

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA**  
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**“TÉCNICAS DE MEJORA DE ESTIMACIÓN DE CANAL PARA  
SISTEMAS DE COMUNICACIONES NO ESTÁNDARIZADOS  
OFDM”**

**TESIS**

**PARA OPTAR EL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS  
MENCIÓN: TELECOMUNICACIONES**

**PRESENTADA POR  
ELVIS RIVERA RIVERA**

**LIMA, PERÚ  
2011**

*“Los obstáculos son esas cosas que las personas ven cuando dejan de mirar sus metas”.*

*E. Joseph Cossman*

*Agradezco a Dios por brindarme la oportunidad de seguir estudiando y creciendo como persona, así como por darme la alegría de ser padre.*

*Dedico este trabajo a mis padres Marcelo y Diohliva, a mi hermano Emerson, a mi esposa Yuly y mi hija Dayanira Maisie, por todo el apoyo recibido, por su comprensión y cariño. Gracias a todos.*

## **TABLA DE CONTENIDOS**

<i>Dedicatoria</i> .....	<i>i</i>
<i>Tabla de Contenidos</i> .....	<i>ii</i>
<i>Índice de Tablas</i> .....	<i>iv</i>
<i>Índice de Figuras</i> .....	<i>v</i>
<i>Abreviaturas</i> .....	<i>ix</i>
<i>Simbología</i> .....	<i>x</i>
<i>Summary</i> .....	<i>xi</i>
<i>Resumen</i> .....	<i>xiii</i>

### **CAPITULO 1: ASPECTOS INTRODUCTORIOS**

<i>1.1.- Presentación del problema</i> .....	<i>1</i>
<i>1.2.- Antecedentes de solución</i> .....	<i>2</i>
<i>1.3.- Justificación</i> .....	<i>3</i>
<i>1.4.- Aplicaciones</i> .....	<i>4</i>
<i>1.5.- Objetivos</i> .....	<i>5</i>
<i>1.6.- Descripción del documento</i> .....	<i>6</i>

### **CAPITULO 2: MODULACIÓN MULTIPORTADORA**

<i>2.1.- Introducción</i> .....	<i>8</i>
<i>2.2.- Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)</i> .....	<i>8</i>
<i>2.3.- Cyclic Prefix OFDM en canal AWGN</i> .....	<i>11</i>
<i>2.4.- Modulación Asistida por Símbolo Piloto</i> .....	<i>14</i>
<i>2.5.- Banda U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure)</i> .....	<i>16</i>
<i>2.6.- Estándar IEEE 802.11a</i> .....	<i>17</i>
<i>2.7.- Canales multitrayectoria tipo Rayleigh</i> .....	<i>25</i>
<i>2.8.- Frecuencia Doppler</i> .....	<i>28</i>
<i>2.9.- Modulador ZP-OFDM</i> .....	<i>30</i>

### **CAPÍTULO 3: ESQUEMA DE MODULACIÓN Y ESTIMACIÓN PROPUESTO**

<i>3.1.- Introducción</i> .....	<i>37</i>
<i>3.2.- Estimación de canal propuesto</i> .....	<i>37</i>
<i>3.3.- Redistribución de frecuencias</i> .....	<i>39</i>
<i>3.4.- Modulador propuesto ZP-OFDM-PSAM</i> .....	<i>42</i>
<i>3.5.- Simulador propuesto</i> .....	<i>46</i>

## ***CAPITULO 4: EVALUACIÓN Y RESULTADOS***

<i>4.1.- Introducción.....</i>	<i>52</i>
<i>4.2.- Métodos de validación empleados .....</i>	<i>53</i>
<i>4.3.- Resultados de simulación .....</i>	<i>55</i>

<i>CONCLUSIONES .....</i>	<i>77</i>
---------------------------	-----------

<i>RECOMENDACIONES .....</i>	<i>79</i>
------------------------------	-----------

<i>FUENTES DE INFORMACIÓN .....</i>	<i>80</i>
-------------------------------------	-----------

## ***ANEXOS***

<i>Anexo 1.- El modelo de canal tipo A, ETSI EP BRAN 3ER1085B.....</i>	<i>83</i>
--	-----------

<i>Anexo 2.- Código fuente del simulador implementado .....</i>	<i>84</i>
---	-----------

## ÍNDICE DE TABLAS

### **CAPITULO 2**

<i>Tabla 2.1 Rango de frecuencias empleadas en la banda U-NII .....</i>	<i>17</i>
<i>Tabla 2.2 Parámetros utilizados en las diferentes tasas de transmisión del estándar IEEE 802.11a .....</i>	<i>20</i>
<i>Tabla 2.3 Parámetros de tiempo y frecuencia utilizados en el estándar IEEE 802.11a .....</i>	<i>20</i>
<i>Tabla 2.4 Atenuación promedio de obstáculos en la banda de 2.4 GHz .....</i>	<i>26</i>
<i>Tabla 2.5 Comparación de complejidad aritmética de los ecualizadores propuestos, donde CP-OLS representa a CP-OFDM .....</i>	<i>36</i>

### **CAPITULO 3**

<i>Tabla 3.1 Distribución de frecuencias establecida por el estándar IEEE 802.11a, para cada canal OFDM en la banda U-NII .....</i>	<i>40</i>
<i>Tabla 3.2 Propuesta de distribución de frecuencias para cada canal OFDM en la banda U-NII .....</i>	<i>41</i>
<i>Tabla 3.3 Parámetros empleados en el modulador propuesto .....</i>	<i>45</i>

### **CAPITULO 4**

<i>Tabla 4.1 Comparación de las tasas de transferencia del estándar IEEE 802.11a y el modulador propuesto .....</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 4.2 Evaluación de las ganancias obtenidas por el modulador propuesto respecto al estándar, para un BER de <math>10^{-4}</math> sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>65</i>
<i>Tabla 4.3 Evaluación de las ganancias obtenidas por el modulador propuesto respecto al estándar, para un BER de <math>10^{-4}</math> con frecuencia Doppler de 57.7 Hz .....</i>	<i>75</i>

## ÍNDICE DE FIGURAS

### CAPITULO 2

Figura 2.1 Densidad espectral de potencia de una subportadora OFDM .....	9
Figura 2.2 Densidad espectral de potencia de seis subportadoras OFDM.....	9
Figura 2.3 Densidad espectral de potencia de seis subportadoras OFDM que ingresan al receptor .....	10
Figura 2.4 Constelación de un símbolo OFDM modulado en 16 QAM antes de ser transmitido .....	10
Figura 2.5 Constelación de un símbolo OFDM modulado en 16 QAM que ingresa al receptor .....	10
Figura 2.6 Esquema del modulador CP-OFDM en canal AWGN .....	13
Figura 2.7 Modelo de la convolución del canal empleado por PSAM para CP-OFDM en canal AWGN .....	14
Figura 2.8 Trama OFDM con símbolos pilotos y símbolos de datos .....	16
Figura 2.9 Primera y segunda capa del modelo OSI aplicado al estándar IEEE 802.11a.....	18
Figura 2.10 Descripción de la trama formada en la sub capa PLCP .....	19
Figura 2.11 Estructura de la trama OFDM con sus valores en el tiempo.....	21
Figura 2.12 Modulador CP-OFDM especificado en la sub-capa PMD .....	22
Figura 2.13 Demodulador CP-OFDM especificado en la sub-capa PMD.....	22
Figura 2.14 Scrambler para los bits de información.....	22
Figura 2.15 Codificador convolucional estándar, $k=7$ .....	22
Figura 2.16 Constelación y codificación Gray para BPSK, QPSK, 16-QAM .....	23
Figura 2.17 Constelación y codificación Gray para 64-QAM .....	24
Figura 2.18 Ubicación en frecuencia de las sub-portadoras de datos y tonos pilotos.....	24
Figura 2.19 Ubicación de los canales OFDM en la banda U-NII .....	25
Figura 2.20 Generación de la multitrayectoria .....	26
Figura 2.21 Efecto de la multitrayectoria para una secuencia de impulsos.....	27
Figura 2.22 Clasificación de canales de radio .....	30
Figura 2.23 Modulador ZP-OFDM-FAST-ZF.....	35
Figura 2.23 Modulador ZP-OFDM-OLA .....	35

### **CAPITULO 3**

<i>Figura 3.1 Propuesta de redistribución de frecuencias para los canales OFDM en la banda U-NII .....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 3.2 Ubicación de las sub-portadoras de datos y tonos pilotos para el modulador Propuesto .....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 3.3 Esquema del modulador propuesto ZP-OFDM para diferentes métodos de ecualización .....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 3.4 Ventana principal del software de simulación implementado .....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 3.5 Selección del valor de frecuencia Doppler a simular .....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 3.6 Tasas de transferencia establecidas por el estándar IEEE 802.11a.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 3.7 Tasas de transferencia disponibles en el modulador propuesto ZP-OFDM .....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 3.8 Selección de número de tramas y símbolos de datos OFDM a transmitir.....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 3.9 Curva de probabilidad de error como resultado de la simulación .....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 3.10 Constelación para los esquemas de modulación QPSK y16-QAM, mostrados por el software de simulación .....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 3.11 Espectro en banda base para un símbolo OFDM expresado en escala logarítmica .....</i>	<i>51</i>

### **CAPITULO 4**

<i>Figura 4.1 Curva de tasa de error de bit (BER) versus SNR de bit, para un esquema QPSK... .54</i>	
<i>Figura 4.2 Curva de eficiencia para el modulador ZP-OFDM, en las tasas de transferencia de 9, 11.25, 18, 22.5, 36, 45, 54 y 67.5 Mbps .....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4.3 Diagrama esquemático de la simulación realizada .....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 4.4 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 6 Mbps y el modulador propuesto en 9 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4.5 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 9 Mbps y el modulador propuesto en 11.25 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4.6 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 12 Mbps y el modulador propuesto en 18 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 4.7 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 18 Mbps y el modulador propuesto en 22.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>60</i>

<i>Figura 4.8 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 24 Mbps y el modulador propuesto en 36 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4.9 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 36 Mbps y el modulador propuesto en 45 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4.10 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 48 Mbps y el modulador propuesto en 54 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 4.11 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 54 Mbps y el modulador propuesto en 67.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 4.12 Curva de eficiencia del modulador propuesto y del estándar IEEE 802.11a, para un BER de <math>10^{-4}</math>, sin frecuencia Doppler .....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 4.13 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 6 Mbps y el modulador propuesto en 9 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 4.14 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 9 Mbps y el modulador propuesto en 11.25 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 4.15 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 12 Mbps y el modulador propuesto en 18 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 4.16 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 18 Mbps y el modulador propuesto en 22.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 4.17 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 24 Mbps y el modulador propuesto en 36 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>71</i>
<i>Figura 4.18 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 36 Mbps y el modulador propuesto en 45 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 4.19 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 48 Mbps y el modulador propuesto en 54 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>73</i>

<i>Figura 4.20 Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 54 Mbps y el modulador propuesto en 67.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz .....</i>	<i>73</i>
<i>Figura 4.21 Curva de eficiencia del modulador propuesto y del estándar IEEE 802.11a, para un BER de <math>10^{-4}</math>, con frecuencia Doppler de 57.7 Hz.....</i>	<i>76</i>

## **ABREVIATURAS**

<i>AWGN</i>	<i>: Additive White Gaussian Noise</i>
<i>BER</i>	<i>: Bit Error Ratio</i>
<i>BRAN</i>	<i>: Broadband Radio Access Networks</i>
<i>CP-OFDM</i>	<i>: Cyclic Prefix OFDM</i>
<i>ETSI</i>	<i>: European Telecommunications Standards Institute</i>
<i>FCC</i>	<i>: Federal Communications Commission</i>
<i>FEC</i>	<i>: Forward Error Correction</i>
<i>HDTV</i>	<i>: High Definition Television</i>
<i>IEEE</i>	<i>: Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>ISM</i>	<i>: Industrial, Scientific and Medical</i>
<i>LOS</i>	<i>: Line of Sight</i>
<i>MIMO</i>	<i>: Multiple input multiple output</i>
<i>MMSE</i>	<i>: Minimum Mean Square Error</i>
<i>NLOS</i>	<i>: Non Line of Sight Path</i>
<i>OFDM</i>	<i>: Orthogonal frequency Division Multiplexing</i>
<i>PLCP</i>	<i>: Physical Layer Convergence Procedure</i>
<i>PMD</i>	<i>: Physical Medium Dependent</i>
<i>PRP-OFDM</i>	<i>: Pseudorandom Postfix OFDM</i>
<i>PSAM</i>	<i>: Pilot Symbol Assisted Modulation</i>
<i>SNR</i>	<i>: Signal to Noise Ratio</i>
<i>WLAN</i>	<i>: Wireless Local Area Network</i>
<i>WMAN</i>	<i>: Wireless Metropolitan Area Network</i>
<i>WiMAX</i>	<i>: Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
<i>ZP-OFDM</i>	<i>: Zero Padding OFDM</i>
<i>ZF</i>	<i>: Zero Forcing</i>

## **SIMBOLOGÍA**

$s_M(i)$	: <i>i</i> -ésimo símbolo OFDM de tamaño $1 \times M$
$H_{ISI}$	: Matriz cuadrada que representa a la interferencia inter-simbólica
$H_{IBI}$	: Matriz cuadrada que representa a la interferencia inter-bloques
$F_M$	: Matriz FFT de tamaño $M \times M$
$F_M^H$	: Matriz IFFT de tamaño $M \times M$
$(\cdot)'$	: Operación transpuesta
$(\cdot)^H$	: Transpuesta hermitiana
$(\cdot)^\dagger$	: Seudo-inversa de Moore-Penrose
$\sigma_x$	: Desviación estándar de $x$
$\sigma_x^2$	: Varianza de $x$
$dB$	: Decibelios

## **SUMMARY**

*Multicarrier modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is currently used in various communications systems, eg used in high-speed modems with DSL technology and its variants (xDSL). It is also used in systems such as broadband communications, DAB (Digital Audio Broadcasting), DVB (Digital Video Broadcasting), WLAN (Wireless Local Area Networks): IEEE 802.11a, IEEE 802.11g, ETSI BRAN HIPERLAN/2, and wide-area wireless networks: IEEE 802.16 (WiMAX).*

*The schemes described above employ the traditional modulator with cyclic prefix, CP-OFDM (Cyclic Prefix OFDM). The aim of the cyclic prefix is to convert the circular convolution linear convolution, which allows a simple equalizer when the channel is known. For the channel estimation is employed pilot symbol assisted modulation PSAM (Pilot Symbol Assisted Modulation). Using this technique, each transmitted frame (OFDM symbol set), a portion of the symbols are known at the transmitter and receiver, these symbols are called pilot or training symbols.*

*The problem of pilot symbol estimate is the assumption that the channel does not vary (or varies very little) between each transmitted pilot symbol, usually placed at the beginning of each frame. For time-varying channels, must be transmitted more frequently pilot symbols to obtain an adequate estimate of the channel, resulting in an inefficient use of bandwidth.*

*Given the need to improve efficiency in the use of bandwidth for OFDM systems is that they studied various channel estimation methods exist for these systems (blind, and semi-blind PSAM), this on the basis that you can only accept a better channel use efficiency if the probability of error is also acceptable BER.*

*For OFDM systems a way to improve the BER (lower value) is to improve the channel estimation technique, as this leads to an optimal channel equalization and therefore adequate recovery of the bits of information.*

*The work focuses on the study and implementation of new modulation schemes like OFDM recently proposed ZP-OFDM modulator (Zero Padding OFDM). This modulator has the advantage of allowing the recovery of the transmitted symbols at the receiver, even if the channel has coefficients with zero or near zero (eg fading channels) compared to CP-OFDM modulator can not do it. This modulator proposes the use of a fixed post with all zero values, replacing the use of a prefix before the extension was to value cyclical transmitted symbol (CP-OFDM).*

*As a result of the research proposes an OFDM modulator that enhances the efficient use of bandwidth offered by the IEEE 802.11a standard. The proposed modulator is based channel estimation step in the use of PSAM (modified unlike the one used in CP-OFDM). It is also used modulation scheme ZP-OFDM, which was obtained with the best results. The improvement in efficiency introduced by the proposed modulator is reflected in the increase of all transfers rates offered by the IEEE 802.11a standard for similar BER values and/or lower than those supported by the standard. However, it sacrifices the guard band originally proposed in the standard.*

## **RESUMEN**

*La modulación multiportadora OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) es actualmente utilizada en diversos sistemas de comunicaciones; por ejemplo se emplea en MODEMs de alta velocidad mediante la tecnología DSL y sus variantes (xDSL). También es utilizada en sistemas de comunicaciones de banda ancha como: radiodifusión de audio digital DAB, radiodifusión de video digital DVB, redes inalámbricas de área local WLAN: IEEE 802.11a, IEEE 802.11g, ETSI BRAN HIPERLAN/2, y redes inalámbricas de área amplia: IEEE 802.16 (WiMAX).*

*Los esquemas anteriormente descritos emplean el modulador tradicional con prefijo cíclico, el CP-OFDM (Cyclic Prefix OFDM). El objetivo del prefijo cíclico es convertir la convolución lineal en convolución circular, lo que permite realizar una ecualización simple cuando el canal es conocido. Para la estimación del canal se emplea la modulación asistida por símbolo piloto PSAM (Pilot Symbol Assisted Modulation). Mediante esta técnica, por cada trama transmitida (conjunto de símbolos OFDM), una porción de los símbolos son conocidos en el transmisor y receptor; estos se denominan símbolos de entrenamiento o símbolos pilotos.*

*El problema de la estimación por símbolo piloto es que se asume que el canal no varía (o varía muy poco) entre cada símbolo piloto transmitido, generalmente colocados al inicio de cada trama. Para canales variantes en el tiempo, se debe transmitir con mayor frecuencia los símbolos piloto a fin de obtener una estimación adecuada del canal, lo que ocasiona una ineficiencia en el uso de la anchura de banda.*

*Ante la necesidad de mejorar la eficiencia en el uso de la anchura de banda para sistemas OFDM, es que se estudiaron diversos métodos de estimación de canal existentes para estos sistemas (blind, semi blind y PSAM, esto en base a*

*que sólo se puede aceptar una mejora de eficiencia de uso de canal si la probabilidad de error BER también es aceptable. Para sistemas OFDM una forma de mejorar el BER (disminuir su valor), es mejorar la técnica de estimación de canal, ya que esto conduce a una óptima ecualización de canal y por tanto a una adecuada recuperación de los bits de información.*

*El trabajo se centra en el estudio e implementación de nuevos esquemas de modulación OFDM recientemente propuestos como el modulador ZP-OFDM (Zero Padding OFDM). Este modulador tiene la ventaja de permitir la recuperación de los símbolos transmitidos en el receptor, aún si el canal presenta coeficientes con valor cero o cercanos a cero (por ejemplo canales con desvanecimiento), en comparación al modulador CP-OFDM que no puede realizarlo. Este modulador propone el uso de un post fijo con sus todos sus valores iguales a cero, en reemplazo del uso de un prefijo que antes tenía como valor la extensión cíclica del símbolo transmitido (CP-OFDM).*

*Como resultado de la investigación se propone un modulador OFDM que mejora la eficiencia del uso de anchura de banda, ofrecida por el estándar IEEE 802.11a. El modulador propuesto basa su etapa de estimación de canal en el uso de PSAM (modificado a diferencia del usado en CP-OFDM). También se emplea el esquema de modulación ZP-OFDM, con el que se obtuvo mejores resultados. La mejora en eficiencia introducida por el modulador propuesto se refleja en el incremento de todas las tasas de transferencias ofrecidas por el estándar IEEE 802.11a, para valores de BER similares y/o más bajos que los soportados por el estándar; sin embargo, se sacrifica la banda de guarda originalmente propuesta en el estándar.*

## CAPÍTULO 1

### ASPECTOS INTRODUCTORIOS

#### 1.1 PRESENTACIÓN DEL PROBLEMA

Actualmente el uso de las redes de datos y el acceso a Internet se ha masificado, así como las diversas tecnologías empleadas para la interconexión a estas redes. Uno de los medios físicos de comunicación más empleado es el acceso inalámbrico, el cual permite al usuario ubicarse en cualquier lugar, disfrutar de movilidad y además disponer de tasas de transferencia de información aceptables. Sin embargo, los medios físicos no inalámbricos ofrecen una mayor velocidad en la transferencia de información, pero a cambio no se dispone de movilidad.

El presente trabajo de tesis se enfoca en el estudio de OFDM, como una de las tecnologías más utilizadas en comunicaciones inalámbricas. Específicamente, el estudio se centra en redes inalámbricas de área local o WLAN. Se toma como modelo al estándar IEEE 802.11a, perteneciente a la familia de estándares IEEE 802.11 (a, b, g y n), más conocidos como WiFi (Wireless Fidelity) [9].

OFDM es una técnica de modulación eficiente en el uso de la anchura de banda y presenta un buen desempeño ante canales con desvanecimiento (fading). Todas estas características descritas dependen de una adecuada estimación de canal, que permitan al receptor mantener la ortogonalidad de las sub- portadoras de un símbolo OFDM; y realizar una optima recuperación de los símbolos de información. Sin embargo, el estándar IEEE 802.11a no especifica su desempeño ante escenarios móviles, aún para escenarios de baja movilidad, por ejemplo para un límite de velocidad de movimiento de 10.8 Km/hr o 3m/seg. (según referencia del estándar HIPERLAN/2). Para que el estándar se desempeñe adecuadamente en escenarios móviles se tiene que realizar una estimación de canal más continua, lo cual lo hace ineficiente en el uso de la anchura de banda del canal, ya que tiene que gastar parte de la anchura de banda disponible en la transmisión de tonos pilotos para la estimación.

Por este motivo se propuso mejorar la técnica de estimación de canal, a fin de mejorar el desempeño del modulador OFDM, aún para escenarios con movilidad (con límite de 10.8Km/hr por ser WLAN), y reflejar esta mejora en el incremento de las tasas de transferencia ofrecidas por el estándar.

## 1.2 ANTECEDENTES DE SOLUCIÓN

Los sistemas tradicionales de OFDM se basan en la técnica conocida como prefijo cíclico para evitar la interferencia inter-simbólica (ISI) en el receptor. Asimismo en la modulación asistida por símbolo piloto para el proceso de estimación de canal. La característica de estas técnicas es que consumen espacio en anchura de banda, tanto para la transmisión de los símbolos pilotos como para la secuencia del prefijo cíclico. La técnica de modulación asistida por símbolo piloto (PSAM) se basa en la suposición de que las características del canal no cambian entre cada secuencia de entrenamiento (símbolo piloto); esto no significa que el canal no sea variante en el tiempo. Para canales variantes en el tiempo es necesario enviar la secuencia de entrenamiento más rápidamente, a fin de mantener una adecuada estimación de canal, lo cual consume mayor anchura de banda, [7].

También existen moduladores OFDM que emplean la modulación asistida por tono piloto PTAM (Pilot Tone Assisted Modulation) [4]. Un símbolo OFDM está compuesto por múltiples sub-portadoras o “tonos” modulados en BPSK, QAM, etc. PTAM permite estimar y rastrear las variaciones del canal por cada símbolo OFDM transmitido, debido a que emplea un grupo de sub-portadoras exclusivamente como tonos pilotos. Sin embargo esta técnica conduce a un ineficiente uso de la anchura de banda, debido a que disminuye la cantidad de sub-portadoras útiles para la transmisión de datos (por la inclusión de tonos pilotos cuya cantidad necesaria está en función al orden del canal).

Ante la necesidad de mejorar el uso de la anchura de banda y realizar una adecuada estimación de canal (aún para escenarios móviles), es que se han propuesto métodos de estimación de canal blind (ciego) y semi-blind (semi ciego). Estos métodos permiten prescindir del uso de secuencias de entrenamiento para la estimación de canal. Generalmente se puede clasificar los estimadores blind para OFDM en estadísticos y determinísticos. Los métodos determinísticos se basan en la

información obtenida del resultado de la FFT de los símbolos OFDM recibidos. Esta información es comparada con un alfabeto finito de posibilidades que permite extraer la información que porta cada símbolo OFDM. Los métodos estadísticos exploran la ciclo-estacionariedad que el prefijo cíclico induce en la señal transmitida; de esta manera luego de varias iteraciones pueden estimar el canal. Los métodos determinísticos tienen la propiedad de obtener una adecuada estimación del canal mucho más rápido en comparación a los métodos estadísticos. Sin embargo requieren una mayor complejidad, más aún cuando se emplea moduladores digitales de mayor constelación (ejemplo 64 QAM), [3].

Recientemente se han propuesto nuevos moduladores OFDM que emplean diversas técnicas de estimación de canal. El modulador ZP-OFDM [1], tiene la ventaja de permitir la recuperación de los símbolos en el receptor, aún si el canal presenta coeficientes con valor cero (o cercanos a cero), en comparación al modulador CP-OFDM (Cyclic Prefix OFDM) que no puede realizarlo. Este modulador puede emplear diferentes métodos de estimación de canal como PSAM y métodos blind y semi-blind del tipo estadísticos propuestos para este modulador.

El modulador PRP-OFDM (Pseudorandom Postfix OFDM) [2] propone una adaptación del modulador ZP-OFDM (Zero Padding OFDM), y en base al cálculo del valor estimado, extrae de un postfijo agregado a cada trama OFDM, la información necesaria para la estimación de canal. La ventaja de este método de estimación de canal semi-blind, es que se obtiene información del canal en cada símbolo OFDM transmitido. Además de permitir el uso de filtros de Wiener o de Kalman para una adecuada estimación de canal en escenarios de alta movilidad. Sin embargo para obtener una aceptable estimación, es necesaria una recepción inicial de un grupo de símbolos OFDM, llamado periodo de ventana.

### **1.3 JUSTIFICACIÓN**

Actualmente la técnica de modulación OFDM es ampliamente utilizada en los sistemas de comunicaciones inalámbricos, debido a su eficiencia en el uso de anchura de banda y su robustez frente a canales con desvanecimiento (fading). Su aplicación en comunicaciones inalámbricas va desde WLAN, a través de los

estándares IEEE 802.11a, HIPERLAN/2 de la ETSI. También se emplea en WMAN a través del estándar IEEE 802.16e, mejor conocido como WiMAX.

Otra de las aplicaciones de OFDM es en sistemas de radio enlaces, por ejemplo el sistema de radio enlaces de Motorola serie PTP-500 que permite la interconexión de estaciones separadas hasta por 250Km de distancia en la banda de 5.4 y 5.8 GHz; este sistema utiliza las variantes de OFDM como MIMO e i-OFDM, ofreciendo tasas de transferencia hasta de 105 Mbps para canales de 15MHz. Para este tipo de aplicaciones, OFDM permite la conexión para enlaces del tipo LOS y NLOS, además de topologías punto a punto y punto multipunto, operando generalmente en la banda ISM de 2.4 GHz y en la banda de 5 GHz.

OFDM también es empleado por los sistemas HDTV, como técnica para la transmisión de la información, en la cual se debe transportar grandes tasas de información. Además, OFDM es una de las técnicas propuestas a ser utilizada como estándar para los sistemas de comunicaciones móviles de cuarta generación, donde se busca ofrecer una mayor velocidad de transferencia.

Es por lo anteriormente descrito que se decidió investigar una de las aplicaciones actuales de OFDM: el estándar IEEE 802.11a, a través del cual se buscó mejorar el mecanismo de estimación de canal, resultando esta mejora en el incremento de las tasas de transmisión ofrecidas por el estándar, para lo cual también fue necesario investigar nuevos esquemas de modulación OFDM, propuestos en publicaciones recientes, logrando obtener un modulador OFDM que mejora el desempeño ofrecido por el estándar, además de mantener un buen desempeño en canales con movilidad.

Finalmente, el modulador propuesto servirá como punto de partida de futuros trabajos de investigación en esquemas de modulación OFDM para sistemas de comunicaciones inalámbricos.

#### **1.4 APLICACIONES**

Los moduladores OFDM estudiados en el presente trabajo están diseñados para su operación en redes inalámbricas de área local. Sin embargo el modulador ofrecido en el estándar IEEE 802.11a no está diseñado para escenarios móviles. Según

referencia del estándar HIPERLAN/2 establecido por la ETSI, que es el equivalente del estándar IEEE 802.11a para Europa, se establece una movilidad máxima de 3 m/seg.; sin embargo, solo es posible alcanzar tasas de transferencias bajas o intermedias en este tipo de escenarios.

Sin embargo, el método de estimación de canal propuesto, permite al modulador OFDM alcanzar sus tasas más altas de transmisión, aún en escenarios con movilidad. Ello permite a las nuevas aplicaciones como telefonía IP inalámbrica ser empleadas, explotando todos los recursos que puede ofrecer un sistema de comunicación con capacidades de altas tasas de transmisión (aproximadamente entre 54 Mbps y 67.5 Mbps).

Además el modulador propuesto puede ser empleado en redes inalámbricas de área local, es decir en cualquier escenario donde se aplica el estándar IEEE 802.11a. Teniendo como ventajas ofrecidas, una mayor velocidad en cada uno de los diferentes niveles de transmisión que ofrece el estándar y un mejor desempeño ante escenarios con movilidad por debajo de los 3 m/seg.

## **1.5 OBJETIVOS**

- El objetivo general del presente trabajo fue mejorar la técnica de estimación de canal empleada en el modulador CP-OFDM utilizado en el estándar IEEE 802.11a, y aprovechar esta mejora para incrementar todas las tasas de transmisión actualmente ofrecidas por el estándar.

Por otro lado, dentro de los objetivos específicos se encuentran:

- Estudiar e implementar en simulación el modulador CP-OFDM empleado en el estándar IEEE 802.11a.
- Estudiar e implementar diversos esquemas de modulación OFDM recientemente propuestos y compararlos con el ofrecido en el estándar IEEE 802.11a.

- Evaluar el comportamiento de los moduladores OFDM para escenarios de comunicación con frecuencia Doppler y sin frecuencia Doppler.
- Proponer un esquema de modulación OFDM que presente un mejor desempeño en eficiencia de uso de canal (<sup>11</sup>) y valor de BER, que el estipulado en el estándar IEEE 802.11a. Donde un sistema de comunicaciones con mayor eficiencia es aquel que aprovecha mejor la anchura de banda disponible del canal para la transmisión de información y no de otros tipos de señales.
- Diseñar e implementar un software de simulación que permita evaluar el desempeño de un modulador OFDM para diferentes escenarios.

## **1.6 DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO**

El capítulo II explica los diversos conceptos y técnicas empleadas en los sistemas de comunicaciones inalámbricos basados en el tradicional CP-OFDM. Se detalla las características técnicas del estándar IEEE 802.11a y las bandas de frecuencias asignadas para la operación del estándar. También se explica el concepto de frecuencia Doppler y su impacto en los sistemas de comunicaciones. Finalmente se hace una descripción del esquema de modulación ZP-OFDM propuesto en publicaciones recientes, donde se describe sus ventajas en comparación al tradicional modulador CP-OFDM.

En el capítulo III se hace una descripción total del esquema de modulación propuesto, detallando las etapas que lo componen, las variantes empleadas en la estimación de canal y la codificación de canal. También se detalla la propuesta de redistribución de frecuencias en la banda U-NII, empleada por el modulador propuesto. En este capítulo se hace uso de los conceptos vistos en el capítulo II.

En el capítulo IV se muestran los resultados y los métodos de validación empleados para la evaluación del desempeño del modulador propuesto, en comparación al estipulado en el estándar IEEE 802.11a. En este capítulo también se describe al software de simulación que se implementó para la simulación del modulador OFDM obtenido.

Luego de la finalización del último capítulo se presentan las conclusiones obtenidas del trabajo de investigación, así como las recomendaciones y las fuentes de información empleadas.

## CAPÍTULO 2

### MODULACIÓN MULTIPORTADORA

#### 2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realiza la descripción del esquema de modulación estándar OFDM, más conocido como CP-OFDM. A su vez se describe el método de estimación de canal PSAM en base al concepto de canales variantes en el tiempo; esto, debido a que el modulador CP-OFDM usualmente emplea a PSAM como su método de estimación de canal. También se realiza la descripción de la distribución y canalización de frecuencias empleadas en la banda de los 5 GHz (banda U-NII), que es la banda de frecuencias donde opera el estándar IEEE 802.11a.

A continuación se hace una descripción del estándar IEEE 802.11a, explicando brevemente cada una de las etapas que lo componen, entre ellos los conceptos de scrambler, entrelazado, moduladores digitales, etc. A su vez se describe el formato de trama, duración de símbolo OFDM y las tasas de transferencia ofrecidas. Se continúa con la introducción del concepto de canales con multitrayectoria tipo Rayleigh. Luego se analiza el efecto que produce la existencia de la frecuencia Doppler para escenarios móviles.

Finalmente se culmina el capítulo con la descripción del modulador ZP-OFDM. Aquí se describe su arquitectura, el nuevo esquema de modulación que propone y las ventajas obtenidas en comparación al tradicional CP-OFDM.

#### 2.2 ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)

OFDM es una técnica de modulación por multiportadora que permite recuperar exitosamente los símbolos de datos transmitidos sobre canales con características de multitrayectoria. Además transmite los símbolos de información modulados en PSK, QAM, 16 QAM, 64 QAM, etc., sobre subportadoras distribuidas ortogonalmente y separadas en la mínima distancia posible; esto permite que OFDM sea eficiente en el uso de la anchura de banda, (ver figuras 2.1 y 2.2). Sin embargo para que OFDM pueda recuperar adecuadamente los símbolos transmitidos depende de que sus subportadoras no pierdan su ortogonalidad. Para asegurar esto es necesario realizar

una óptima ecualización de canal que compense la atenuación y el desfase introducido por el canal; sin embargo, los resultados de la ecualización dependen más de una óptima estimación de canal que de un determinado mecanismo de ecualización.

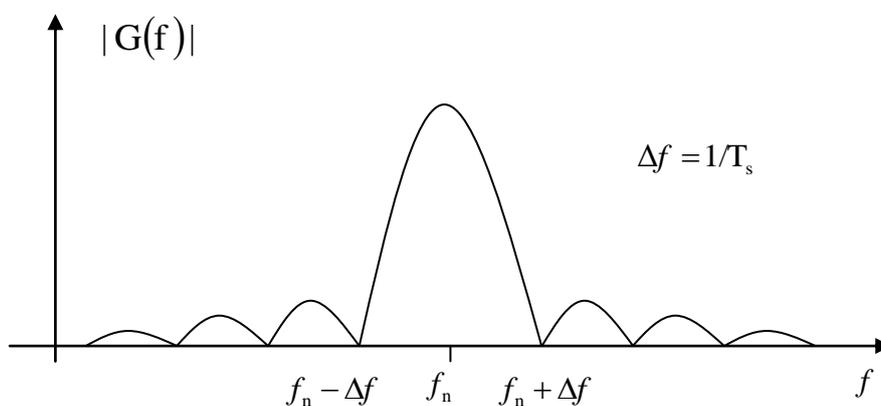


Figura 2.1. Densidad espectral de potencia de una subportadora OFDM.

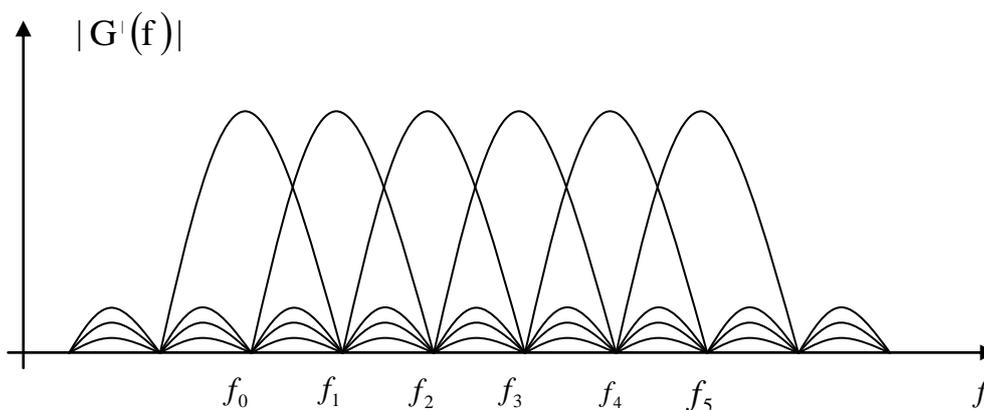


Figura 2.2. Densidad espectral de potencia de seis subportadoras OFDM.

En la figura 2.3 se muestra el espectro de seis subportadoras OFDM que ingresan al receptor luego de atravesar el canal de comunicaciones; se observa que las subportadoras han perdido su ortogonalidad entre sí.

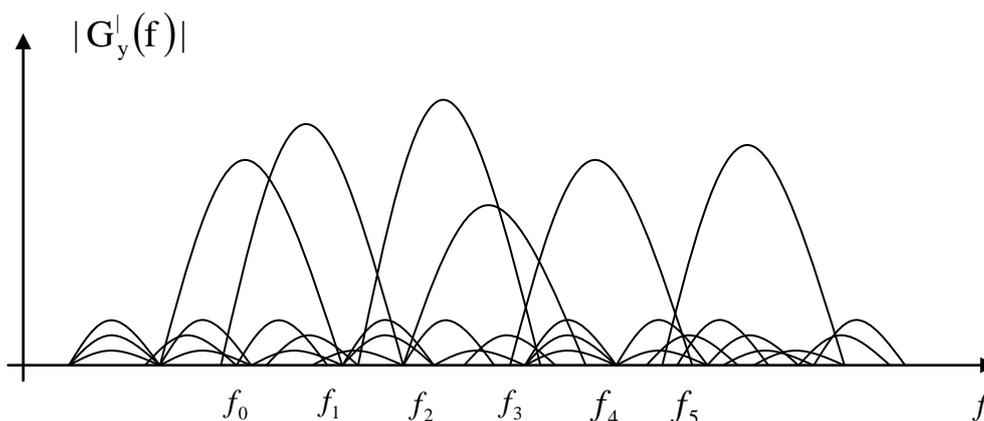


Figura 2.3. Densidad espectral de potencia de seis subportadoras OFDM que ingresan al receptor.

En la figura 2.4 se muestra la constelación de un símbolo OFDM modulado en 16 QAM cuando es transmitido, y en la figura 2.5 se muestra la constelación del símbolo OFDM cuando el símbolo llega al receptor. Claramente se observan las distorsiones que introduce el canal de comunicaciones incrementando la probabilidad de error.

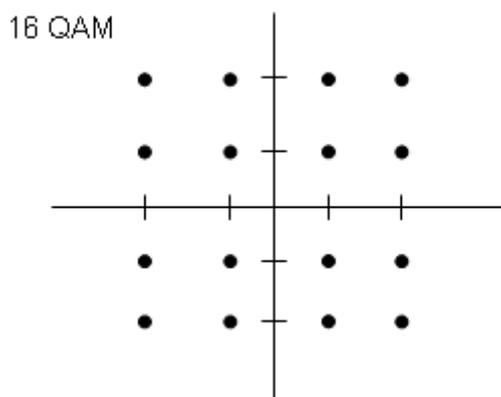


Figura 2.4. Constelación de un símbolo OFDM modulado en 16 QAM antes de ser transmitido.

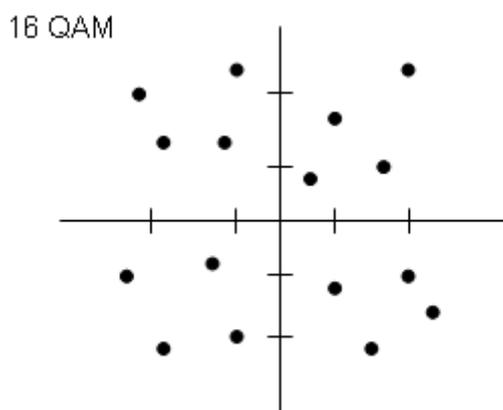


Figura 2.5. Constelación de un símbolo OFDM modulado en 16 QAM que ingresa al receptor.

### 2.3 CYCLIC PREFIX OFDM EN CANAL AWGN

Cyclic prefix OFDM o más conocido como CP-OFDM es uno de los esquemas de modulación OFDM más utilizado actualmente [1], [6]. Su principal característica es el uso de una extensión cíclica obtenida a partir del mismo símbolo OFDM; ello permite convertir la convolución lineal entre el símbolo OFDM y el canal en convolución circular [10], obteniendo como resultado un proceso de ecualización simple cuando el canal es conocido.

En el presente trabajo se emplea la siguiente notación: los símbolos con letra mayúscula y subíndice representan matrices cuadradas, donde el subíndice representa la dimensión. Las letras minúsculas con subíndice representan vectores columna, donde el subíndice indica la dimensión. El símbolo  $(\cdot)^H$  hace referencia a la conjugada transpuesta o transpuesta Hermitiana. El símbolo  $(\cdot)^T$  hace referencia a la matriz transpuesta.

Un símbolo OFDM está compuesto por sub portadoras generadas a partir del cálculo de la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) a la señal de información. Se define a  $\tilde{s}_M(\mathbf{i})$  como el  $i$ -ésimo bloque o vector de información de tamaño  $M \times 1$ . Este símbolo es primero codificado por la matriz IFFT  $F_M^H = 1/\sqrt{M}(\mathbf{W}_M^{mk})^H$ , donde  $0 \leq m \leq M$ ,  $0 \leq k \leq M$  y  $\mathbf{W}_M = e^{-j(2\pi/M)}$ . En dicho bloque la señal de información “en el dominio de la frecuencia”  $\tilde{s}_M(\mathbf{i})$  es convertida al dominio del tiempo, definido por el vector  $s_M(\mathbf{i})$ . Entonces un prefijo cíclico de longitud “D” es insertado entre cada  $s_M(\mathbf{i})$ , obteniendo como resultado el vector  $s_{cp}(\mathbf{i})$ , este vector incluye la extensión cíclica y es transmitida al canal de comunicaciones. El total número de muestras transmitidas en el dominio del tiempo, por cada vector de información es  $P=M+D$ . Se define a la matriz  $\bar{F}_{cp}$  de tamaño  $M \times D$ , formada por las últimas D columnas de  $F_M = (F_M^H)^{-1}$ .

Entonces se define a  $F_{cp} = \left[ \bar{F}_{cp}, F_M \right]^H$ , correspondiente a la combinación de la

modulación multiportadora y a la inserción del prefijo cíclico. El bloque de símbolos a ser transmitidos está expresado por:

$$s_{cp}(\mathbf{i}) = \mathbf{F}_{cp} \tilde{\boldsymbol{\zeta}}_M(\mathbf{i}) \quad (2.1)$$

Cada vector  $s_{cp}(\mathbf{i})$  (símbolo CP-OFDM) es serializado y convertido a señal analógica a través de un convertidor D/A (digital/análogo), obteniéndose la señal  $s(t)$ . Se considera al canal como selectivo en frecuencia con desvanecimiento, (ver el capítulo II, sección 2.7 y anexo 1). El cual es modelado como un filtro FIR cuya respuesta impulsiva es expresada como vector columna  $\bar{\mathbf{h}} = [h_0, \dots, h_{M-1}]^T$ ; y con ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN)  $\mathbf{n}(\mathbf{i})$ , de varianza  $\sigma_n^2$ . En la práctica el sistema debe ser diseñado tal que  $M \geq D \geq L$ , donde  $L$  es el orden del canal y se establece que  $h_j = 0, \forall j > L$ , además no se conoce al canal  $\bar{\mathbf{h}}$  en el receptor. De ésta manera, la expresión del  $i$ -ésimo símbolo OFDM recibido está definido por:

$$\mathbf{x}_{cp}(\mathbf{i}) = \mathbf{H}_{ISI} \mathbf{F}_{cp} \tilde{\boldsymbol{\zeta}}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{H}_{IBI} \tilde{\boldsymbol{\zeta}}_M(\mathbf{i}-1) + \mathbf{n}_p(\mathbf{i}) \quad (2.2)$$

Donde  $\mathbf{H}_{ISI}$  es la  $P \times P$  matriz triangular inferior Toeplitz, con su primera columna  $[h_0 \dots h_L 0 \dots 0]^T$  y representa la interferencia inter-simbólica. La matriz  $\mathbf{H}_{IBI}$  es la  $P \times P$  matriz triangular superior Toeplitz, con su primera fila  $[0 \dots 0 h_L \dots h_1]^T$  y representa la interferencia en el tiempo entre dos símbolos transmitidos sucesivamente. El vector  $\mathbf{n}_p(\mathbf{i})$  es el ruido AWGN de varianza  $\sigma_n^2$  del  $i$ -ésimo símbolo transmitido, [12].

El método de ecualización para CP-OFDM se basa en el empleo de las propiedades de matrices circulares, las cuales pueden ser diagonalizadas por la pre y post multiplicación de la matriz IFFT. Luego de remover el prefijo cíclico en el receptor y dado que el orden del canal satisface  $L \leq D$ , (2.2) se reduce a:

$$\mathbf{x}_M(\mathbf{i}) = \mathbf{C}_M(\bar{\mathbf{h}}) \mathbf{F}_M^H \boldsymbol{\xi}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_M(\mathbf{i}) \quad (2.3)$$

Donde  $\mathbf{C}_M(\bar{\mathbf{h}})$  es una matriz circular  $M \times M$ , con primera fila  $\mathbf{C}_M(\bar{\mathbf{h}}) = \text{Circ}_M(\mathbf{h}_0 \ 0 \dots 0 \ \mathbf{h}_L \dots \mathbf{h}_1)$  y  $\mathbf{n}_M(\mathbf{i}) = [\mathbf{n}(\mathbf{i}P + D) \dots \mathbf{n}(\mathbf{i}P + P - 1)]^T$ . Entonces después de la demodulación de la señal recibida mediante la matriz FFT, la señal resultante en “el dominio de la frecuencia”, es dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_M(\mathbf{i}) &= \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M(\bar{\mathbf{h}}) \mathbf{F}_M^H \boldsymbol{\xi}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_M(\mathbf{i}) \\ &= \text{diag}(\mathbf{H}_0 \dots \mathbf{H}_{M-1}) \boldsymbol{\xi}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_M(\mathbf{i}) \\ &= \mathbf{D}_M(\bar{\mathbf{h}}_M) \boldsymbol{\xi}_M(\mathbf{i}) + \tilde{\mathbf{n}}_M(\mathbf{i}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

donde  $\bar{\mathbf{h}}_M = [\mathbf{H}_0 \dots \mathbf{H}_{M-1}]^T = \sqrt{M} \mathbf{F}_M \bar{\mathbf{h}}$  y según los valores de  $\mathbf{H}_k \equiv \mathbf{H}(2\pi k/M) = \sum_{l=0}^L \mathbf{h}_l e^{-j2\pi k l/M}$ , se obtiene la función de transferencia del canal en la  $k$ -ésima sub-portadora. Además  $\mathbf{D}_M(\bar{\mathbf{h}}_M)$  es una matriz diagonal con  $\bar{\mathbf{h}}_M$  en su diagonal. Finalmente la ecualización es llevada a cabo por la multiplicación de  $\mathbf{D}_M^\dagger(\bar{\mathbf{h}}_M)$  a la señal obtenida en (2.4), donde el símbolo  $(\cdot)^\dagger$  representa el cálculo de la pseudo inversa de Moore-Penrose, según se muestra en (2.5). Todo el esquema del modulador CP-OFDM se ilustra en la figura 2.6.

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_M^\dagger(\bar{\mathbf{h}}_M) \tilde{\mathbf{x}}_M(\mathbf{i}) &= \mathbf{D}_M^\dagger(\bar{\mathbf{h}}_M) \mathbf{D}_M(\bar{\mathbf{h}}_M) \boldsymbol{\xi}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{D}_M^\dagger(\bar{\mathbf{h}}_M) \tilde{\mathbf{n}}_M(\mathbf{i}) \\ \boldsymbol{\xi}'_M(\mathbf{i}) &= \boldsymbol{\xi}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{D}_M^\dagger(\bar{\mathbf{h}}_M) \tilde{\mathbf{n}}_M(\mathbf{i}) \end{aligned} \quad (2.5)$$

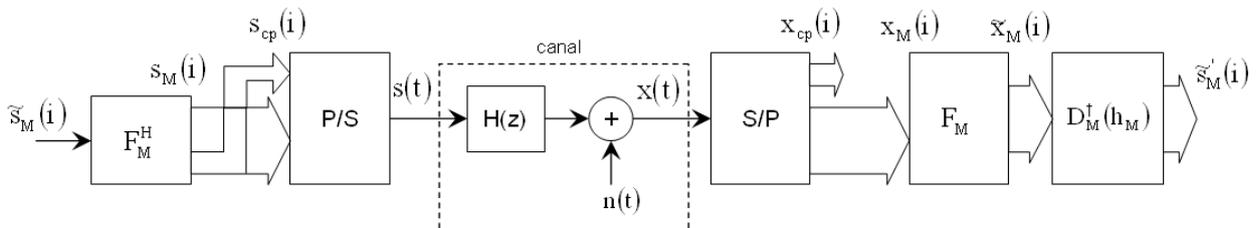


Figura 2.6. Esquema del modulador CP-OFDM en canal AWGN.

La propiedad de CP-OFDM que permite una rápida ecualización se deriva del algoritmo de convolución rápida basada en el algoritmo overlap-save (OLS). Sin embargo, este procedimiento presenta un problema cuando el canal tiene coeficientes con valor cero o cercanos a cero; en estos casos no es posible realizar la recuperación del símbolo  $s_k(i)$  transmitido en la  $k$ -ésima sub-portadora, [1]. Esta limitación nos conduce a pérdidas en canales con multitrayectoria, lo cual es resuelto en nuevos esquemas de modulación como el propuesto más adelante en la sección 2.8.

## 2.4 MODULACIÓN ASISTIDA POR SÍMBOLO PILOTO

La técnica de modulación asistida por símbolos pilotos es utilizada en muchos sistemas de comunicaciones. En canales poco variantes en el tiempo, generalmente con poca dispersión o de baja movilidad su uso se prefiere, por ejemplo movilidad menor a 3m/seg. (según estándar HIPERLAN/2); esto se debe a que permite estimar adecuadamente el canal, lo que conduce a una óptima ecualización y recuperación de los símbolos de información.

Para sistemas OFDM, es en la capa física o primera capa del modelo de comunicaciones OSI (Open System Interconnection), establecido por la ISO (Internacional Organization for Standardization); donde se forman tramas o conjuntos de símbolos OFDM para su transmisión. PSAM establece el uso de los primeros símbolos OFDM de cada trama, como símbolos de entrenamiento o símbolos pilotos. Es decir estos símbolos son los únicos que son conocidos en el transmisor y receptor.

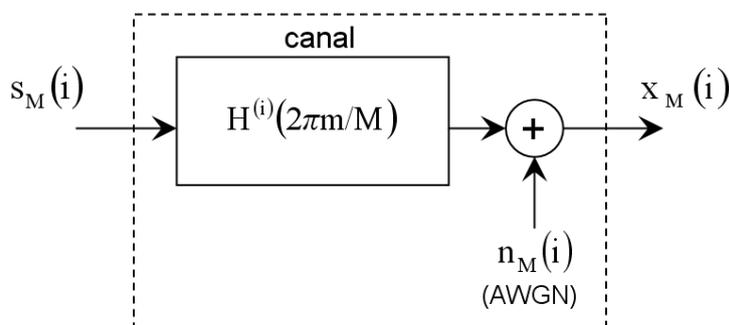


Figura 2.7. Modelo de la convolución del canal empleado por PSAM para CP-OFDM en canal AWGN.

Según el esquema mostrado en la figura 2.7,  $s_M(i)$  es  $i$ -ésimo símbolo CP-OFDM enviado a través del canal de comunicaciones,  $x_M(i)$  es el correspondiente símbolo recibido en el receptor y  $H^{(i)}(2\pi m/M)$  es el comportamiento del canal en la transmisión del  $i$ -ésimo símbolo. La función de transferencia  $H_k$  en cada subportadora  $e^{j2\pi k/M}$ , puede ser estimada desde el símbolo con ruido  $\tilde{x}_M(i) = D_M(h_M)\tilde{s}_M(i) + \tilde{n}_M(i)$ .

Básicamente aplicando una división entre el  $m$ -ésimo símbolo recibido y demodulado  $[\tilde{x}_M(i)]_m$ , y el  $m$ -ésimo símbolo piloto  $[\tilde{s}_M(i)]_m$  antes de ser modulado y transmitido, ver la figura 2.6. De esta manera, explotando las propiedades de la convolución circular, el canal es estimado según [1]:

$$\begin{aligned}\hat{H}^{(i)}(2\pi m/M) &= \frac{[\tilde{x}_M(i)]_m}{[\tilde{s}_M(i)]_m} \\ &= H^{(i)}(2\pi m/M) + \frac{[\tilde{n}_M(i)]_m}{[\tilde{s}_M(i)]_m}, \quad m \in [0, M-1]\end{aligned}\quad (2.6)$$

Ciertamente uno de los inconvenientes de la estimación de canal aplicando PSAM, es que se asume que el canal no varía o varía muy poco entre cada secuencia de entrenamiento (canales lentos o poco dispersivos). Esto es cierto para canales estacionarios o fijos; sin embargo en escenarios donde la movilidad es permitida y requerida, para mantener una probabilidad de error baja, es necesario un envío más continuo de los símbolos pilotos.

Es decir la frecuencia de envío de los símbolos piloto debe ser mayor, lo cual implica una ineficiencia en el uso de la anchura de banda. En la figura 2.8 se muestra una trama OFDM, con la ubicación de los símbolos de entrenamiento o símbolos piloto OFDM y los símbolos de datos.

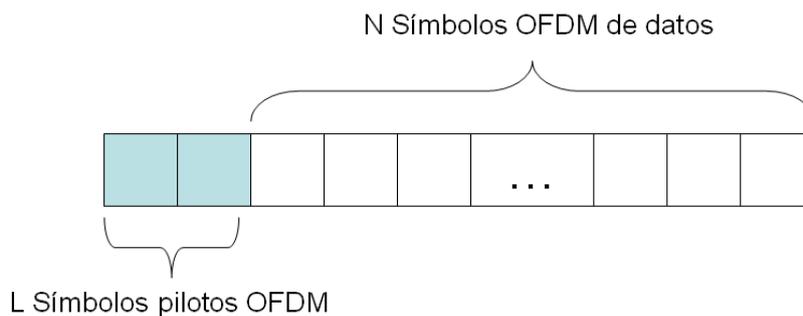


Figura 2.8. Trama OFDM con símbolos pilotos y símbolos de datos.

Otro inconveniente es que para algunos sistemas estandarizados OFDM, los símbolos pilotos utilizados mantienen algunas sub-portadoras con valor cero, para mantener una banda de guarda. Esto impide realizar una óptima estimación de canal, puesto que no se excita a todas las componentes de frecuencia del canal, que si afectan a los símbolos OFDM transmitidos.

## 2.5 BANDA U-NII (UNLICENSED NATIONAL INFORMATION INFRASTRUCTURE)

La banda U-NII ha sido especificada por la FCC, la cual es una agencia de los Estados Unidos. Esta banda de frecuencia se encuentra especificada en la banda de los 5 GHz. En la banda de los 5 GHz la canalización empleada es de 5 MHz, es decir en toda la banda existen 200 canales de frecuencia, cada uno de 5 MHz de capacidad. Dentro de este rango de frecuencias la banda U-NII está dividida en tres partes según se muestra en la tabla 2.1 [5], se observa que el tamaño de cada sub-banda U-NII ocupa 100 MHz. Muchos esquemas de comunicaciones inalámbricos usan la banda U-NII para transmisiones en WLAN, radio enlaces y otros sistemas de comunicaciones.

Banda (GHz)	Número de canales operativos	Frecuencias centrales en cada canal OFDM (MHz)
Banda baja U-NII (5.15 GHz – 5.25 GHz)	36	5180
	40	5200
	44	5220
	48	5240
Banda media U-NII (5.25 GHz – 5.35 GHz)	52	5260
	56	5280
	60	5300
	64	5320
Banda superior U-NII (5.725 GHz – 5.825 GHz)	149	5745
	153	5765
	157	5785
	161	5805

Tabla 2.1. Rango de frecuencias empleadas en la banda U-NII.

Según la normativa nacional establecida por el Ministerio de Transportes y Comunicaciones (MTC), a través del PNAF (Plan Nacional de Atribución de Frecuencias), en el Perú no se denomina a la banda de 5GHz como banda U-NII (ver sección 2.5); sin embargo, los rangos de frecuencia: 5.15GHz-5.25GHz, 5.25GHz-5.35GHz y 5.725GHz-5.825GHz definidos por la FCC como banda U-NII y empleados por el estándar IEEE 802.11a; en el Perú según en el PNAF estas frecuencias pueden ser utilizados para comunicaciones de acceso inalámbrico en zonas rurales y ambientes cerrados como casas u oficinas. En estos escenarios se puede realizar la comunicación en modo punto a punto o punto multipunto, siempre que se respete los niveles de potencia establecidos en los límites máximos permisibles normados por el MTC. Por lo tanto el estándar IEEE 802.11a es empleado como un sistema de comunicación WLAN en el Perú.

## 2.6 ESTÁNDAR IEEE 802.11a

Este estándar especifica los mecanismos empleados en la capa física del modelo OSI para el establecimiento de la comunicación en WLAN. El estándar está basado en el tradicional modulador CP-OFDM y emplea la técnica PSAM como mecanismo para la estimación de canal. En la figura 2.9, se muestran dos primeras capas del

modelo OSI, donde en la capa física se detallan las dos sub-capas que se utiliza en el estándar.

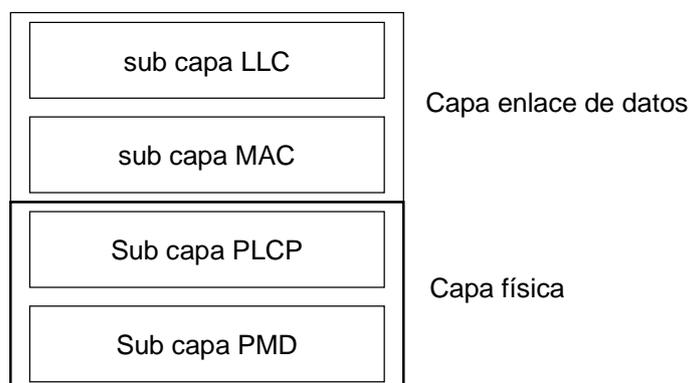


Figura 2.9. Primera y segunda capa del modelo OSI aplicado al estándar IEEE 802.11a.

La sub-capas PLCP permite la interconexión con la sub-capas MAC. En esta sub-capas se establece el formato de trama empleado en la transmisión y recepción para OFDM, la cual es diferente a la trama MAC utilizada en la sub-capas superior. La trama PLCP está compuesta básicamente por tres campos, el primer campo es el preámbulo PLCP, a través del cual se realiza el sincronismo y estimación de canal. Está compuesto por 10 símbolos de entrenamiento corto y 2 símbolos de entrenamiento largos. El segundo campo es la cabecera de la trama, donde se especifica los parámetros a ser utilizados en la comunicación; principalmente se especifica la tasa de transmisión y la longitud de trama. El último campo es DATA, es donde se transmiten todos los símbolos OFDM que portan la información proveniente de la sub-capas MAC. En la figura 2.10 se muestra el diagrama de la sub-capas PLCP.

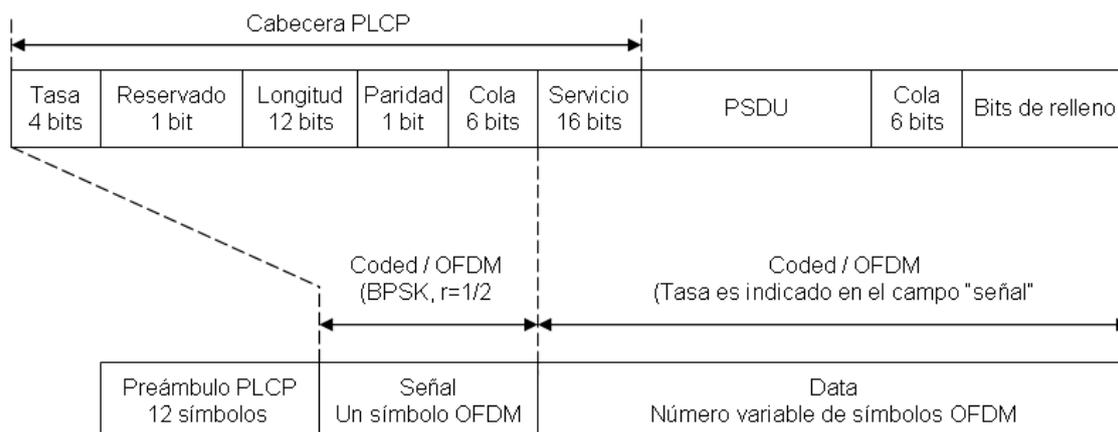


Figura 2.10. Descripción de la trama formada en la sub capa PLCP, [5].

Un símbolo OFDM según el estándar está formado por 64 sub portadoras generadas a través del cálculo de la IFFT y son moduladas digitalmente a través de BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Sólo se emplean 48 sub-portadoras para la transmisión de datos, 4 sub-portadoras se emplean como tonos piloto para el mantenimiento de la sincronización. La sub-portadora en la frecuencia cero (DC) se deja libre y se emplean 11 sub-portadoras con amplitud igual a cero como banda de guarda.

El estándar permite alcanzar 8 niveles de diferentes tasas de transmisión, especificadas en la tabla 2.2. En la tabla 2.3 se indican los parámetros de tiempo y frecuencia empleados por cada símbolo OFDM.

En la figura 2.11 se muestra la trama OFDM expresada en el tiempo. Los símbolos OFDM cortos (con duración de 0.8  $\mu$ seg.), se utilizan para la sincronización y recuperación de la portadora. Los símbolos de entrenamiento OFDM denominados "largos" (con duración de 3.2  $\mu$ seg.), se emplean para la estimación de canal.

Tasa de transmisión (Mbps)	Modulación	Tasa de codificación (R)	Bits codificados por sub-portadora ( $N_{BPSC}$ )	Bits codificados por símbolo OFDM ( $N_{CBPS}$ )	Bits de datos por símbolo OFDM ( $N_{DBPS}$ )
6	BPSK	$\frac{1}{2}$	1	48	24
9	BPSK	$\frac{3}{4}$	1	48	36
12	QPSK	$\frac{1}{2}$	2	96	48
18	QPSK	$\frac{3}{4}$	2	96	72
24	16-QAM	$\frac{1}{2}$	4	192	96
36	16-QAM	$\frac{3}{4}$	4	192	144
48	64-QAM	$\frac{2}{3}$	6	288	192
54	64-QAM	$\frac{3}{4}$	6	288	216

Tabla 2.2. Parámetros utilizados en las diferentes tasas de transmisión del estándar IEEE 802.11a [5].

Parámetros	Valor
$(N_{SD})$ : Número de sub-portadoras de datos.	48
$(N_{SP})$ : Número de sub-portadoras piloto.	4
$(N_{ST})$ : Número total de sub-portadoras.	$52 (N_{SD} + N_{SP})$
$\Delta_F$ : Espaciamiento de sub-portadoras en frecuencia	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
$T_{FFT}$ : Periodo IFFT/FFT	$3.2 \mu\text{seg.} (1/\Delta_F)$
$T_{PREAMBULO}$ : Duración del preámbulo PLCP	$16 \mu\text{seg.} (T_{SHORT} + T_{LONG})$
$T_{GI}$ : Duración del intervalo de guarda	$0.8 \mu\text{seg.} (T_{FFT} / 4)$
$T_{GI2}$ : Intervalo de guarda del símbolo de entrenamiento	$1.6 \mu\text{seg.} (T_{FFT} / 2)$
$T_{SHORT}$ : Duración de una secuencia de entrenamiento corta	$8 \mu\text{seg.} (10 \times T_{FFT} / 4)$
$T_{LONG}$ : Duración de una secuencia de entrenamiento larga	$8 \mu\text{seg.} (T_{GI2} + 2 \times T_{FFT})$
$T_{SYM}$ : Duración de un símbolo OFDM	$4 \mu\text{seg.} (T_{GI} + T_{FFT})$

Tabla 2.3. Parámetros de tiempo y frecuencia utilizados en el estándar IEEE 802.11a [5].

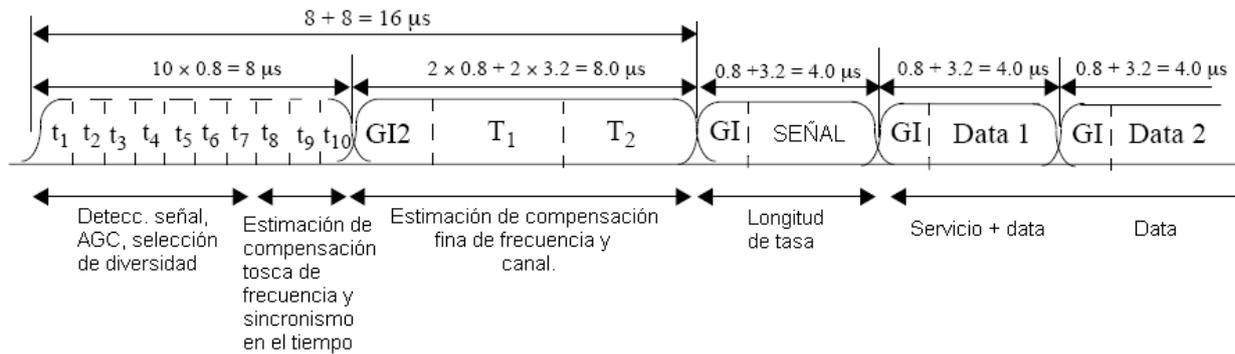


Figura 2.11. Estructura de la trama OFDM con sus valores en el tiempo [5].

En la sub-capas PMD se definen las diferentes etapas que componen al modulador y demodulador OFDM, mostrado en las figuras 2.12 y 2.13. Los bits de datos que ingresan al modulador son alterados a través de un scrambler, el cual busca aplanar el espectro de la señal, ver la figura 2.14. En el receptor una etapa de descrambler permite la recuperación de los valores originales de los bits.

A continuación, los bits de información ingresan a la etapa de FEC, constituida por un codificador convolucional empleado para la corrección de errores. Se utiliza el codificador estándar con polinomios  $g_0 = 133_8$  y  $g_1 = 171_8$ , de tasa 1/2, mostrado en la figura 2.15. Las tasas de codificación 2/3 y 3/4 son alcanzadas mediante la aplicación de la técnica de perforación (puncturing), la cual extrae estratégicamente algunos bits codificados en el transmisor, en el receptor en las posiciones que corresponde a los bits extraídos se rellena con bits con valor a cero. Esto permite manejar diferentes tasas de codificación sin demasiada carga de procesamiento. En el receptor los bits son decodificados mediante el uso del algoritmo de Viterbi. Para mejorar el valor de probabilidad de error, los bits codificados son ingresados a un entrelazador (interleaving); esto dispersa los bits codificados a ser asignados a las diferentes sub-portadoras, por lo tanto, si alguna sub-portadora sufre una alteración producto del ruido, todavía se podrá recuperar la información, ya que no todos los bits pertenecientes a su símbolo de codificación serán alterados. No todos los bits pertenecientes a un símbolo de codificación serán transmitidos en la misma sub-portadora. En el receptor el uso de un de-entrelazador permite el reordenamiento de los bits.

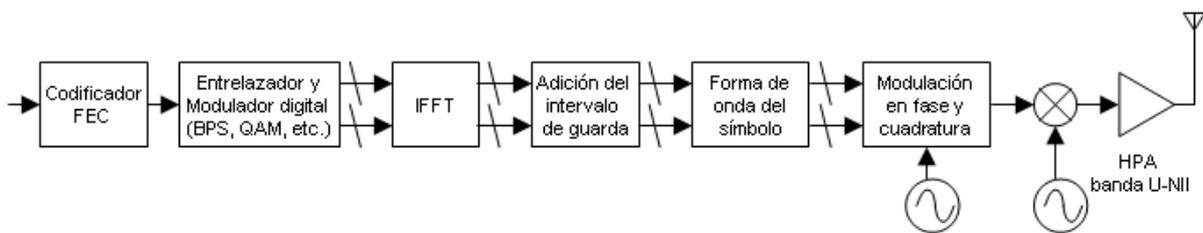


Figura 2.12. Modulador CP-OFDM especificado en la sub-capa PMD [5].

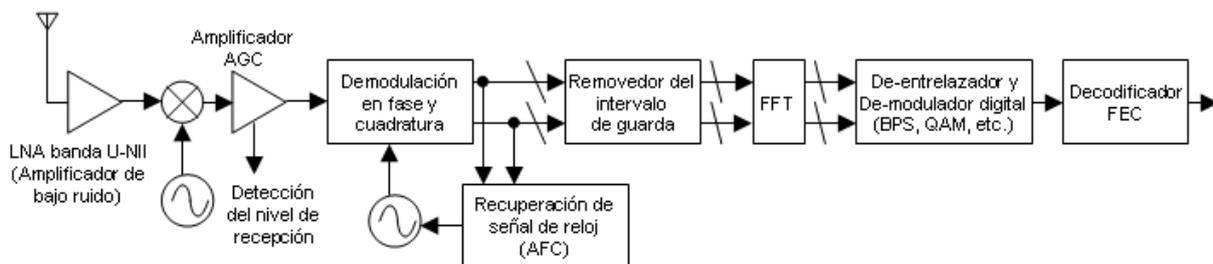


Figura 2.13. Demodulador CP-OFDM especificado en la sub-capa PMD [5].

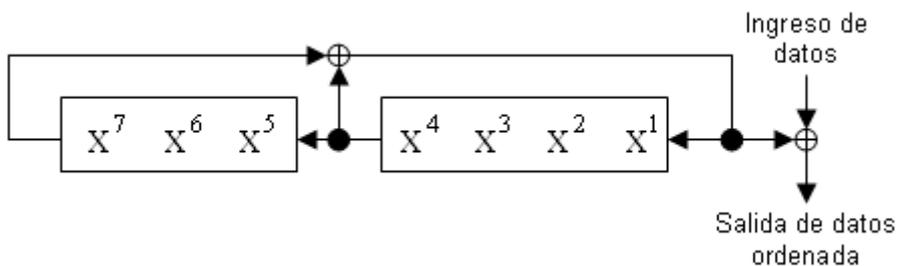


Figura 2.14. Scrambler para los bits de información [5].

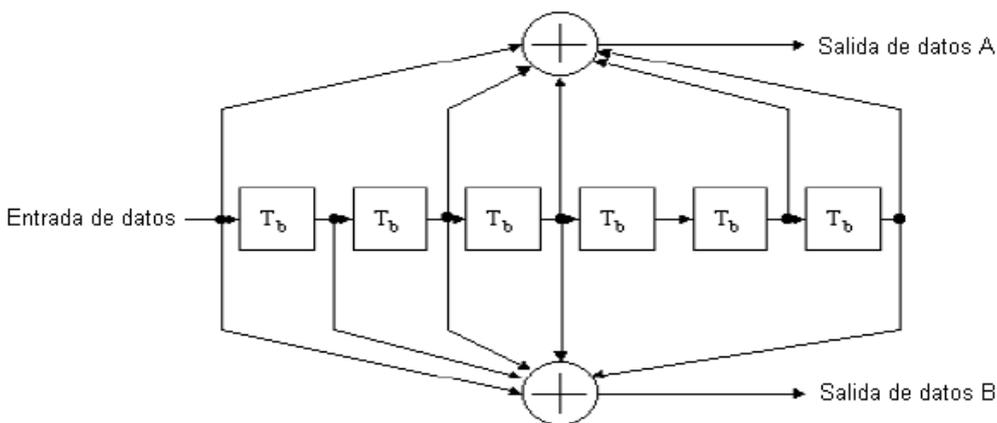


Figura 2.15. Codificador convolucional estándar, k=7 [5].

A continuación, los bits codificados son mapeados según el esquema de modulación digital que se utilice, según se muestra en la figura 2.16 y 2.17. Luego los bits ingresan a la etapa de IFFT donde se produce la modulación multiportadora.

Cada sub-portadora generada en esta etapa está modulada ya sea en BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM, empleando la codificación Gray. Se forma el símbolo OFDM con la agregación del intervalo de guarda (extensión cíclica de la señal). El símbolo OFDM es finalmente modulado en cuadratura, amplificado y transmitido hacia el receptor. En el receptor, a la señal recibida se le extrae la extensión cíclica, se ingresa a la etapa de FFT para la demodulación y los bits son recuperados según su correspondiente etapa de demodulación digital (PSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM). Finalmente los bits son ingresados a la etapa de decodificación para la recuperación de los bits de información.

Todos los bits de información o datos son sometidos al procedimiento descrito anteriormente. Sólo la información contenida en la cabecera de la trama PLCP es siempre codificada con una tasa de  $r=1/2$ , entrelazado (interleaving), modulador BPSK y no se aplica el scrambler. Los símbolos OFDM de entrenamiento son siempre modulados en BPSK. Los tonos piloto son siempre modulados en BPSK y están ubicados en frecuencia según la figura. 2.18.

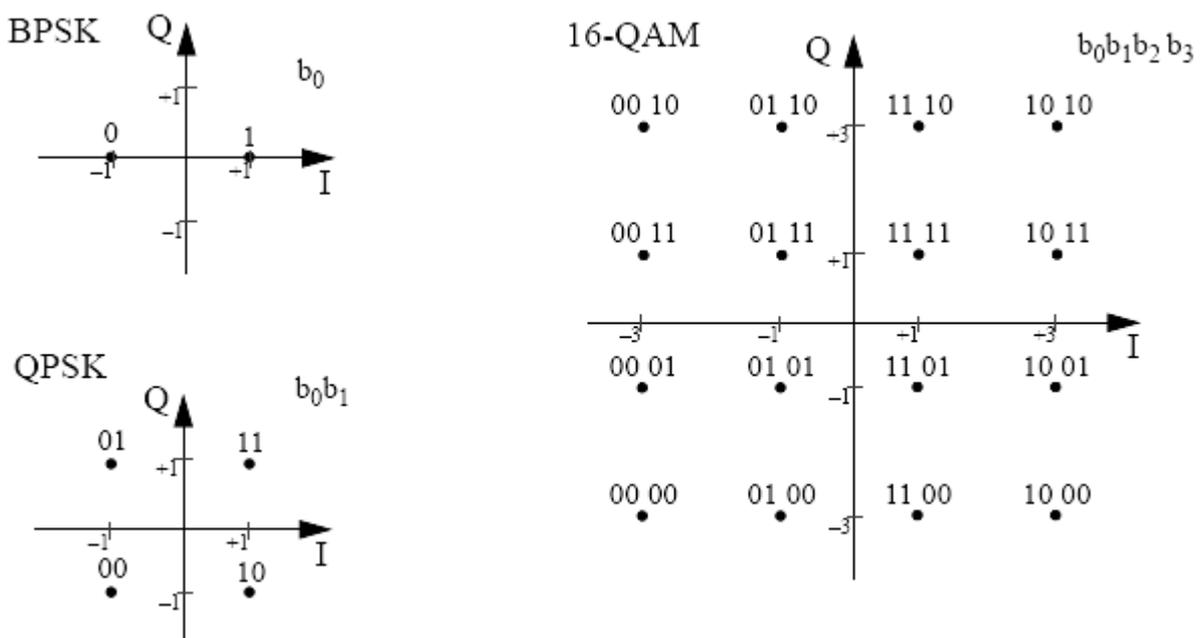


Figura 2.16. Constelación y codificación Gray para BPSK, QPSK, 16-QAM [5].

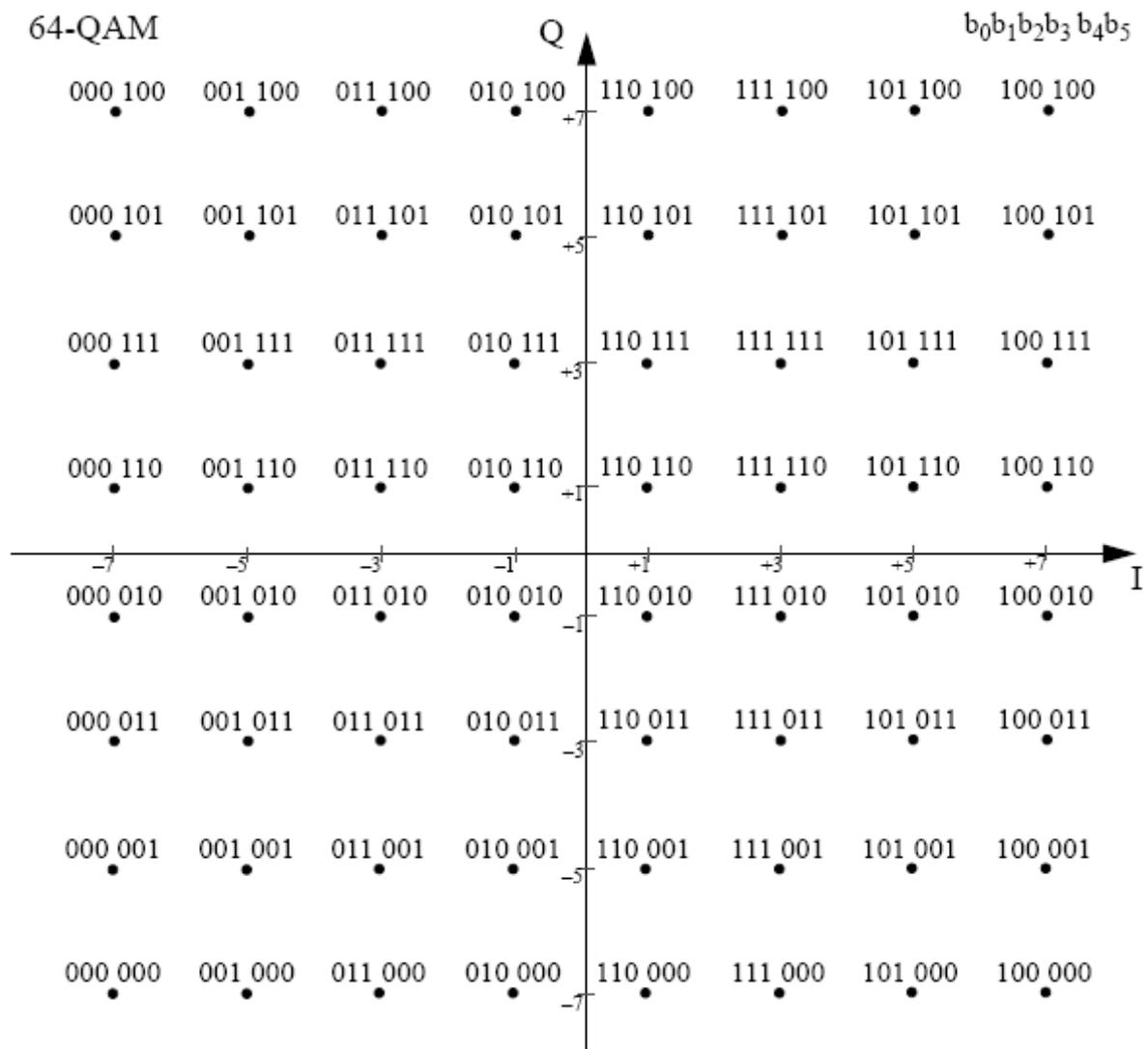


Figura 2.17. Constelación y codificación Gray para 64-QAM, [5].

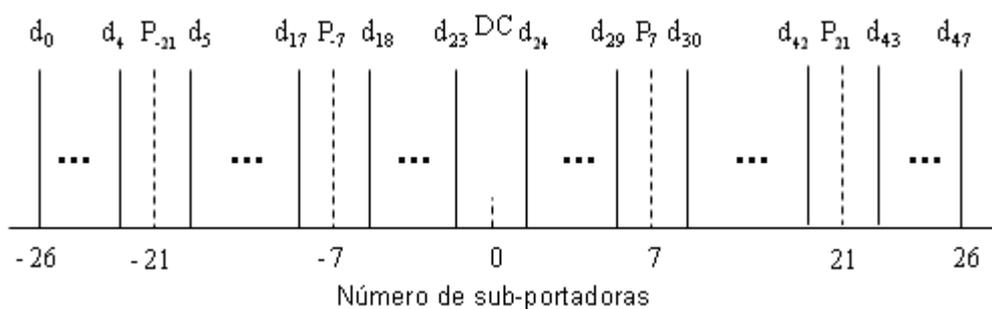


Figura 2.18. Ubicación en frecuencia de las sub-portadoras de datos y tonos pilotos, [5].

En la figura 2.18 los símbolos  $d_i$ , para  $i = 0, 1, \dots, 47$ , representan a las sub-portadoras de datos. Los tonos piloto están representados por  $P_{-21}, P_{-7}, P_7, P_{21}$ , el

subíndice representa su ubicación en frecuencia. El estándar permite el uso de 12 canales OFDM dentro de la banda U-NII, cada canal ocupa 20 MHz y su distribución se muestra en la figura 2.19.

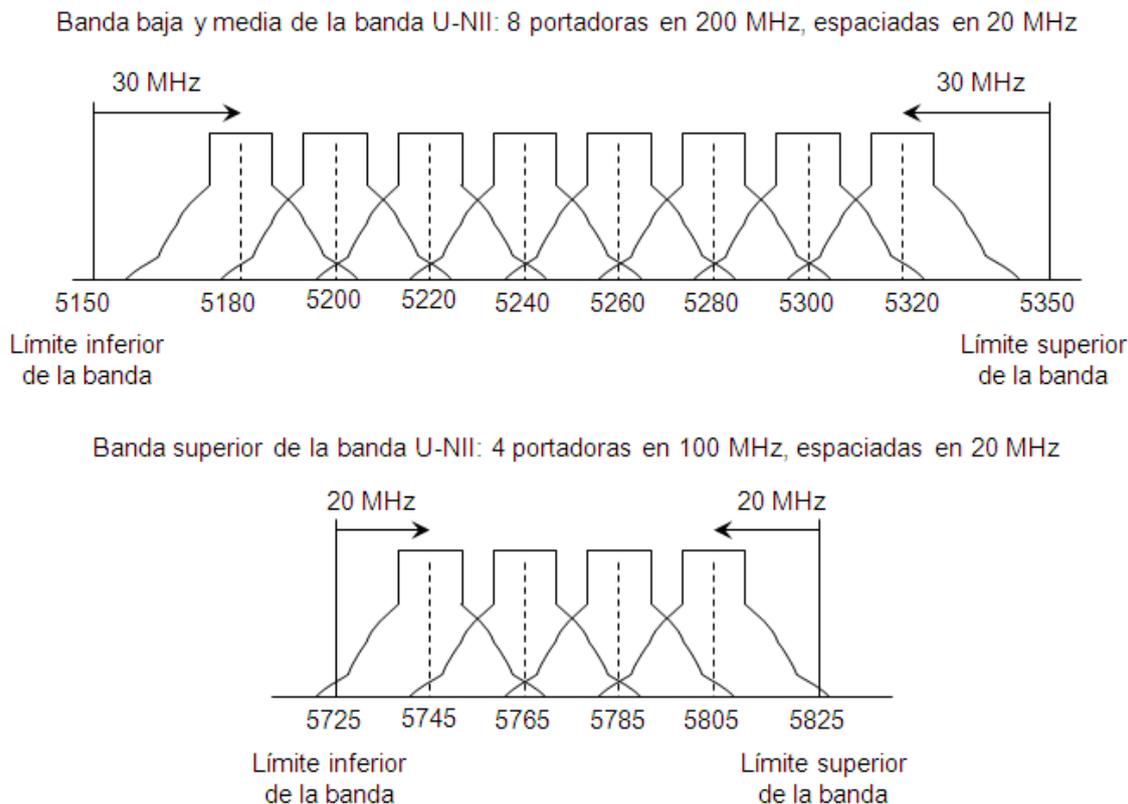


Figura 2.19. Ubicación de los canales OFDM en la banda U-NII, [5].

## 2.7 CANALES MULTITRAYECTORIA TIPO RAYLEIGH

El desvanecimiento o más conocido como fading y la multitrayectoria son fenómenos que ocurren en comunicaciones inalámbricas. La multitrayectoria se produce debido a la dispersión atmosférica y refracción o reflexiones producidas por el choque de la señal con objetos, edificios, etc. (ver la figura 2.20). En estos escenarios el receptor recibe la señal acompañada de diversas copias de ellas, con retardos variados, amplitudes y fases diferentes. El efecto de la multitrayectoria afecta a la señal de dos formas: dispersión (dispersión en el tiempo o selectividad en frecuencia) y comportamiento variante en el tiempo [11].

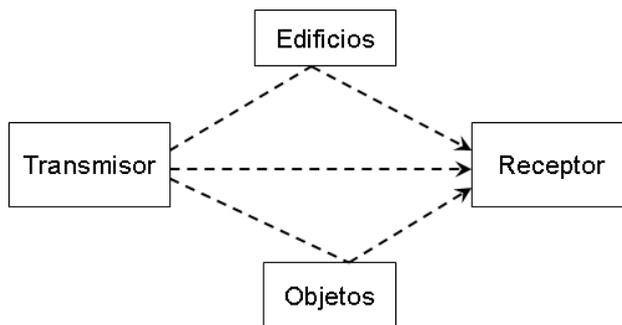


Figura 2.20. Generación de la multitrayectoria.

Se define al modelo de comunicaciones de espacio libre, como un escenario donde se disponga de línea de vista LOS entre el transmisor y receptor. Este concepto se refiere a que si se traza una línea imaginaria entre el transmisor y receptor no deben existir obstáculos; sin embargo, ese trayecto imaginario es modelado como una región casi tipo elíptica y es llamado la zona de Fresnel. El radio de la primera zona de Fresnel es definido por  $R = 1/2 \sqrt{\lambda d}$ , donde “d” es la distancia de separación entre transmisor y receptor,  $\lambda = c/f$  es la longitud de onda, “c” representa la velocidad de la luz y “f” la frecuencia de la señal. Cuando existen obstáculos en la zona de Fresnel ya no se trata de un escenario LOS, dado a que estas obstrucciones generan pérdidas adicionales a la señal. En la tabla 2.4 se muestra una lista de obstáculos más comunes con sus respectivas pérdidas expresadas en decibelios (dB).

Material	Pérdidas introducidas (dB)
Espacio abierto	0
Ventanas	3
Pisos, techos	12-15
Pared de madera	10
Pared de metal o concreto	15-20

Tabla 2.4. Atenuación promedio de obstáculos en la banda de 2.4 GHz, [9].

Para escenarios LOS, las componentes que no atraviesan obstáculos llegan primero al receptor y con mayor amplitud. El retardo de transmisión de las componentes LOS es  $\tau = d/c$ , lo cual es aproximadamente 3 nseg. de retardo por cada metro, ver la

figura 2.20. En ausencia de LOS la señal que primero llega al receptor, no necesariamente es la que tiene mayor amplitud, debido a que la señal va rebotando o atravesando los diferentes obstáculos, en el receptor se recibe señales de diferentes amplitudes y retardos. La diferencia entre el tiempo de llegada de la primera señal y la última, se llama retardo de dispersión. Cada componente de la señal producto de la multitrayectoria tiene su propia amplitud y fase. Las fases pueden ser modeladas por la función de probabilidad uniforme en el rango de  $0^\circ$  a  $360^\circ$  grados. Las amplitudes tienen un decaimiento exponencial siguiendo la función de densidad de probabilidad de Rayleigh, ver (2.7).

Para escenarios NLOS, se emplea la función de probabilidad de Rayleigh para el modelamiento del desvanecimiento o fading, mientras que para escenarios LOS se emplea a la función de probabilidad Rician [14].

$$f(x/\sigma) = \left(\frac{1}{\sigma^2}\right) x \frac{-x^2}{2\sigma^2} \quad (2.7)$$

Donde  $\sigma$  es la desviación estándar y  $\sigma^2$  es la varianza. En la figura 2.21 se muestra el efecto de un canal con multitrayectoria para una secuencia de impulsos.

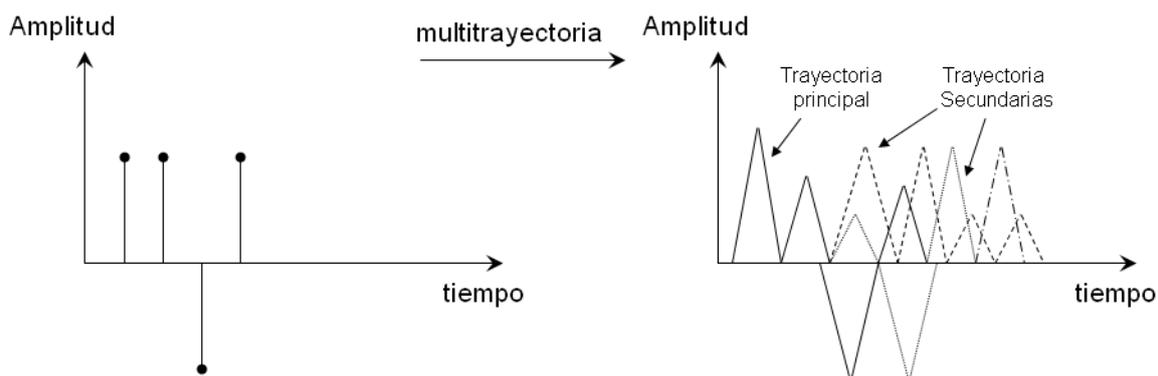


Figura 2.21. Efecto de la multitrayectoria para una secuencia de impulsos.

Además del problema de la multitrayectoria se definen dos características del canal que pueden producir fading: dispersión o esparcimiento del retardo y dispersión de la frecuencia Doppler.

La dispersión del retardo se produce cuando las diversas componentes de la señal irradiada llegan al receptor con diferente retardo, lo cual produce una versión distorsionada de la señal original. El esparcimiento del retardo causa los efectos de dispersión en el tiempo y fading en frecuencias selectivas. Si se define a  $B_x$  como la anchura de banda de la señal transmitida y a  $B_c$  como la anchura de banda coherente del canal, donde  $B_c$  es definido como la inversa del esparcimiento del retardo, una señal con  $B_x \gg B_c$  es afectada con fading en frecuencia selectiva. El termino fading en frecuencia selectiva expresa la falta de correlación entre diferentes componentes de frecuencia de la señal transmitida [11].

## 2.8 FRECUENCIA DOPPLER

Para sistemas de comunicaciones inalámbricos, la movilidad es una de las ventajas que se ofrece en comparación a los sistemas no inalámbricos. Sin embargo, para un sistema de comunicaciones, el hecho de que el emisor o receptor esté en movimiento, implica que la antena este cambiando de posición y orientación constantemente. Este escenario origina pérdidas en la comunicación, debido a que el canal de comunicaciones estará variando continuamente, lo cual sumado al efecto de la multitrayectoria degrada considerablemente a la señal. Este fenómeno es modelado como la aparición de la frecuencia Doppler, o variación de la longitud de onda producto del movimiento. La frecuencia Doppler es determinada por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (2.8)$$

donde  $v$  es la velocidad del móvil y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal. La anchura del espectro de potencia de la frecuencia Doppler  $f_d$  es llamada dispersión de Doppler, o anchura de banda del desvanecimiento del canal, y se expresa en Hz. El criterio de degradación para un rápido y lento desvanecimiento en términos de la anchura de banda de la señal  $B \approx 1/T_{sym}$ , puede ser establecido como [8]:

1. Un canal es considerado con desvanecimiento rápido sí  $B < f_d$ . En este caso la señal puede ser fuertemente distorsionada.
2. Un canal es considerado con desvanecimiento lento sí  $B > f_d$ . No hay distorsión presente en la señal, pero la degradación de la SNR es posible.

La presencia de la frecuencia Doppler suele forzar a algunos métodos de estimación de canal como PSAM, a que se envíe con mayor frecuencia los símbolos de entrenamiento, produciendo el envío de tramas cortas que llevan poca información y ocasionando una ineficiencia en el uso de la anchura de banda.

Además el efecto Doppler junto con la propagación multitrayectoria causa dispersión de frecuencia y fading en tiempo selectivo. Si se define a  $T_x$  como la duración de la señal transmitida y a  $T_c$  como el tiempo coherente del canal, el cuál es obtenido a partir de la inversa de la frecuencia Doppler; cuando  $T_x \gg T_c$  la distorsión resulta notable. Se suele definir a  $T_c$  como mínimo valor de umbral sobre el cual la distorsión resulta considerable [11].

En resumen de acuerdo a la sección 2.7 y lo descrito en esta sección se puede clasificar a un canal con fading en dos tipos (ver la figura 2.22):

- i) Si  $B_x \ll B_c$  no hay fading de frecuencia selectiva y tampoco hay dispersión en el tiempo. La función de transferencia del canal permanece constante y el canal es llamado plano (flat) o no selectivo en frecuencia.
- ii) Si  $T_x \ll T_c$  no hay fading en tiempo selectivo, y el canal es llamado plano (flat) o no selectivo en el tiempo.

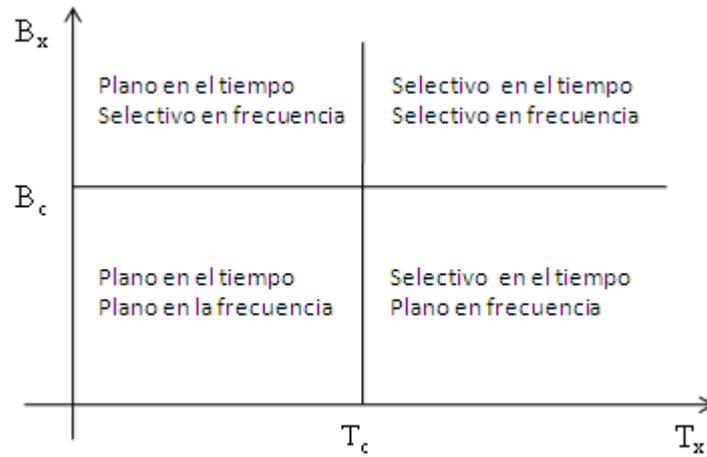


Figura 2.22. Clasificación de canales de radio [11].

## 2.9 MODULADOR ZP-OFDM

El modulador ZP-OFDM (Zero Padding OFDM) mantiene una estructura similar al modulador CP-OFDM. Las dos únicas diferencias se deben a que la extensión cíclica utilizada en CP-OFDM, es ahora rellena por ceros y que esta extensión va al final del símbolo OFDM, ya no al inicio. De esta manera, también se obtiene un vector  $s_{zp}(\mathbf{i})$  de tamaño  $P \times 1$ , que es el símbolo OFDM, dado por:

$$s_{zp}(\mathbf{i}) = \mathbf{F}_{zp} \tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) \quad (2.9)$$

donde  $\mathbf{F}_{zp} = [\mathbf{F}_M \mathbf{0}_{M \times D}]^H$ , entonces el símbolo OFDM recibido es definido por:

$$\mathbf{x}_{zp}(\mathbf{i}) = \mathbf{H}_{ISI} \mathbf{F}_{zp} \tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{H}_{IBI} \mathbf{F}_{zp} \tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}-1) + \mathbf{n}_P(\mathbf{i}) \quad (2.10)$$

Aquí se muestra la ventaja clave de ZP-OFDM, la matriz de ceros  $\mathbf{0}_{D \times M}$  elimina a la interferencia entre vectores o símbolos OFDM, debido a que  $\mathbf{H}_{IBI} \mathbf{F}_{zp} = \mathbf{0}$ . Así definimos a la matriz de convolución  $\mathbf{H}_{ISI} = [\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_{zp}]$  de tamaño  $P \times P$ , dividida en dos sub-matrices, la primera compuesta por sus  $M$  primeras columnas y la segunda por sus últimas  $D$  columnas, recordando que  $P = M + D$ . De esta manera se define al vector recibido como:

$$\mathbf{x}_{zp}(\mathbf{i}) = \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{F}_{zp} \boldsymbol{\zeta}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_P(\mathbf{i}) = \mathbf{H}_0 \mathbf{F}_M^H \boldsymbol{\zeta}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_P(\mathbf{i}) \quad (2.11)$$

La sub-matriz  $\mathbf{H}_0$  de dimensiones  $P \times M$  es del tipo Toeplitz [11], la cual corresponde a las primeras  $M$  columnas de la matriz  $\mathbf{H}_{\text{ISI}}$ , por lo tanto es siempre garantizada a ser invertible. Ello asegura la recuperación de los símbolos OFDM y además una perfecta recuperación de los símbolos en ausencia del ruido, aún si los coeficientes del canal tiene valores en cero o cercanos a cero. Esta es la ventaja principal de ZP-OFDM a comparación de CP-OFDM que no puede realizarlo. Se puede decir entonces que ZP-OFDM disfruta de la máxima ganancia de diversidad, es decir ZP-OFDM puede recuperar las pérdidas por diversidad introducidas en CP-OFDM.

Asumiendo sin pérdida de generalidad que los símbolos OFDM tienen  $\sigma_s^2 = 1$ , los ecualizadores de mínima norma del error ZF (Zero Forcing) y MMSE (Minimum Mean Squared Error), para un ruido aditivo blanco de varianza  $\sigma_n^2$  están definidos respectivamente por [1]:

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = \mathbf{F}_M \mathbf{H}_0^\dagger \quad (2.12)$$

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \mathbf{F}_M \mathbf{H}_0^H \left( \sigma_n^2 \mathbf{I}_P + \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H \right)^{-1} \quad (2.13)$$

Sin embargo ambos  $\mathbf{G}_{\text{ZF}}$  y  $\mathbf{G}_{\text{MMSE}}$  requieren respectivamente la inversión de matrices  $M \times M$  o  $P \times P$ , las cuales no pueden ser precalculadas, debido a que la matriz a ser invertida depende del canal. Ambos esquemas de ecualización ZF y MMSE incurren en un costo extra de complejidad en implementación, en comparación al modulador CP-OFDM.

La simplicidad de CP-OFDM resulta debido a que la matriz  $\mathbf{C}_M(\mathbf{h})$  que representa al canal en (2.3) es circular. Dicha matriz es obtenida por las propiedades de la FFT, que muestra a las sub-portadoras como un conjunto de sub-canales con desvanecimiento plano que pueden ser fácilmente ecualizadas. Esta característica también está presente en el modulador ZP-OFDM, debido al relleno de ceros, las

últimas  $D$  columnas de  $\mathbf{H}_{\text{ISI}}$  en (2.11) no afectan al vector recibido (símbolo OFDM). De esta manera la matriz Toeplitz  $\mathbf{H}_{\text{ISI}}$  puede ser vista como una matriz circular de dimensiones  $P \times P$  definida como  $\mathbf{C}_P(\mathbf{h}) = \text{Circ}_P(\mathbf{h}_0 \ 0 \dots 0 \ \mathbf{h}_L \dots \mathbf{h}_1)$ , y (2.11) puede ser escrita como:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\text{zp}}(\mathbf{i}) &= \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{F}_{\text{zp}} \mathbf{s}_{\text{M}}(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_{\text{P}}(\mathbf{i}) \\ &= \mathbf{C}_P(\mathbf{h}) \mathbf{F}_{\text{zp}} \mathbf{s}_{\text{M}}(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_{\text{P}}(\mathbf{i}) \end{aligned} \quad (2.14)$$

De esta forma, la matriz del canal puede ser diagonalizada usando la matriz FFT  $\mathbf{F}_P = \exp\{-j2\pi mk/P\}/\sqrt{P}$  de  $P \times P$  dimensiones, como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_P \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{F}_{\text{zp}} &= \mathbf{F}_P \mathbf{C}_P(\mathbf{h}) \mathbf{F}_{\text{zp}} \\ &= \mathbf{F}_P \mathbf{C}_P(\mathbf{h}) \mathbf{F}_P^H \mathbf{F}_P \mathbf{F}_{\text{zp}} \\ &= \mathbf{D}_P(\mathbf{h}_P) \mathbf{F}_P \mathbf{F}_{\text{zp}} \\ &= \mathbf{D}_P(\mathbf{h}_P) \mathbf{V}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

donde  $\mathbf{h}_P = [\mathbf{H}(0) \mathbf{H}(2\pi/P) \dots \mathbf{H}(2\pi(P-1)/P)]^T = \sqrt{P} \mathbf{F}_P \mathbf{h}$ ,  $\mathbf{D}_P(\mathbf{h}_P)$  es la  $P \times P$  matriz diagonal con diagonal  $\mathbf{h}_P$ , y la matriz  $\mathbf{V} = \mathbf{F}_P \mathbf{F}_{\text{zp}}$  de  $P \times M$  es conocida a priori. Implementando la siguiente multiplicación  $\mathbf{F}_P \mathbf{x}_{\text{zp}}(\mathbf{i}) = \mathbf{x}_{\text{P}}(\mathbf{i})$ , el vector ZP-OFDM recibido es expresado como:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\text{P}}(\mathbf{i}) &= \mathbf{F}_P \mathbf{H}_0 \mathbf{F}_M^H \mathbf{s}_{\text{M}}(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_{\text{P}}(\mathbf{i}) \\ &= \mathbf{D}_P(\mathbf{h}_P) \mathbf{V} \mathbf{s}_{\text{M}}(\mathbf{i}) + \mathbf{n}_{\text{P}}(\mathbf{i}) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Invertir  $\mathbf{D}_P(\mathbf{h}_P) \mathbf{V}$  requiere calcular la pseudo inversa de una matriz  $P \times M$ . Además siendo el objetivo la disminución de la carga computacional del proceso de ecualización, se plantean a continuación tres métodos que realizan la ecualización con baja carga computacional, pero representan soluciones sub-óptimas.

a. ZP-OFDM-FAST-ZF.-

De lo obtenido en (2.16), se puede formar un ZF ecualizador en dos pasos después de que la FFT  $F_P$  es aplicada a  $\mathbf{x}_{zp}(\mathbf{i})$ . Primero se obtiene una estimación de  $\tilde{\mathbf{y}}_P(\mathbf{i}) = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i})$  cómo  $\hat{\mathbf{y}}_P(\mathbf{i}) = \mathbf{D}_P^\dagger(\mathbf{h}_P)\tilde{\mathbf{x}}_P(\mathbf{i})$ ; y entonces se encuentra  $\hat{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) = \mathbf{V}^\dagger\tilde{\mathbf{y}}_P(\mathbf{i})$ , dado por [1]:

$$\mathbf{G}_{ZF}^{sub} = \mathbf{V}^\dagger\mathbf{D}_P^\dagger(\mathbf{h}_P) \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) &= \mathbf{G}_{ZF}^{sub}\tilde{\mathbf{x}}_P(\mathbf{i}) \\ &= \tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) + \mathbf{G}_{ZF}^{sub}\tilde{\mathbf{n}}_P(\mathbf{i}) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Debido a que  $\mathbf{V}$  es no dependiente del canal, su pseudo inversa  $\mathbf{V}^\dagger$  puede ser precalculada y cuando el sistema este funcionando, solamente es necesario invertir la diagonal  $\mathbf{D}_P(\mathbf{h}_P)$ . Además  $\mathbf{V}^\dagger$  se reduce simplemente a  $\mathbf{V}^\dagger = \mathbf{V}^H = \mathbf{F}_{zp}^H\mathbf{F}_P^H = [\mathbf{F}_M^H \mathbf{0}]\mathbf{F}_P^H$ ; de esta manera se puede tomar ventaja de la FFT para la implementación de la multiplicación de  $\hat{\mathbf{y}}_P(\mathbf{i})$  por  $\mathbf{V}^\dagger$ .

b. ZP-OFDM-SUB-MMSE.-

Si se toma como base ha (2.2) y se define ha  $\mathbf{H}_c = \mathbf{H}_{ISI} + \beta_i\mathbf{H}_{IBI}$ , según [2]  $\mathbf{H}_c$  puede ser expresado como:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_c &= \mathbf{V}_P^{-1}(\mathbf{i})\mathbf{D}_i\mathbf{V}_P(\mathbf{i}) \\ \mathbf{D}_i &= \text{diag}\left\{\mathbf{H}\left(\beta_i^{-\frac{1}{P}}\right), \dots, \mathbf{H}\left(\beta_i^{-\frac{1}{P}}e^{j2\pi\frac{P-1}{P}}\right)\right\} \\ \mathbf{V}_P(\mathbf{i}) &= \left[\frac{1}{P}\sum_{n=0}^{P-1}|\beta_i|^{-\frac{2n}{P}}\right]^{\frac{1}{2}}\mathbf{F}_P\text{diag}\left\{1, \beta_i^{\frac{1}{P}}, \dots, \beta_i^{\frac{P-1}{P}}\right\} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Aplicando el filtro estándar de Wiener, se define el siguiente teorema: la matriz de ecualización en el sentido de MMSE para obtener una estimación de  $\tilde{\xi}_M(\mathbf{i})$  en (2.1) es dado por:

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}}^{\text{ZP}} = \mathbf{F}_M \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{0}_{M,D} \end{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{SP}} \mathbf{V}_P^H(\mathbf{i}) \mathbf{D}_i^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{V}_P(\mathbf{i}) \quad (2.20)$$

donde  $\hat{\mathbf{Q}} = \mathbf{R}_{\text{np}} + \mathbf{D}_i \hat{\mathbf{R}}_{\text{sp}} \mathbf{D}_i^H$ ,  $\mathbf{R}_{\text{np}} = \mathbf{E}[\mathbf{n}_P(\mathbf{i}) \mathbf{n}_P^H(\mathbf{i})] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_P$ ,  $\mathbf{R}_{\text{sp}} = \mathbf{E}[\mathbf{s}_P(\mathbf{i}) \mathbf{s}_P^H(\mathbf{i})]$ ,  $\hat{\mathbf{R}}_{\text{np}} = \mathbf{V}_P(\mathbf{i}) \mathbf{R}_{\text{sp}} \mathbf{V}_P^H(\mathbf{i})$ . Además, es posible obtener un ecualizador de baja complejidad en base a (2.20), asumiendo  $\mathbf{E}[\mathbf{s}_P(\mathbf{i}) \mathbf{s}_P^H(\mathbf{i})] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_P$ :

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}}^{\text{sub}} = \mathbf{F}_M \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{0}_{M,D} \end{bmatrix} \mathbf{V}_P^H(\mathbf{i}) \mathbf{D}_i^H (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{D}_i \mathbf{D}_i^H)^{-1} \mathbf{V}_P(\mathbf{i}) \quad (2.21)$$

### c. ZP-OFDM-OLA.-

Mediante la aplicación del procedimiento de overlap-add (OLA), aplicado en la convolución por bloques, se puede obtener un proceso de ecualización casi con la misma carga computacional que el ofrecido en el esquema CP-OFDM. Pero a cambio se pierde la característica de la recuperación de los símbolos, a pesar de los valores cero de los coeficientes del canal.

Se puede dividir  $\mathbf{x}_{\text{zp}}(\mathbf{i})$  según la ecuación (2.11), en su parte superior, que consta de las  $M \times 1$  primeras muestras  $\mathbf{x}_u(\mathbf{i}) = \mathbf{H}_u \mathbf{s}_M(\mathbf{i})$ , y en su parte inferior, que consta de las últimas  $D \times 1$  muestras y se define como  $\mathbf{x}_l(\mathbf{i}) = \mathbf{H}_l \mathbf{s}_M(\mathbf{i})$ , donde  $\mathbf{H}_u$  y  $\mathbf{H}_l$  denotan las correspondientes  $M \times M$  y  $D \times M$  partición de la matriz  $\mathbf{H}_0$ , el procedimiento que continúa es insertar  $M-D$  ceros en el vector  $\mathbf{x}_l(\mathbf{i})$  y sumarlo al vector  $\mathbf{x}_u(\mathbf{i})$ , obteniéndose:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{x}}_M(\mathbf{i}) &= \mathbf{x}_u(\mathbf{i}) + \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(\mathbf{i}) \\ \mathbf{0}_{(M-L) \times 1} \end{bmatrix} \\ &= \left( \mathbf{x}_u + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{0}_{(M-L) \times M} \end{bmatrix} \right) \mathbf{s}_M(\mathbf{i}) = \mathbf{C}_M(\mathbf{h}) \mathbf{s}_M(\mathbf{i})\end{aligned}\quad (2.22)$$

Se observa que (2.22) tiene la misma forma que (2.3), excepto que el procedimiento de OLA colorea suavemente al ruido, cuyo término no se muestra en (2.22). Al igual que en CP-OFDM, la matriz circular  $\mathbf{C}_M(\mathbf{h})$  puede ser diagonalizada por la multiplicación de la matriz FFT de tamaño  $P \times P$ , según se muestra en (2.23). Finalmente el vector  $\tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i})$  es obtenido mediante la aplicación de la matriz de ecualización definida en (2.24), [1]. En las figuras 2.23 y 2.24 se muestran el diagrama del modulador ZP-OFDM para sus diferentes métodos de ecualización.

$$\mathbf{F}_M \bar{\mathbf{x}}_M(\mathbf{i}) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M(\mathbf{h}) \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) = \mathbf{D}_M(\mathbf{h}_M) \tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) \quad (2.23)$$

$$\mathbf{G}_{ZP}^{OLA} = \mathbf{D}_M^\dagger(\mathbf{h}_M) \quad (2.24)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_M(\mathbf{i}) = \mathbf{G}_{ZP}^{OLA} \mathbf{F}_M \bar{\mathbf{x}}_M(\mathbf{i}) \quad (2.25)$$

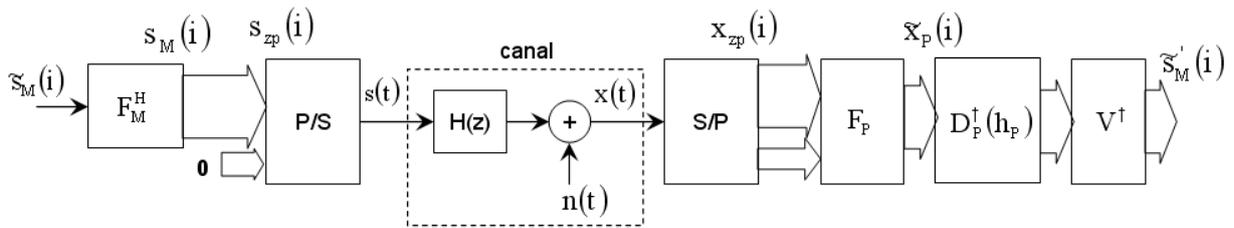


Figura 2.23. Modulador ZP-OFDM-FAST-ZF, [1].

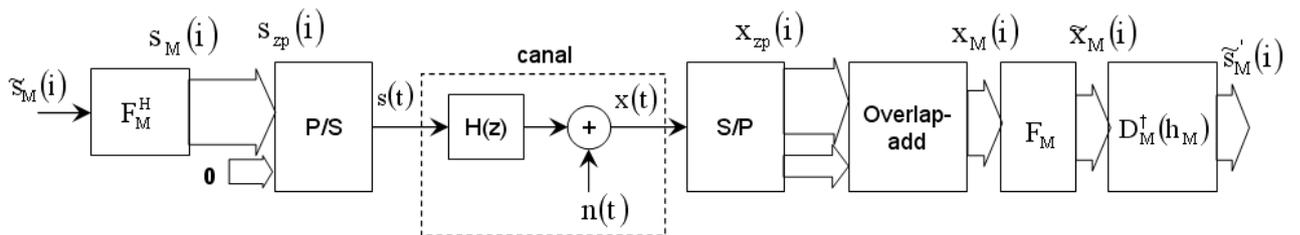


Figura 2.24. Modulador ZP-OFDM-OLA, [1].

Los métodos de ecualización descritos en las secciones a, b y c, buscan minimizar la carga computacional del modulador ZP-OFDM en el proceso de ecualización, sin embargo representan soluciones sup-óptimas a la ec. (2.16). Desde el punto de vista de carga computacional el método ZP-OFDM-OLA tiene la misma carga computacional que el proceso de ecualización empleado en el modulador CP-OFDM. El modulador ZP-OFDM-FAST-ZF es el segundo modulador con menor carga computacional, seguido del modulador ZP-OFDM-SUB-MMSE. En la tabla 2.5 se muestra un estimado sobre la carga computacional en el proceso de ecualización de cada uno de los moduladores descritos.

	CP-OLS, ZP-OFDM-OLA	ZP-OFDM- FAST-ZF	ZP-OFDM- FAST-MMSE	ZF, MMSE
Multiplicaciones reales	388	716	1196	15360
Sumatorias reales	1156	3532	4172	15518
Divisiones complejas	Ninguna	80	80	Ninguna

Tabla 2.5. Comparación de complejidad aritmética de los ecualizadores propuestos. Donde CP-OLS representa a CP-OFDM [1].

Si se comparan los métodos sub-óptimos de ecualización descritos en esta sección, el ecualizador ZP-OFDM-SUB-MMSE presenta una menor tasa de error de bit en comparación a los métodos ZP-OFDM-FAST-ZF y ZP-OFDM-OLA. Además comparando el desempeño del modulador ZP-OFDM-OLA con el modulador CP-OFDM, se observa que este último presenta una menor tasa de error de bit para canales sin frecuencia Doppler (ver el capítulo IV).

## CAPÍTULO 3

### ESQUEMA DE MODULACIÓN Y ESTIMACIÓN PROPUESTO

#### 3.1 INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se detallan las características del método de estimación de canal propuesto, el cual es una adaptación del tradicional PSAM, pero con ciertas condiciones que mejoran su desempeño. La adaptación realizada ha permitido mejorar su desempeño sobre todo en escenarios con movilidad, según los límites establecidos en el estándar HIPERLAN/2.

En la tercera sección de este capítulo se detalla la redistribución de frecuencias empleada por el modulador propuesto, en comparación a la establecida en el estándar IEEE 802.11a, para la banda U-NII. En la cuarta sección se describe al modulador OFDM que diseño en base al modulador ZP-OFDM, con las variantes sugeridas, lo que permitió cumplir con los objetivos planteados en el primer capítulo.

Finalmente todos los algoritmos descritos en el segundo capítulo han sido implementados en software, a fin de obtener un producto final que permita la evaluación del desempeño del estándar y del modulador propuesto. El software obtenido permite simular la transmisión de información modulada en OFDM, para canales con multitrayectoria con frecuencia Doppler y sin frecuencia Doppler, en sus diferentes tasas de transmisión.

#### 3.2 ESTIMACIÓN DE CANAL PROPUESTO

El estándar IEEE 802.11a estipula que un símbolo OFDM está compuesto por 64 sub-portadoras, de las cuales solo 52 transmiten información (48 sub-portadoras para datos y 4 como tonos pilotos). Existen 12 sub-portadoras que no llevan información y son transmitidas con una amplitud igual a cero, la componente DC (sub portadora con frecuencia igual a cero) es no utilizada. También el estándar indica que cada trama PLCP dispone de 10 símbolos OFDM de corta duración como entrenamiento, empleados en el sincronismo y recuperación de la portadora. Estos símbolos tienen una duración de 0.8  $\mu$ seg. Seguido a estos símbolos, se envían dos

símbolos de larga duración OFDM como entrenamiento, con el objetivo de realizar la estimación de canal. Estos símbolos tienen una duración de 3.2  $\mu$ seg.

En realidad estos “símbolos largos OFDM”, tienen la misma duración que un símbolo OFDM que transporta datos. Según especificaciones del estándar, los dos símbolos de entrenamiento o símbolos pilotos deben estar modulados en BPSK, y solo llevan información en 52 sub-portadoras, manteniendo 12 sub-portadoras sin información. El valor del símbolo de entrenamiento para el estándar es dado por [5]:

$$L_{-26,26} = \{ 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1 \} \quad (3.1)$$

Los sub-índices de  $L_{-26,26}$ , indican el rango en frecuencia de las sub-portadoras utilizadas. El segundo símbolo de entrenamiento es una copia del primer símbolo de entrenamiento. Se observa que el símbolo de entrenamiento está diseñado para capturar la respuesta en frecuencia del canal, para las frecuencias en donde se ubican las 52 sub-portadoras que portan información en un símbolo OFDM. Por ésta razón no es posible estimar completamente al canal debido a que no se excitan todas sus componentes de frecuencia. Para la estimación de canal se emplea PSAM, utilizando el modulador CP-OFDM, descrito en la sección 2.2.

Para escenarios invariantes en el tiempo o estacionarios, la información obtenida con el método de estimación de canal descrito anteriormente es suficiente. Sin embargo para canales variantes en el tiempo, y con la presencia de la frecuencia Doppler es necesario una mayor frecuencia de envío de los símbolos pilotos. Es decir tramas PLCP más cortas, menor eficiencia en el uso de la anchura de banda, a costa de mantener una adecuada estimación de canal. Otra alternativa para optimizar el uso de la anchura de banda es emplear TCM (Trellis Coded Modulation). TCM permite combinar códigos convolucionales con modulación, disminuyendo la cantidad de bits que se agregan en los códigos convolucionales y ofreciendo un esquema de detección y corrección de errores.

En base a lo descrito anteriormente, se optó por utilizar símbolos de entrenamiento que sean modulados en BPSK y que lleven información en todas sus sub-portadoras (64 sub-portadoras). Esto permite excitar todas las componentes de frecuencia del canal y de esta manera obtener una óptima estimación de canal. Para la estimación de canal se emplea PSAM, utilizando ahora el esquema de modulación ZP-OFDM-OLA, descrita en la sección 2.8. El símbolo de entrenamiento utilizado es dado por:

$$\begin{aligned} L_{-32,32} = \{ & 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, \\ & 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, \\ & -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1 \} \end{aligned} \quad (3.2)$$

El método propuesto permite una adecuada estimación de canal para escenarios estacionarios, en comparación a lo ofrecido por el estándar IEEE 802.11a. Sin embargo al considerar el uso de todas las sub-portadoras de un símbolo OFDM, se utilizan las frecuencias que habían sido reservadas como banda de guarda; lo cual generaría aliasing o superposición de espectro. Este inconveniente es resuelto mediante la aplicación del mecanismo detallado en la siguiente sección.

### 3.3 REDISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIAS

El mecanismo de estimación de canal propuesto en la sección 3.2, mejora la estimación de canal realizada en el estándar, pero genera el problema de aliasing según la distribución de los canales OFDM en la banda U-NII mostrada en la figura 2.19 y detallada en la tabla 2.1.

Un símbolo OFDM en espectro ocupa un canal OFDM de 20 MHz. Según los valores especificados en la tabla 2.3, cada sub-portadora de un símbolo OFDM ocupa 312.5 KHz. La anchura de banda efectiva para cada canal OFDM es de  $16.25 \text{ MHz} = 312.5 \text{ KHz} \times 52$ . La banda de guarda entre canales OFDM consecutivos es de  $3.4375 \text{ MHz} = 312.5 \text{ KHz} \times 11$ , debido a que la portadora DC no es transmitida. Además la distancia entre la frecuencia de inicio de la banda U-NII inferior y la frecuencia central del primer canal OFDM es de 30 MHz. Este valor se repite entre la frecuencia central del último canal OFDM y la frecuencia final de la banda U-NII media. Para la banda U-NII superior se mantiene una distancia de 20

MHz entre la frecuencia central del primer canal OFDM y el inicio de la banda, para la parte final de la banda se repite el mismo valor.

Se propone una redistribución de frecuencias en la ubicación de los respectivos canales OFDM dentro de la banda U-NII, con el objetivo de evitar el aliasing al momento de transmitir los símbolos pilotos, según la propuesta establecida en la sección 3.2. La ubicación de los canales OFDM según el estándar se detallan en la tabla 3.1, y en la tabla 3.2 se detalla la nueva distribución de frecuencias propuesta. Para que esta redistribución de frecuencias pueda ser considerada como un estándar, se debe asegurar que las aplicaciones que se transmitan en la banda de los 5 GHz y que estén colindantes a la banda U-NII, dispongan de la banda de guarda suficiente para evitar interferencia con los canales OFDM, tomando como referencia al estándar IEEE 802.11a debería ser entre 10 y 20 MHz.

Canal OFDM	Frecuencia inicial (MHz)	Frecuencia central (MHz)	Frecuencia final (MHz)
1	5170	5180	5190
2	5190	5200	5210
3	5210	5220	5230
4	5230	5240	5250
5	5250	5260	5270
6	5270	5280	5290
7	5290	5300	5310
8	5310	5320	5330
9	5735	5745	5755
10	5755	5765	5775
11	5775	5785	5795
12	5795	5805	5815

Tabla 3.1. Distribución de frecuencias establecida por el estándar IEEE 802.11a, para cada canal OFDM en la banda U-NII.

Canal OFDM	Frecuencia inicial (MHz)	Frecuencia central (MHz)	Frecuencia final (MHz)
1	5155	5165	5175
2	5180	5190	5200
3	5205	5215	5225
4	5230	5240	5250
5	5255	5265	5275
6	5280	5290	5300
7	5305	5315	5325
8	5330	5340	5350
9	5725	5735	5745
10	5750	5760	5770
11	5775	5785	5795
12	5800	5810	5820

Tabla 3.2. Propuesta de distribución de frecuencias para cada canal OFDM en la banda U-NII.

Se observa que con la nueva distribución de frecuencias, los canales OFDM ahora disponen de una banda de guarda de mayor capacidad (5 MHz), en comparación a la ofrecida en el estándar (3.4375 MHz). Esto soluciona el problema de aliasing al momento de la transmisión de los símbolos pilotos para la estimación de canal. Sin embargo se reduce la distancia entre la frecuencia central del primer canal OFDM con respecto al inicio de la banda inferior U-NII, antes 30 MHz y ahora 15 MHz. Lo mismo ocurre entre el último canal OFDM de la banda media U-NII, donde antes se disponía de una separación de 30 MHz ahora solo se disponen de una separación de 15 MHz. Para la banda superior U-NII, solo se mantiene una separación de 10 MHz entre la frecuencia central del canal OFDM respecto al inicio de la banda; antes se disponía de 20 MHz. Los valores son similares para el último canal OFDM y la finalización de la banda U-NII, ver la figura 3.1.

Las consecuencias de la redistribución de frecuencias propuesta es la disminución de la banda de guarda en los límites iniciales de la banda inferior U-NII (de 30 MHz a 15 MHz), límites finales de la banda intermedia U-NII (de 30 MHz a 15 MHz). También los límites iniciales y finales de la banda superior U-NII es disminuida de 20 MHz a 10 MHz.

Esto significa que para las bandas U-NII inferior e intermedia la banda de guarda disminuye de 20 MHz a 10 MHz. Mientras que para la banda superior de U-NII, la banda de guarda de 10 MHz establecida en el estándar es suprimida. Esto obliga a que las aplicaciones que se transmitan cerca de los 5725MHz y 5825MHz (límites de la banda superior U-NII) no sean de uso WLAN, o en caso contrario estas aplicaciones consideren el uso de banda de guarda.

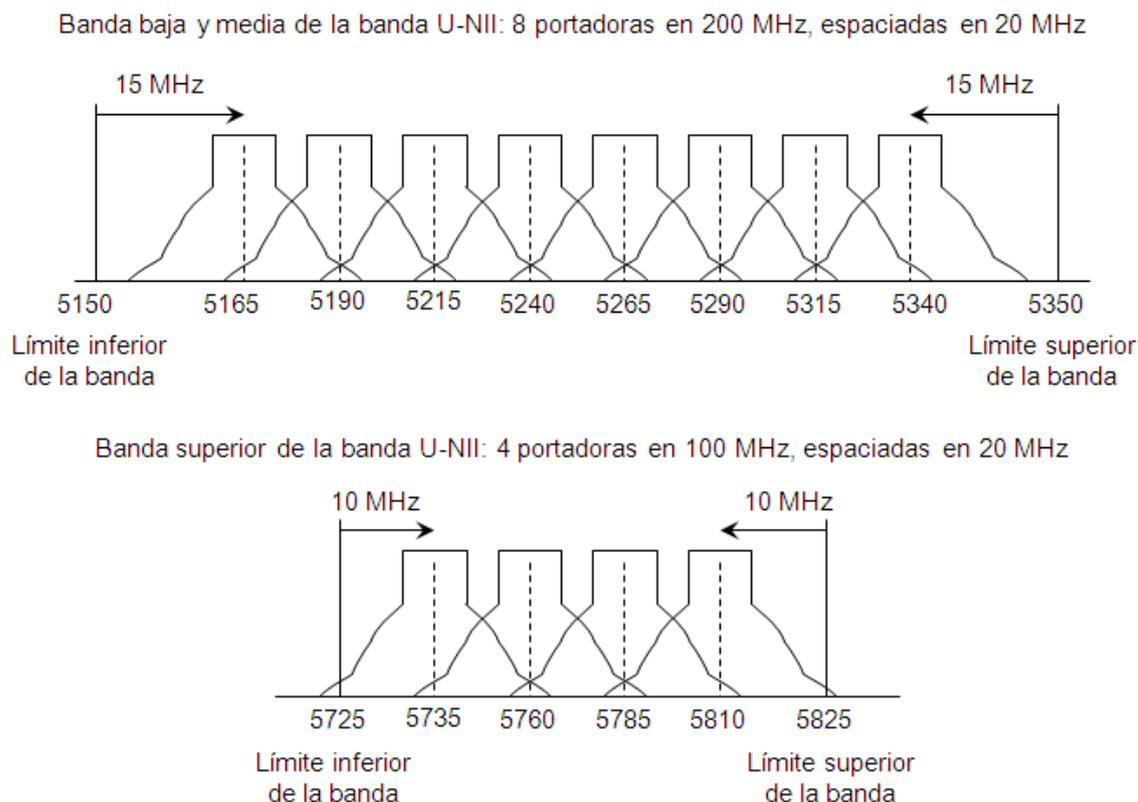


Figura 3.1. Propuesta de redistribución de frecuencias para los canales OFDM en la banda U-NII.

### 3.4 MODULADOR PROPUESTO ZP-OFDM-PSAM

En la sección 2.5 se detallarán las características del estándar IEEE 802.11a, el cual se basa en modulador CP-OFDM y en la modulación asistida por símbolo piloto (PSAM), para el proceso de estimación de canal. También se describió las ventajas y desventajas que ofrece el estándar, resaltando su esquema de ecualización de baja carga computacional, pero a cambio no permite la recuperación de los símbolos si el canal de comunicaciones tiene coeficientes con valores igual a cero o cercanos a cero. Es por estas razones que se propone el empleo del modulador ZP-OFDM en reemplazo del modulador CP-OFDM. El modulador ZP-OFDM ofrece diversos

mecanismos de ecualización de canal, con diversos niveles de complejidad y desempeño, además de permitir la recuperación de los símbolos a pesar de los valores a cero que puede disponer el canal, lo cual es válido para todos los métodos de ecualización propuestos para ZP-OFDM a excepción del método overlap-add (OLA).

El modulador ZP-OFDM está descrito en la sección 2.9, según se explicó un vector de información o símbolo OFDM tiene un tamaño de  $M \times 1$  muestras, donde según el estándar  $M=64$  (número de sub-portadoras por símbolo OFDM). El estándar modela al canal de comunicaciones en WLAN con un orden de  $L=16$ , por lo tanto el símbolo  $x_{zp}(i)$  que ingresa al receptor en (2.11) tiene un tamaño de  $P \times 1$ , donde  $P=M+L=80$ . En el modulador propuesto se utilizan 54 sub-portadoras para la transmisión de información, 4 sub-portadoras como tonos pilotos, y 5 sub-portadoras como banda de guarda. No se transmite información en la componente DC, ver la figura 3. 2.

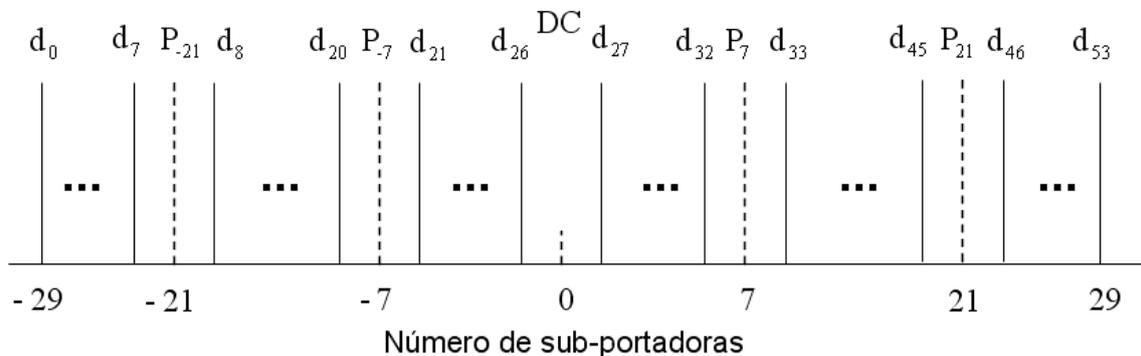


Figura 3.2. Ubicación de las sub-portadoras de datos y tonos pilotos para el modulador propuesto.

En la figura 3.2 los símbolos  $d_i$ , para  $i = 0, 1, \dots, 53$ , representan a las sub-portadoras de datos. Los tonos pilotos están representados por  $P_{-21}, P_{-7}, P_7, P_{21}$ , donde el subíndice representa su ubicación en frecuencia. Además aprovechando el mejor desempeño que ofrece el modulador ZP-OFDM y la ganancia obtenida en la estimación de canal propuesta en la sección 3.2, se propone el empleo de tasas de codificación más altas. Se mantiene el uso del codificador estándar con polinomios  $g_0 = 133_8$  y  $g_1 = 171_8$ , de tasa  $1/2$  mostrado en la figura 2.15; y mediante la técnica de puncturing o extracción de bits se obtiene las tasas de codificación de  $r=2/3$  y  $r=5/6$ , a ser utilizadas en diferentes tasas de transmisión.

Como resultado se obtuvo un modulador ZP-OFDM, donde los símbolos OFDM son transmitidos con 54 sub-portadoras de datos, en comparación a las 48 sub-portadoras utilizadas en el estándar. Se transmite la misma cantidad de tonos pilotos especificados en el estándar y en su misma ubicación en frecuencia. Se emplea como método de estimación de canal a PSAM, pero empleando símbolos de entrenamiento con información en todas sus sub-portadoras según (3.2); en comparación al estándar que envía símbolos de entrenamiento con solo 52 sub-portadoras, según (3.1).

La redistribución de frecuencias propuesta en la sección 3.3 evita que se produzca aliasing durante el envío de los símbolos de entrenamiento en diferentes canales OFDM. El estándar especifica una banda de guarda de 3.4375 MHz para todos sus símbolos OFDM. Sólo cuando se transmite los símbolos de entrenamiento, se dispone de una banda de guarda de 5 MHz en el esquema propuesto. Cuando se transmite los símbolos de datos OFDM, se obtiene una banda de guarda de  $6.5625 \text{ MHz} = 5 \text{ MHz} + 312.5 \text{ KHz} \times 5$ , 5 MHz obtenido producto de la redistribución de frecuencias, más 5 sub-portadoras de banda de guarda por cada símbolo OFDM. En la tabla 3.3 se describe los parámetros del esquema de modulación propuesto como mejora al estándar. En la figura 3.3 se muestra el diagrama esquemático del modulador propuesto, para tres esquemas de ecualización de baja carga computacional descritos en (2.18), (2.21) y (2.25).

Tasa de transmisión (Mbps)	Modulación	Tasa de codificación (R)	Bits codificados por sub-portadora ( $N_{BPSC}$ )	Bits codificados por símbolo OFDM ( $N_{CBPS}$ )	Bits de datos por símbolo OFDM ( $N_{DBPS}$ )
9	BPSK	2/3	1	54	36
11.25	BPSK	5/6	1	54	45
18	QPSK	2/3	2	108	72
22.5	QPSK	5/6	2	108	90
36	16-QAM	2/3	4	216	144
45	16-QAM	5/6	4	216	180
54	64-QAM	2/3	6	324	216
67.5	64-QAM	5/6	6	324	270

Tabla 3.3. Parámetros empleados en el modulador propuesto.

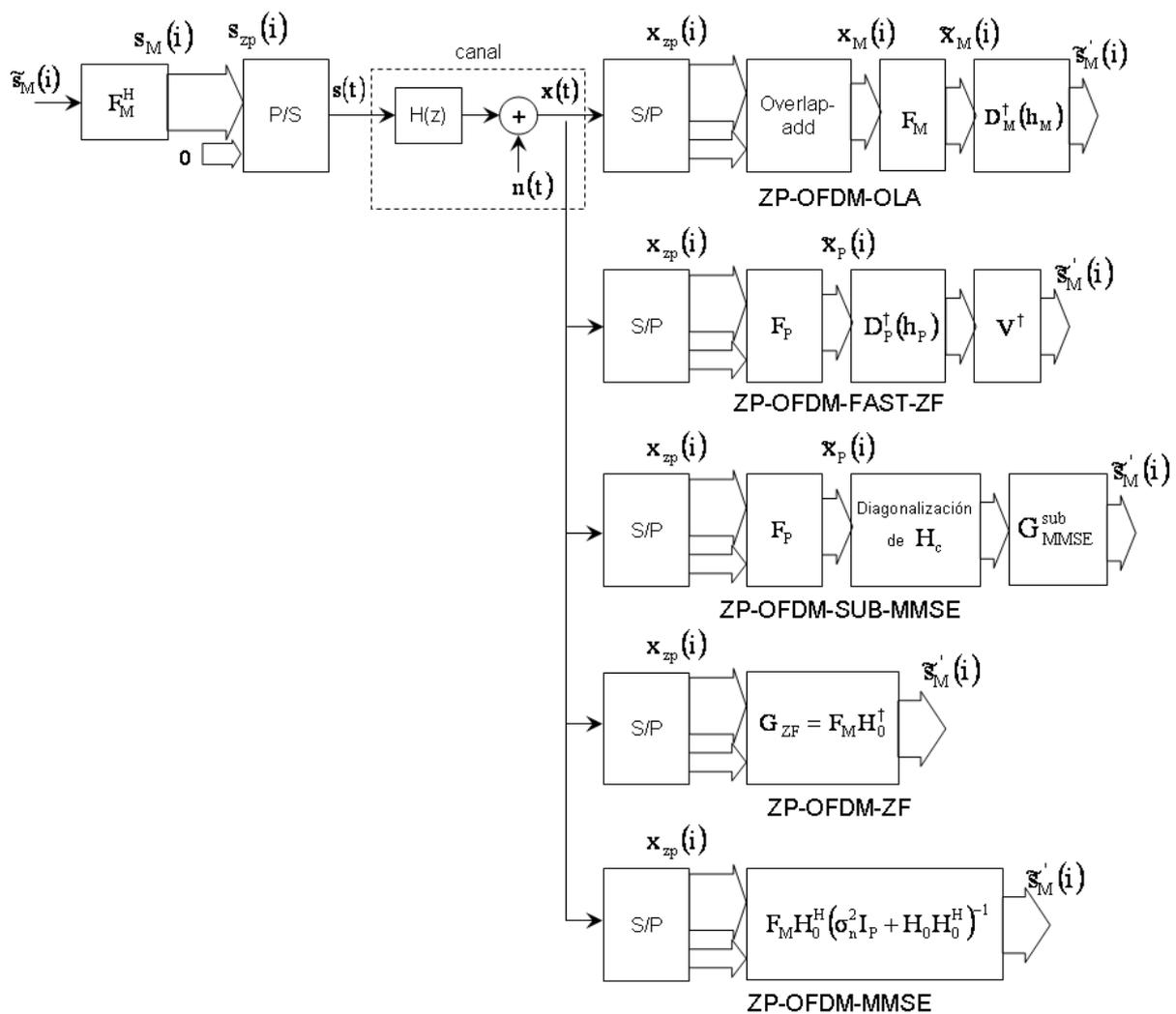


Figura 3.3. Esquema del modulador propuesto ZP-OFDM para diferentes métodos de ecualización.

### 3.5 SIMULADOR PROPUESTO

Para poder evaluar el desempeño de cada esquema de modulación OFDM, el modulador estándar CP-OFDM IEEE 802.11a y el modulador propuesto ZP-OFDM fueron implementados en software, utilizando al MATLAB R2006a como plataforma de programación.

El software implementado permite la simulación de un canal de comunicaciones para WLAN, según las especificaciones de la ETSI para un canal BRAN (Broadband Radio Access Networks) del tipo A, ver la figura 3.4 y anexo 1. Además el software permite la simulación de diversas tasas de frecuencia Doppler para un canal con multitrayectoria que produce un desvanecimiento con función de densidad de probabilidad tipo Rayleigh, ver la figura 3.5.

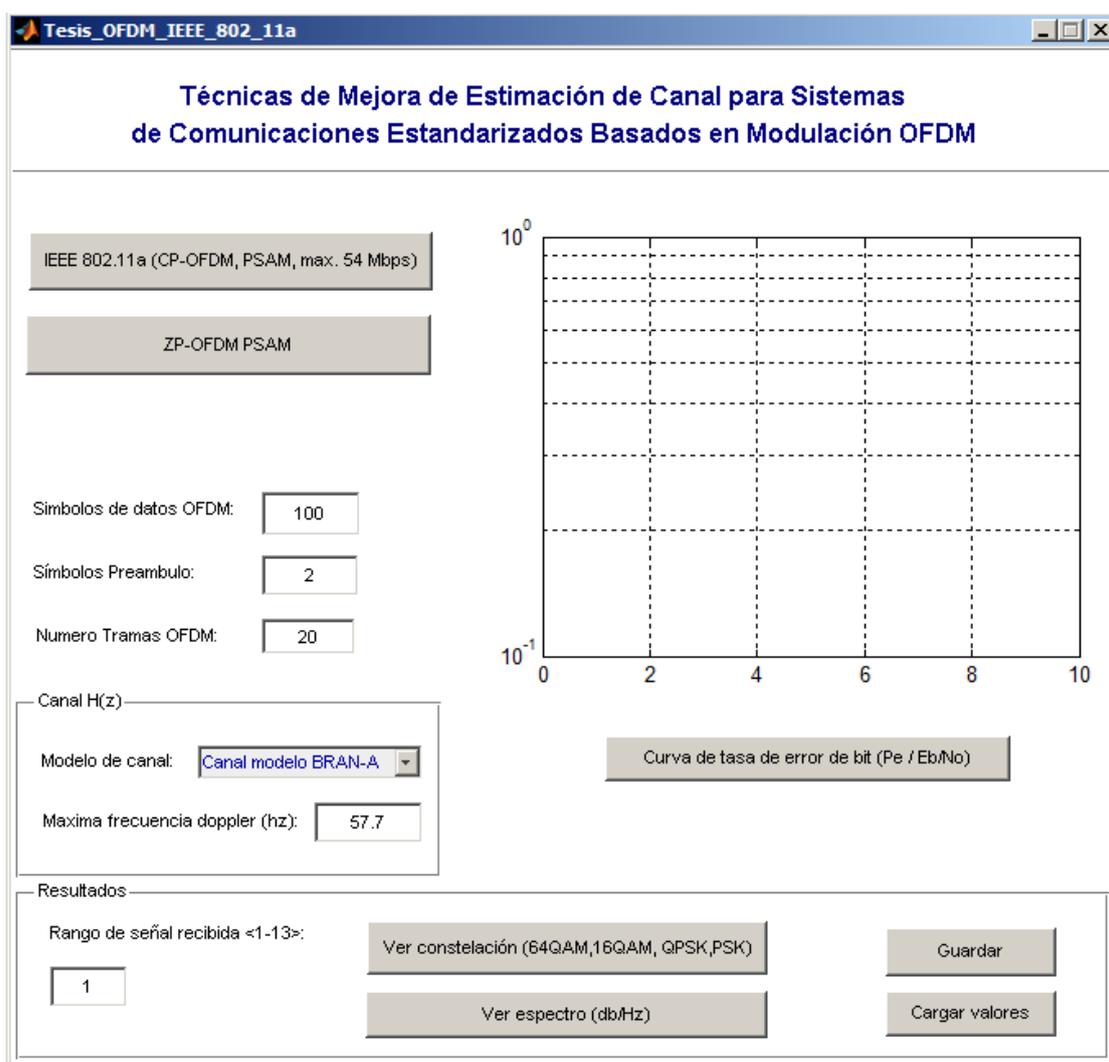


Figura 3.4. Ventana principal del software de simulación implementado.



Figura 3.5. Selección del valor de frecuencia Doppler a simular.

donde la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) es calculada por la Ec. (2.8) considerando un movimiento de  $V = 3$  m/seg. y una longitud de onda de  $\lambda = 0.052$  m para el decimo canal OFDM situado en 5.765GHz (banda superior U-NII), obteniendo la frecuencia Doppler de  $f_D = 57.7$  Hz.

También, el software permite escoger la tasa de transmisión de datos a emplear, con rangos de velocidad específicos según el tipo de modulador empleado. Ver las figuras 3.6 y 3.7.

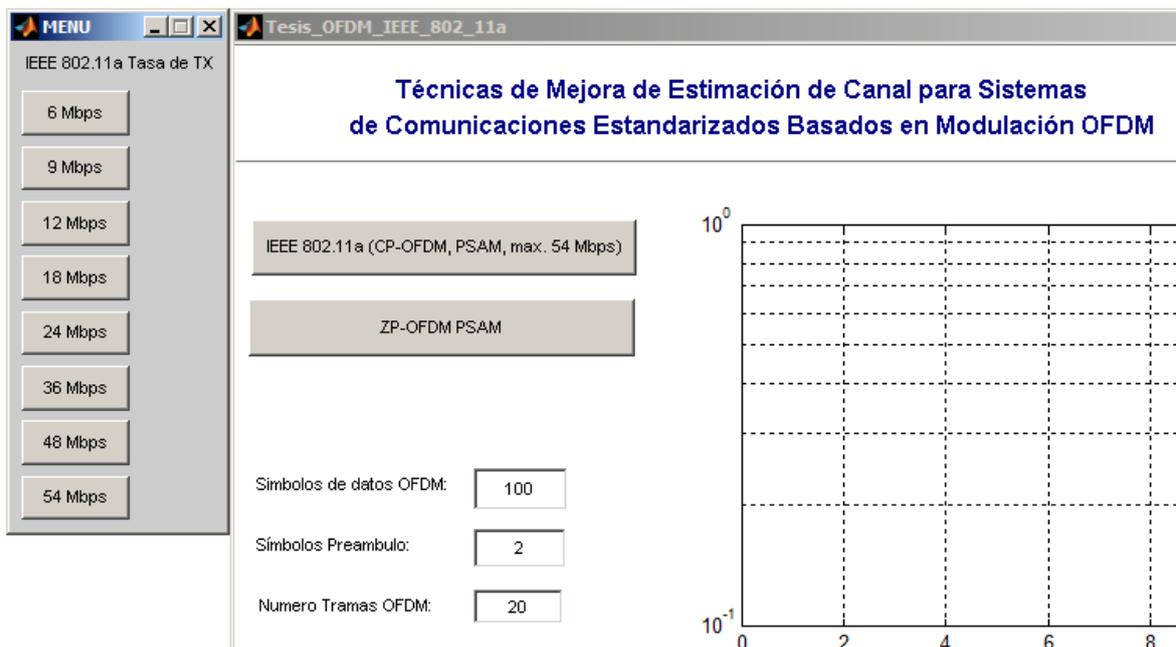


Figura 3.6. Tasas de transferencia establecidas por el estándar IEEE 802.11a.

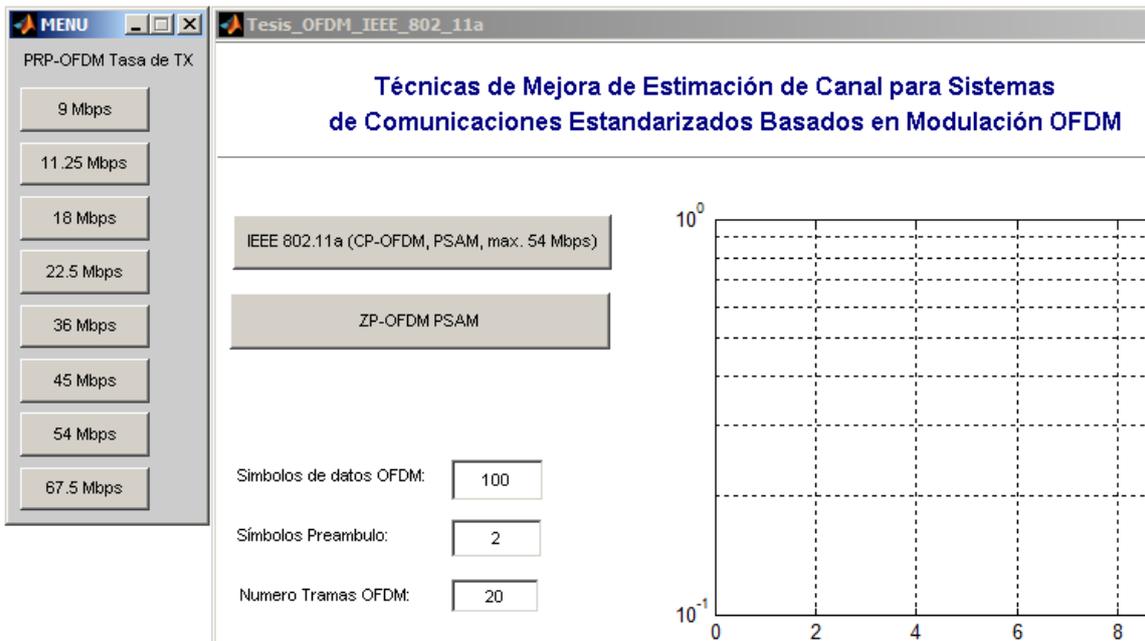


Figura 3.7. Tasas de transferencia disponibles en el modulador propuesto ZP-OFDM.

A su vez el software permite al usuario seleccionar la cantidad de símbolos OFDM por trama PLCP, así como el número de tramas a ser enviadas, ver la figura 3.8.

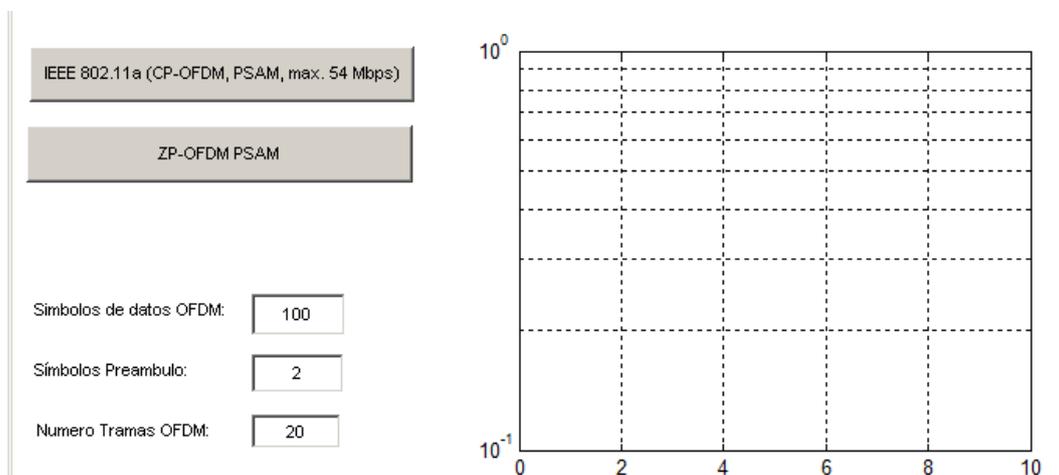


Figura 3.8. Selección de número de tramas y símbolos de datos OFDM a transmitir.

El resultado de la simulación es mostrado a través de curvas de probabilidad de error vs  $E_b/N_0$  SNR para un bit transmitido, en escala logarítmica. Ver la figura 3.9.

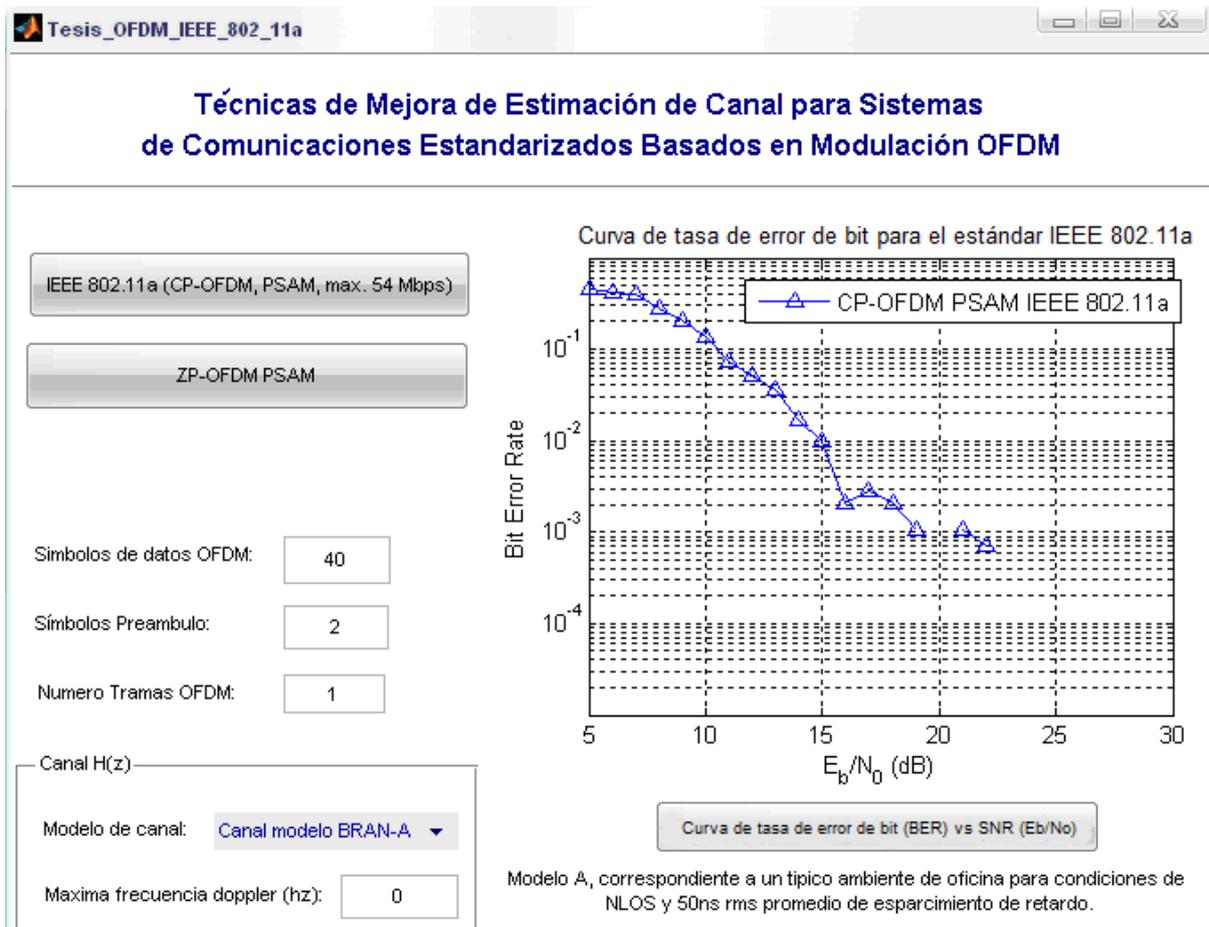


Figura 3.9. Curva de probabilidad de error como resultado de la simulación.

También se muestra las constelaciones de acuerdo al tipo de modulador digital empleado, ver la figura 3.10. Finalmente el software muestra el espectro en escala logarítmica para un canal OFDM, ver la figura 3.11.

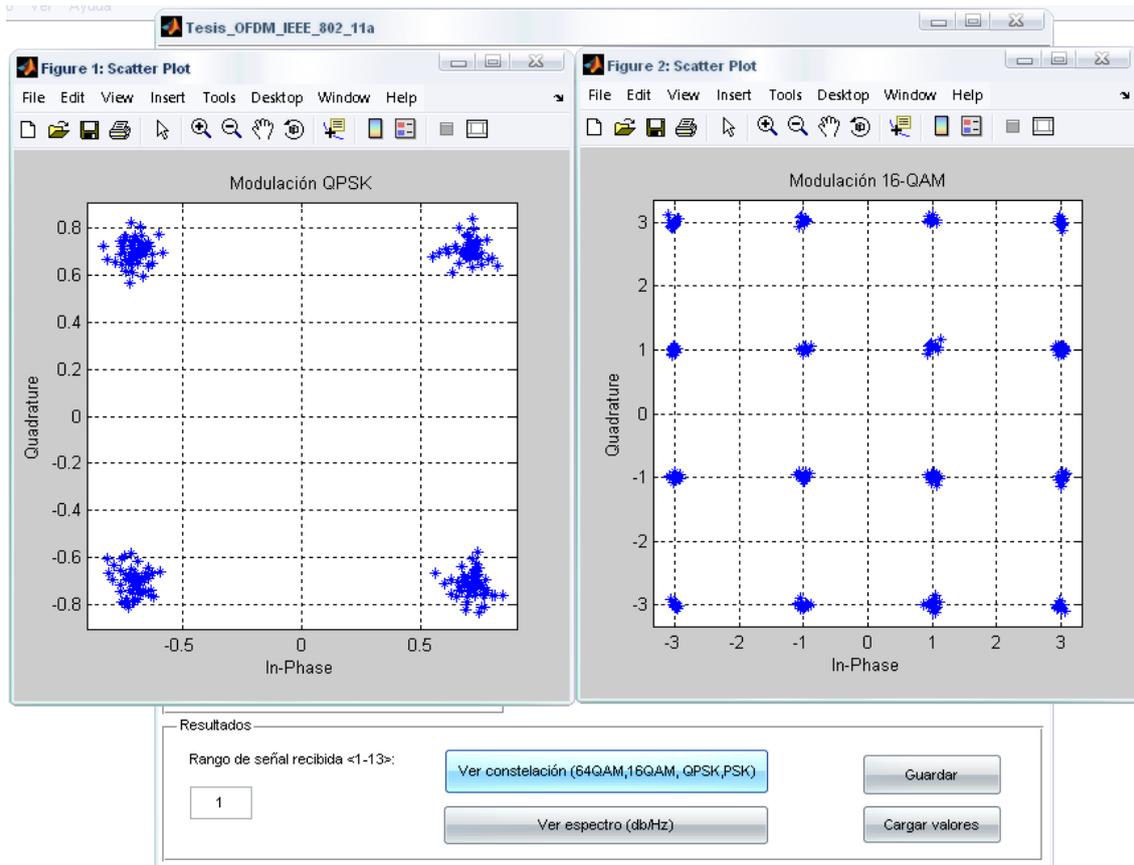


Figura 3.10. Constelación para los esquemas de modulación QPSK y 16-QAM, mostrados por el software de simulación.

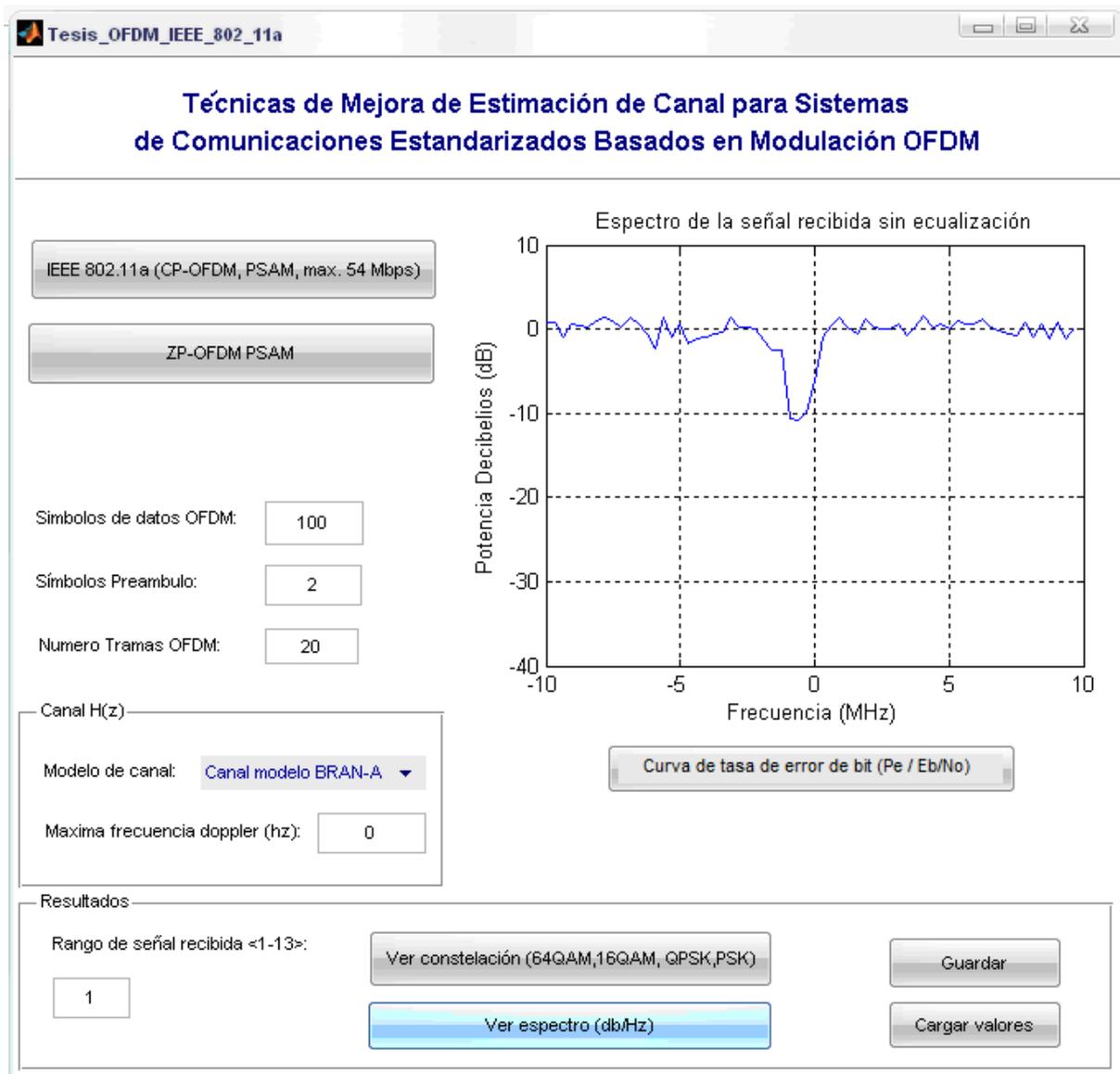


Figura 3.11. Espectro en banda base para un símbolo OFDM expresado en escala logarítmica.

## CAPÍTULO 4

### EVALUACIÓN Y RESULTADOS

#### 4.1 INTRODUCCIÓN

Los resultados obtenidos al final de la investigación son presentados en este capítulo. En la sección 4.2 se explica los métodos de evaluación que se realizaron para poder medir los resultados obtenidos en la propuesta. Para la evaluación del desempeño del método de estimación de canal y modulador propuesto, se tuvo que simular la transmisión de miles de símbolos OFDM, en canales donde se presentaba el efecto de la multitrayectoria, fading y frecuencia Doppler. La simulación se realizó empleando el software Matlab como plataforma de simulación. Se transmitió 20 tramas OFDM, cada trama OFDM disponía de dos símbolos OFDM de preámbulo y 100 símbolos OFDM de datos. Cada trama OFDM era transmitida con una SNR de bit ( $E_b/N_0$ ) en el rango de 0 hasta 25 y para cada una de las 8 tasas de transmisión establecidas en el estándar y en la presente tesis, ver las tablas 2.2 y 3.3.

Los mecanismos empleados para la validación de los resultados de la investigación, han sido las evaluaciones del desempeño del modulador propuesto, en comparación con los resultados obtenidos en la simulación del modulador establecido en el estándar IEEE 802.11a, para ello se implementó también este estándar.

En la sección 4.3 se muestra los resultados obtenidos, a través de las curvas de tasa de error de bit (BER) versus SNR a nivel de bit ( $E_b/N_0$ ). Los resultados son obtenidos para cada una de las tasas de transferencia ofrecidas por el estándar, comparados con las respectivas tasas de transferencia ofrecidas en el modulador propuesto. También se midió la eficiencia en el uso de la anchura de banda, a través de curvas de eficiencia versus SNR a nivel de bit, para una determinada tasa de error de bit (BER).

## 4.2 MÉTODOS DE VALIDACIÓN EMPLEADOS

Tradicionalmente, los sistemas de modulación digital son evaluados a través de curvas de tasa de error de bit (BER), para determinados valores de SNR. Sin embargo en la práctica la probabilidad de error de bit es estimada por el BER, la cual es calculada por:

$$\text{BER} = \frac{b_E}{b_{\text{TX}}} \quad (4.1)$$

Donde  $b_{\text{TX}}$  es la cantidad de bits transmitidos y  $b_E$  es la cantidad de bits errados. En sistemas de modulación digital, muchas veces la información se transporta en símbolos, donde cada símbolo está compuesto por un grupo de bits. El tamaño de cada grupo de bits depende del tipo de modulación digital empleado. Para sistemas BPSK, cada símbolo se compone de un bit, para QPSK cada símbolo se compone de 2 bits, para 16-QAM cada símbolo agrupa a 4 bits y para sistemas 64-QAM cada símbolo agrupa a 6 bits.

La SNR en sistemas de modulación digital puede estar expresada en SNR por símbolo o SNR por bit ( $E_b/N_0$ ) [11], la cual está en función de la energía por símbolo o por bit. El valor de energía de un símbolo es determinado por la cantidad de bits que lo conforman y el tipo de modulación digital que emplea. En (4.2) se muestra el cálculo de la SNR por símbolo [14], donde se observa que éste valor está directamente relacionado con la SNR por bit, definido por  $E_b/N_0$ , donde “ $E_b$ ” representa a la energía de bit y “ $N_0$ ” representa a la densidad espectral de potencia del ruido [15]:

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = \frac{E_b}{N_0} + 3 + 10\log(k) \quad (4.2)$$

En (4.2) “ $k$ ” indica la cantidad de bits por símbolo. En la figura 4.1 se muestra la curva de tasa de error de bit para un sistema QPSK, donde se transmitió alrededor de 10000 bits, para un canal AWGN. Un modulador digital es mejor cuando obtiene una baja tasa de error de bit, con una baja SNR.

También, el desempeño de los moduladores digitales es medido a través de su eficiencia en el uso de la anchura de banda. Un modulador digital es más eficiente

en comparación a otros, si para una determinada anchura de banda y BER, se obtiene la mayor tasa de transferencia. La eficiencia es medida en bits/seg/Hz y es obtenida por [11]:

$$\gamma = \frac{R_s}{BW} \quad (4.3)$$

Donde  $\gamma$  es la eficiencia obtenida para una tasa de transferencia  $R_s$  (bits/seg.) y anchura de banda  $BW$  (Hz). En la figura 4.2 se muestra un ejemplo de una curva de eficiencia para el modulador ZP-OFDM, un canal de 20 MHz y un valor de BER de  $10^{-3}$ .

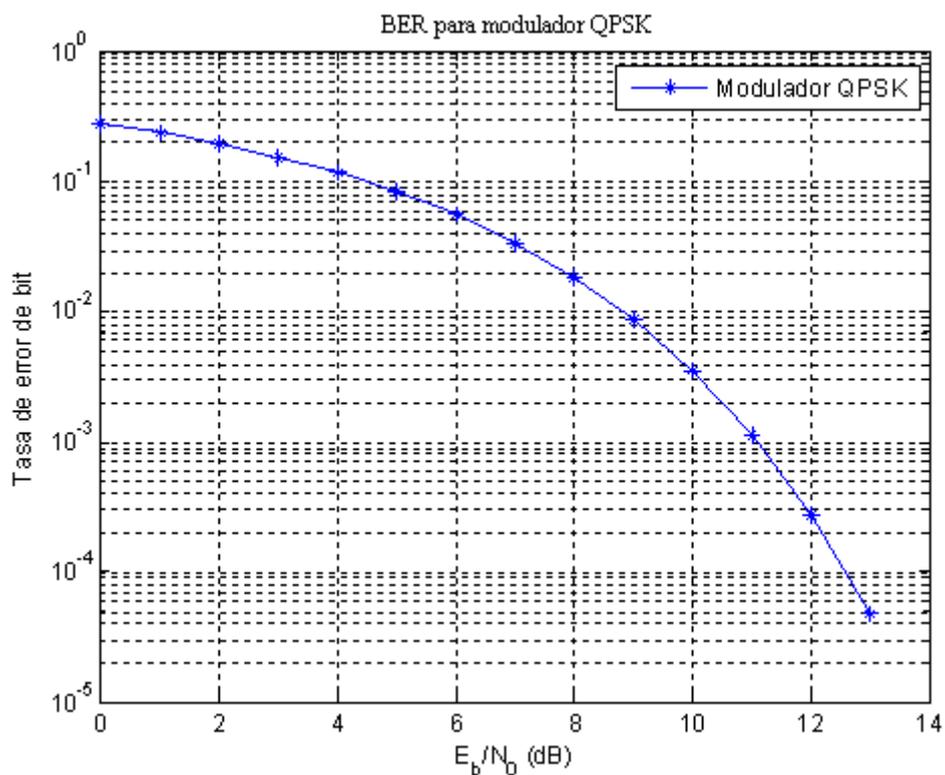


Figura 4.1. Curva de tasa de error de bit (BER) versus SNR de bit, para un esquema QPSK.

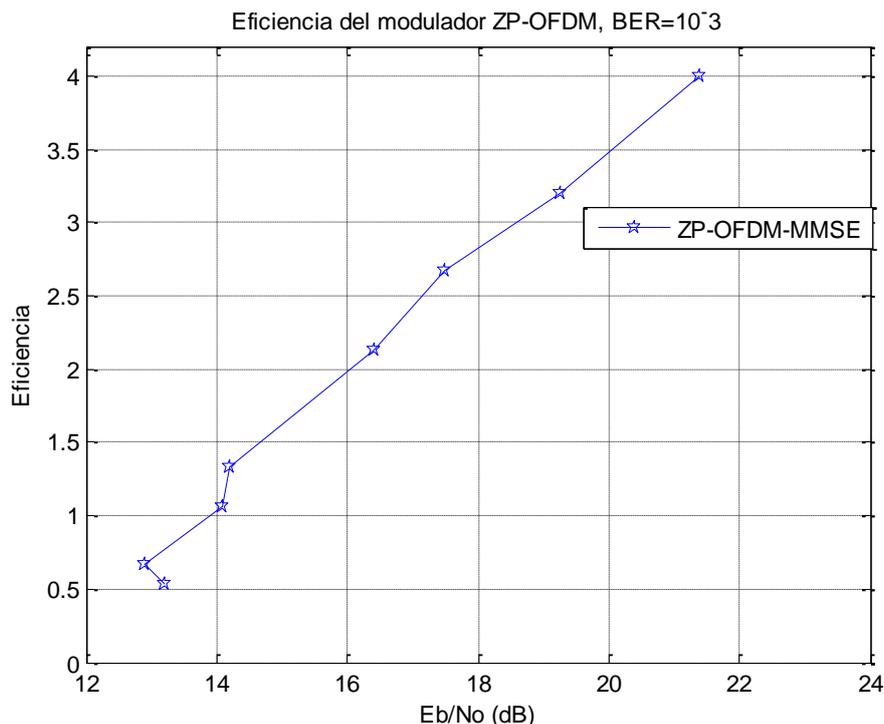


Figura 4.2. Curva de eficiencia para el modulador ZP-OFDM, en las tasas de transferencia de 9, 11.25, 18, 22.5, 36, 45, 54 y 67.5 Mbps.

### 4.3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se detalla el resultado de las diversas pruebas de simulación aplicadas al modulador propuesto en el capítulo 3. Las simulaciones fueron realizadas en dos partes, siendo la diferencia entre ellas la presencia de la frecuencia Doppler. Se utilizaron tramas con dos símbolos OFDM de entrenamiento, para la estimación de canal, esto según especificación del estándar IEEE 802.11a. Además cada trama está compuesta por 100 símbolos OFDM que transportan datos. La simulación consta en la transmisión de 20 tramas con las características descritas anteriormente, a través de un canal con multitrayectoria tipo Rayleigh según las especificaciones establecidas en el estándar ETSI BRAN-A [13], ver anexo 1 y 2; el cual determina las características para un ambiente cerrado tipo oficina con condiciones de NLOS, y 50 nseg. en promedio de retardo de esparcimiento. En la primera parte no se considera la presencia de la frecuencia Doppler, mientras que en la segunda parte se simuló una frecuencia Doppler de 57.7 Hz; la cual es obtenida cuando se transmite en la banda de 5.8 GHz y hay movimiento con una velocidad de 3 m/seg, ver la figura 4.3.

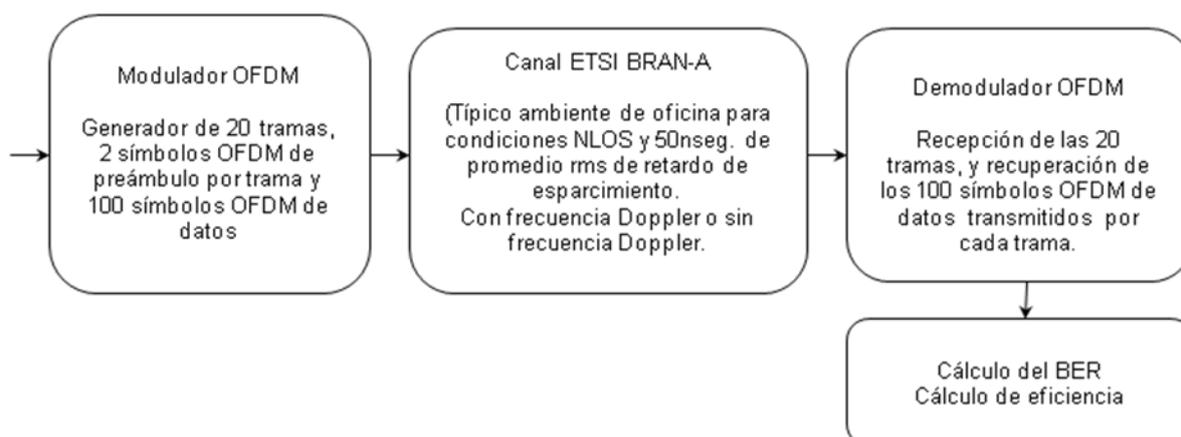


Figura 4.3. Diagrama esquemático de la simulación realizada.

En la tabla 4.1 se compara las tasas de transferencia ofrecidas por el estándar IEEE 802.11a y el modulador propuesto, se observa que el modulador propuesto supera en tasa de transferencia por varios megabits al estándar, en cada una de las 8 diferentes tasas de transferencias permitidas. Según el estándar las tasas obligatorias son las de 6, 12 y 24 Mbps, es decir siempre se debería poder transmitir en estas tasas de transferencia, las demás tasas se pueden alcanzar según las condiciones del canal. La comparación entre el modulador OFDM estándar (IEEE 802.11a) y el modulador propuesto, se basa en canales AWGN con fading en escenarios indoor (modelo de canal ETSI BRAN A), con máxima movilidad de 3m/seg.

Nivel	Tasas de transferencia IEEE 802.11a (Mbps)	Tasas de transferencia del modulador propuesto (Mbps)	Mejora en velocidad obtenida por el modulador propuesto (Mbps)
1	6	9	3
2	9	11.25	2.25
3	12	18	6
4	18	22.5	4.5
5	24	36	12
6	36	45	9
7	48	54	6
8	54	67.5	13.5

Tabla 4.1. Comparación de las tasas de transferencia del estándar IEEE 802.11a y el modulador propuesto.

De la figura 4.4 a la figura 4.12, se muestra las curvas de tasa de error de bit (BER) obtenidas por el estándar IEEE 802.11a (representado por la línea roja) y el modulador propuesto para cada uno de los métodos de ecualización disponibles, ver la figura 3.5. No se incluye la presencia de la frecuencia Doppler en estas simulaciones, y en total se transmitieron 2000 símbolos OFDM, para cada nivel diferente de SNR.

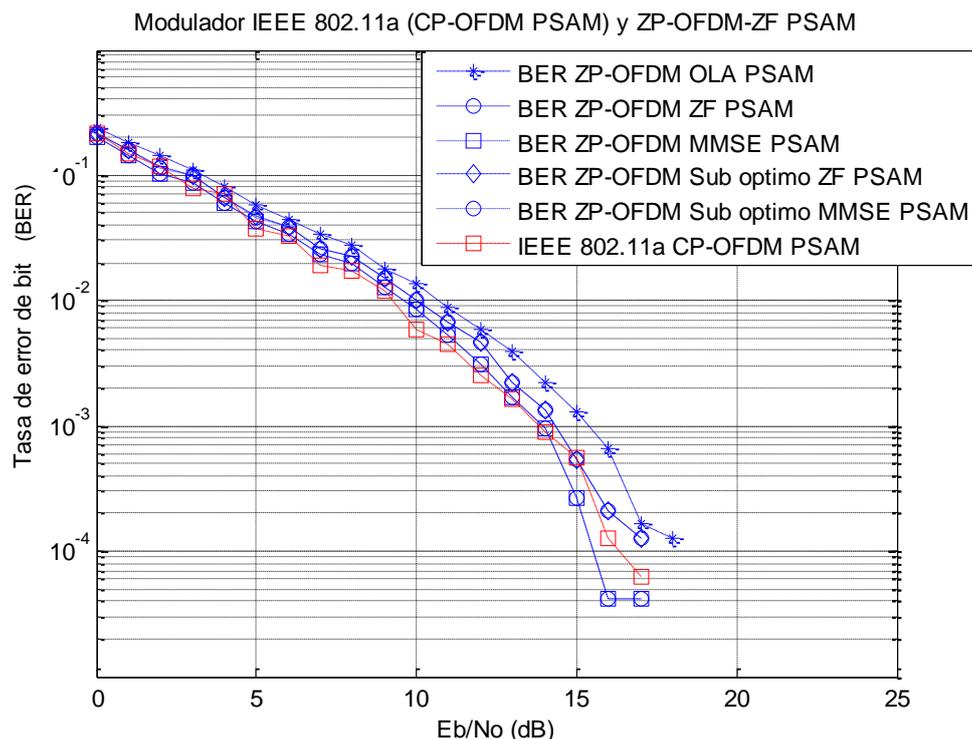


Figura 4.4. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 6 Mbps y el modulador propuesto en 9 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.4 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 6 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 9 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa que para un valor de BER de  $10^{-4}$ , el esquema de modulación propuesto con los métodos de ecualización de canal ZF y MMSE óptimos, requiere un casi un 1 dB menos de  $E_b/N_0$  que el estándar. Mientras que para los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos, el estándar requiere aproximadamente 1.2 dB menos de  $E_b/N_0$  para alcanzar el mismo BER. Y para el método de ecualización que emplea OLA, el cual tiene la misma carga computacional que el estándar; el estándar requiere aproximadamente 2 dB menos de  $E_b/N_0$  que el modulador propuesto para obtener el mismo BER ( $10^{-4}$ ). Estos

resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus  $E_b/N_0$  realizado al final de la simulación.

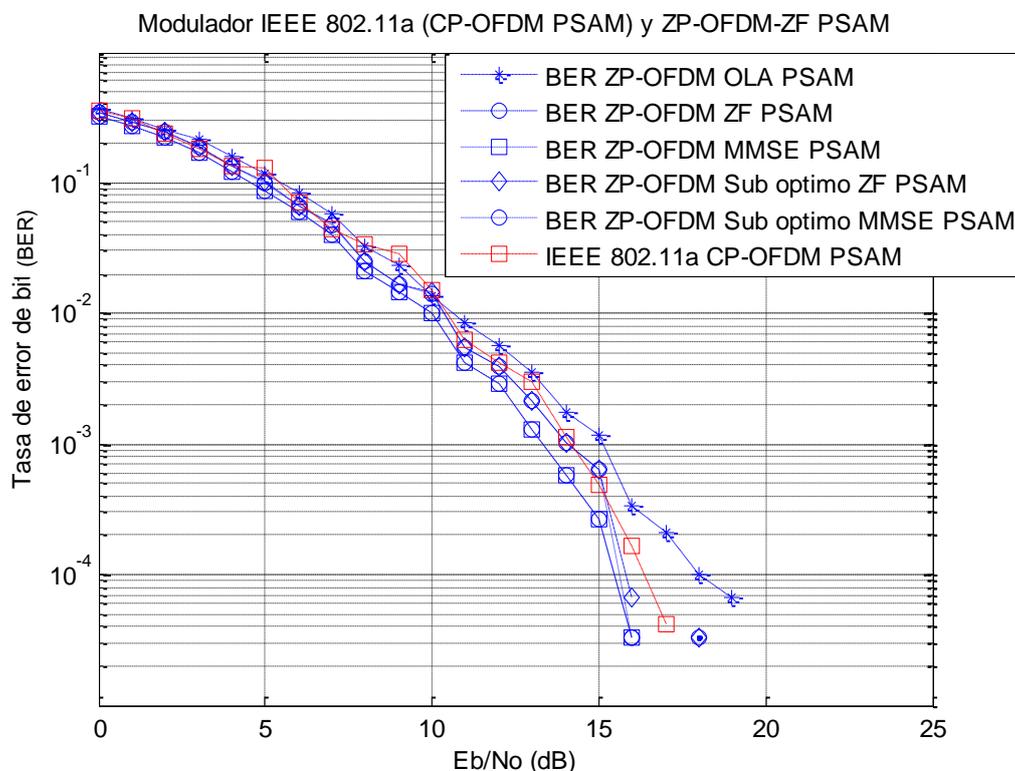


Figura 4.5. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 9 Mbps y el modulador propuesto en 11.25 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.5 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 9 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 11.25 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa para un valor de BER de  $10^{-4}$ , que el modulador propuesto con los métodos de ecualización óptima ZF y MMSE, el estándar necesita aproximadamente 1dB más de  $E_b/N_0$  para obtener el mismo BER. Además comparando el estándar con los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos, el estándar requiere aproximadamente 0.8 dB más de  $E_b/N_0$  para obtener el mismo valor de BER. Y para el método de ecualización que emplea OLA, el modulador propuesto requiere de 2 dB más de  $E_b/N_0$  para obtener un BER de  $10^{-4}$ . Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus  $E_b/N_0$  realizado al final de la simulación.

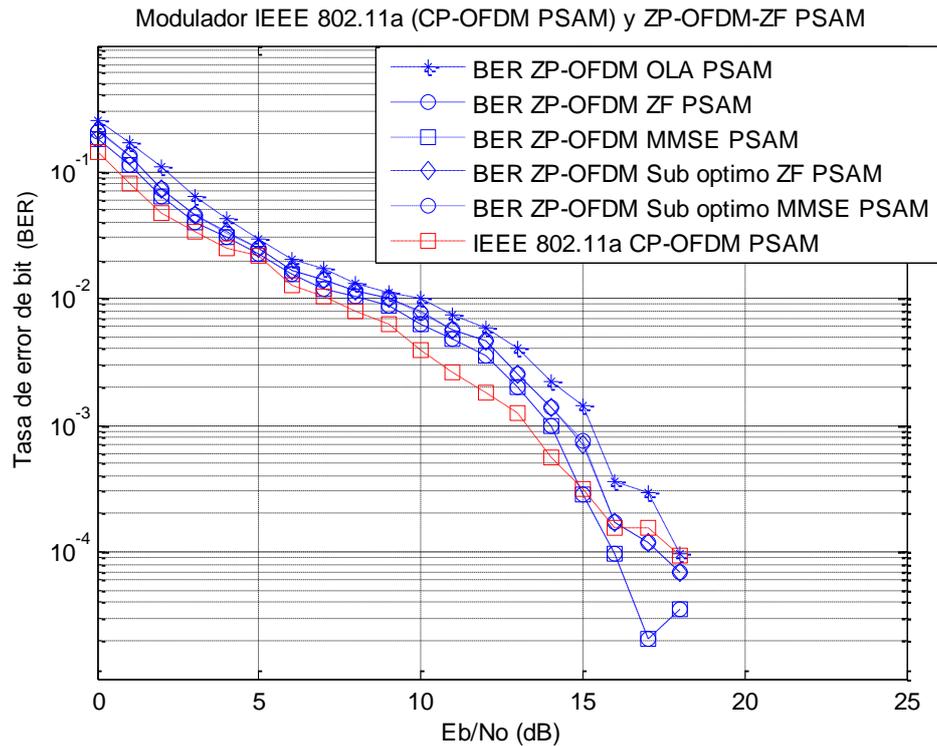


Figura 4.6. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 12 Mbps y el modulador propuesto en 18 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.6 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 12 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 18 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa que para un valor de BER de  $10^{-4}$ , el estándar requiere aproximadamente 2 dB más de Eb/No en comparación al esquema de modulación propuesto con los métodos de ecualización óptima ZF y MMSE, para obtener un mismo BER. También comparando el estándar con el modulador propuesto y los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos, el estándar requiere 0.6 dB más de Eb/. Y el método de ecualización empleando OLA obtiene el mismo BER que el estándar (BER igual a  $10^{-4}$ ) con los mismos niveles de SNR (Eb/No). Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus Eb/No realizado al final de la simulación.

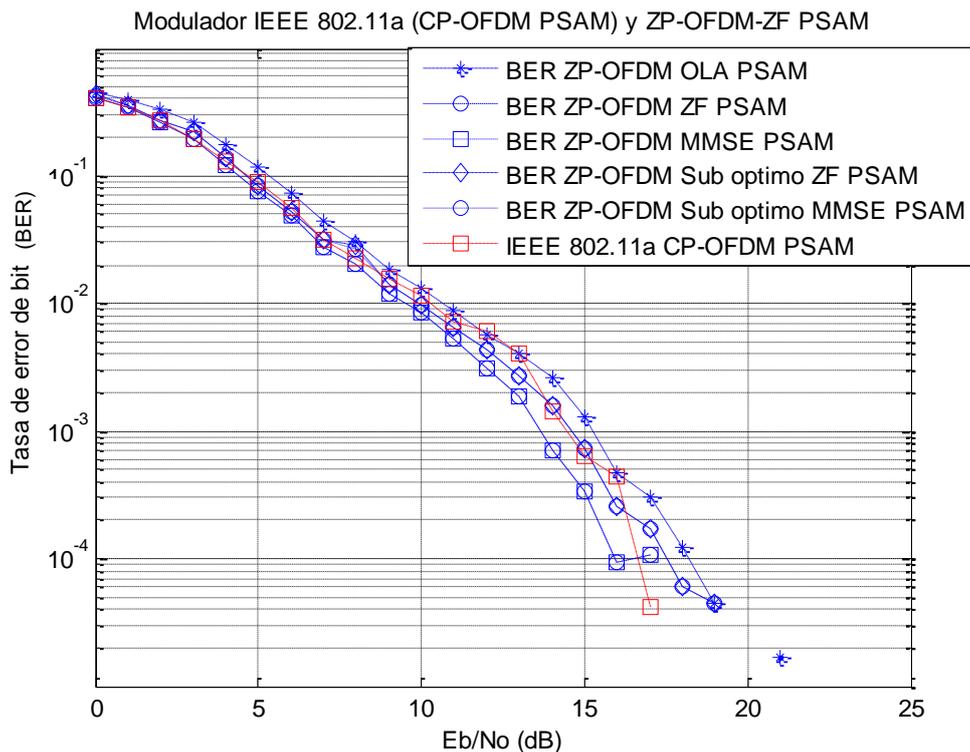


Figura 4.7. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 18 Mbps y el modulador propuesto en 22.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.7 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 18 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 22.5 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa que para un valor de BER de  $10^{-4}$ , el modulador propuesto alcanza el mismo BER que el estándar con el mismo valor de SNR ( $E_b/N_0$ ), empleando la ecualización óptima ZF o MMSE. También el modulador propuesto con los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos requiere aproximadamente 1 dB más de  $E_b/N_0$  para alcanzar el BER de  $10^{-4}$ . A su vez el modulador propuesto empleando el método de ecualización OLA requiere aproximadamente 2 dB más de  $E_b/N_0$  que el estándar para obtener el mismo BER. Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus  $E_b/N_0$  realizado al final de la simulación.

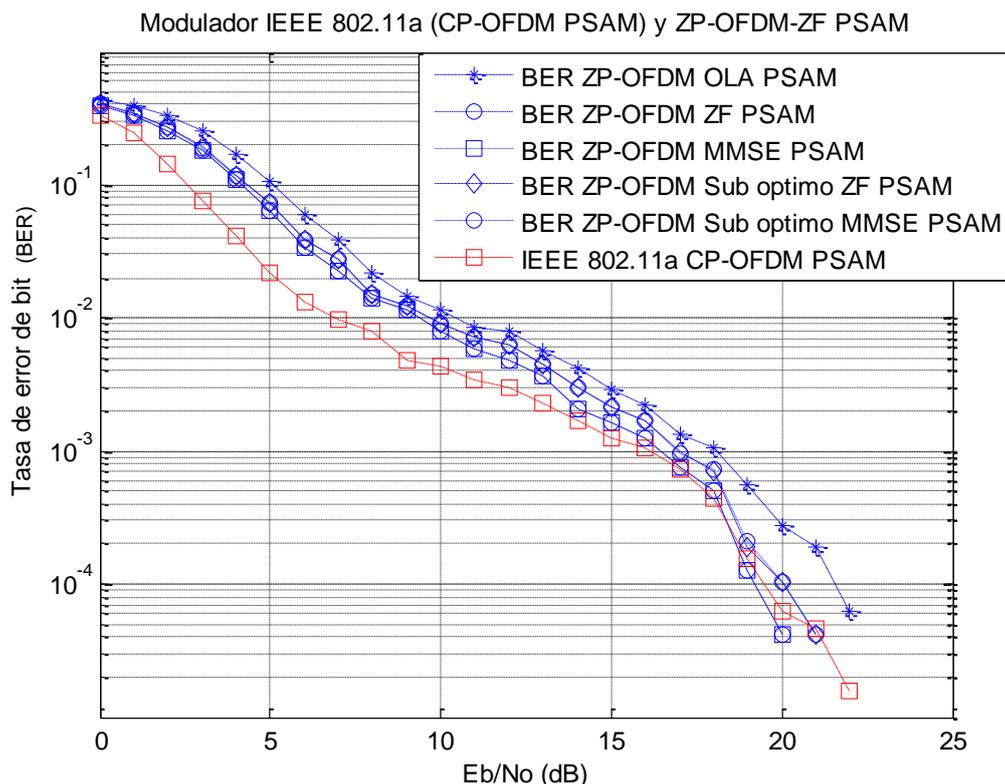


Figura 4.8. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 24 Mbps y el modulador propuesto en 36 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.8 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 24 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 36 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa que para un valor de BER de  $10^{-4}$ , el estándar requiere aproximadamente 0.3 dB más de  $E_b/N_0$  (esto se basa en la proyección de la curva de BER vs SNR) que el modulador propuesto, empleando los métodos de ecualización óptima ZF o MMSE. Para los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos, se requiere aproximadamente 0.5 dB de  $E_b/N_0$  que el estándar para obtener el BER de  $10^{-4}$ . Mientras que con el método de ecualización empleando OLA, se requiere 2 dB más de  $E_b/N_0$  que el estándar para obtener el mismo BER. Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus  $E_b/N_0$  realizado al final de la simulación.

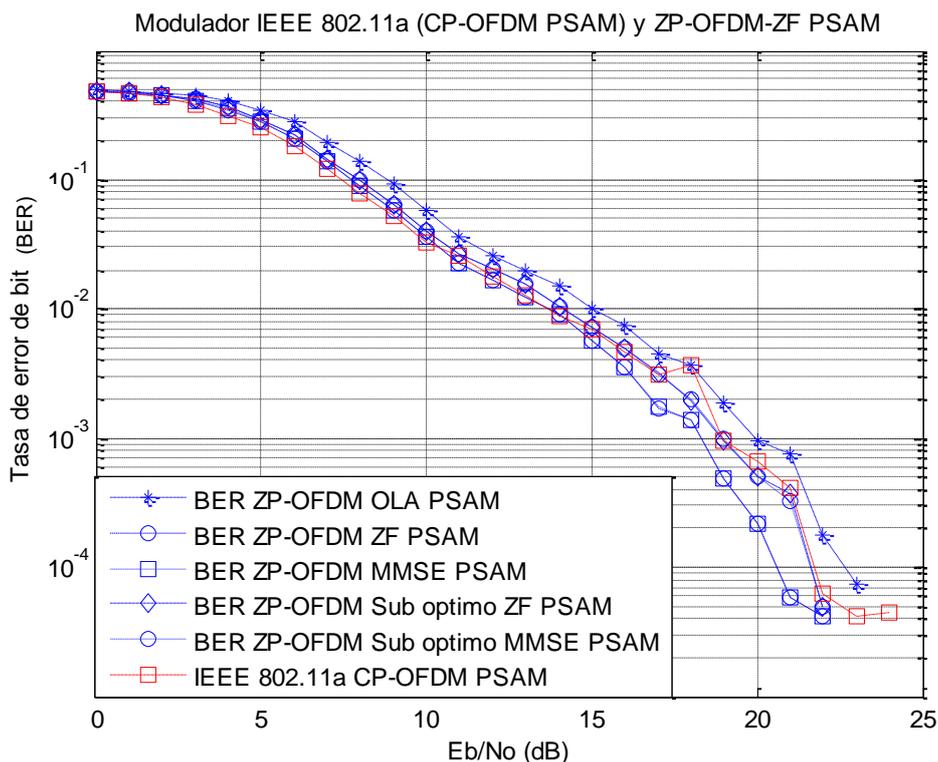


Figura 4.9. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 36 Mbps y el modulador propuesto en 45 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.9 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 36 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 45 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa que para un valor de BER de  $10^{-4}$ , el estándar requiere aproximadamente 1.2 dB más de Eb/No que el modulador propuesto empleando los métodos de ecualización de canal ZF y MMSE óptimos. Para los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos, el estándar requiere aproximadamente 0.4 dB de Eb/No para alcanzar el mismo valor de BER. Para el método de ecualización empleando OLA, este método necesita aproximadamente 1.2 dB más de Eb/No para obtener el BER de  $10^{-4}$ . Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus Eb/No realizado al final de la simulación.

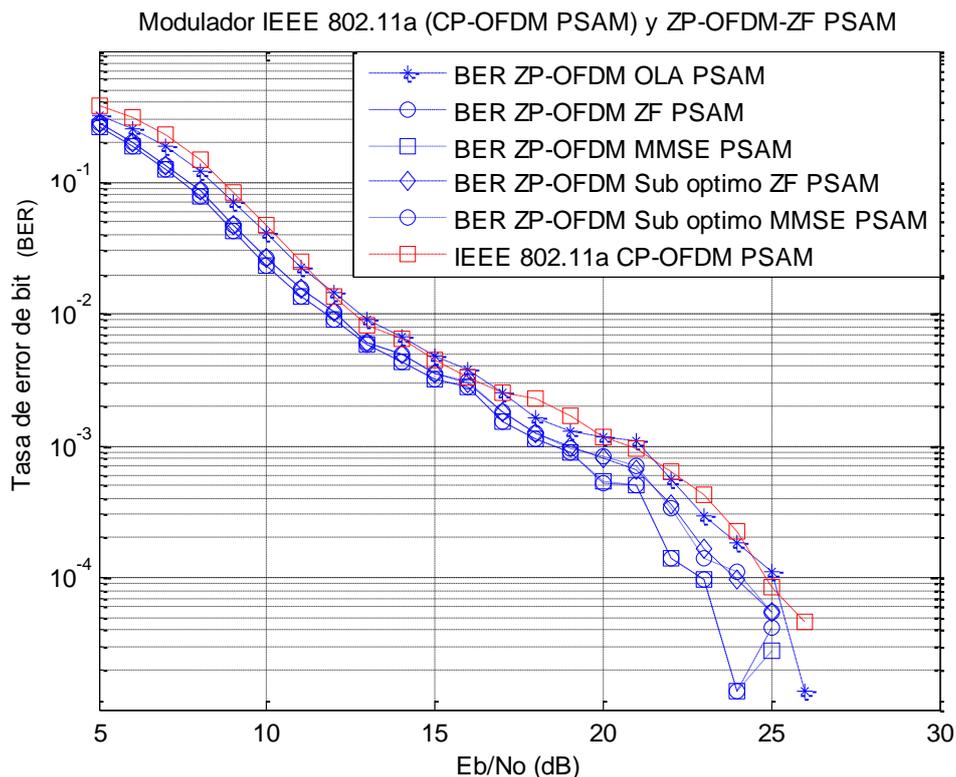


Figura 4.10. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 48 Mbps y el modulador propuesto en 54 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.10 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 48 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 54 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa que para un valor de BER de  $10^{-4}$ , el estándar necesita aproximadamente 2 dB más de  $E_b/N_0$  que el modulador propuesto con los métodos de ecualización óptimos ZF o MMSE. También el estándar requiere aproximadamente 1 dB más de  $E_b/N_0$  que el modulador propuesto con los métodos de ecualización ZF y MMSE sub-óptimos. Respecto al esquema de ecualización empleando OLA y el estándar ambos presentan aproximadamente el mismo BER de  $10^{-4}$  con el mismo valor de SNR ( $E_b/N_0$ ). Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus  $E_b/N_0$  realizado al final de la simulación.

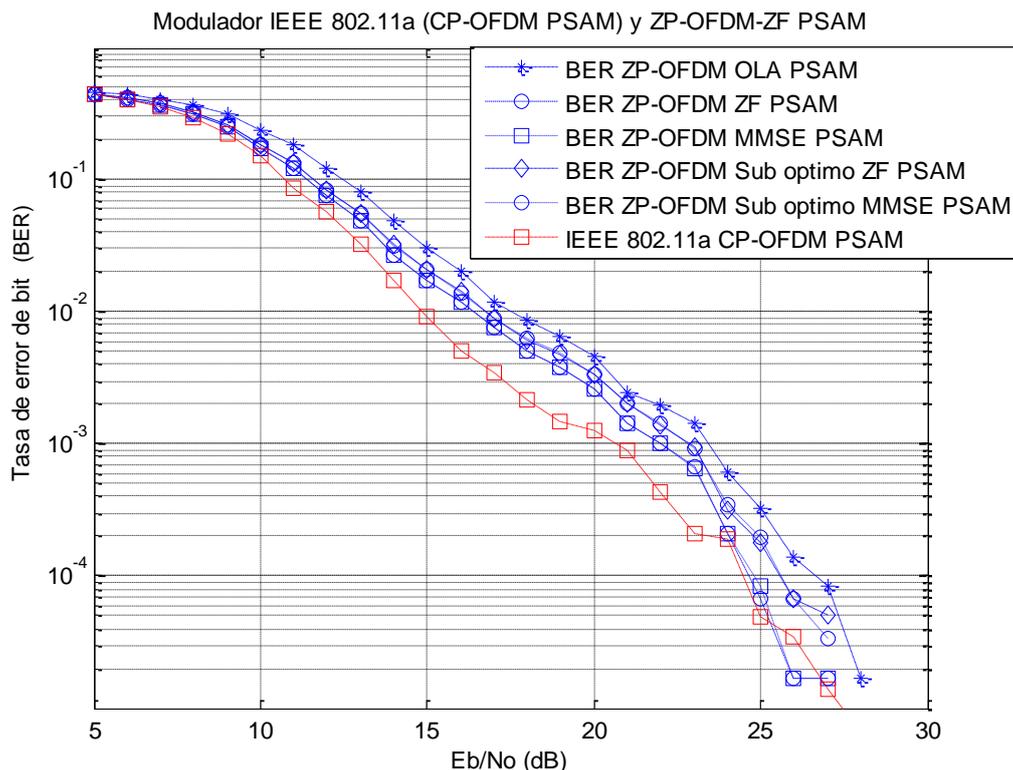


Figura 4.11. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 54 Mbps y el modulador propuesto en 67.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.11 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 54 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 67.5 Mbps, para un canal sin frecuencia Doppler. Se observa para un valor de BER de  $10^{-4}$ , que el estándar y el modulador propuesto empleando la ecualización óptima ZF o MMSE, presentan casi el mismo nivel de SNR. Además el modulador propuesto empleando los métodos sub-óptimos ZF y MMSE requiere aproximadamente 1 dB más de Eb/No que el estándar. También el modulador propuesto con el método de ecualización OLA requiere aproximadamente 2.2 dB más de Eb/No que el estándar para obtener un BER de  $10^{-4}$ . Estos resultados se obtienen a partir de la comparación de los resultados de las curvas de BER versus Eb/No realizado al final de la simulación. Todo lo detallado anteriormente se resume en la tabla 4.2.

Tasa de transferencia (Mbps)		Ganancia en SNR del modulador propuesto respecto al estándar IEEE 802.11a, BER $10^{-4}$ , sin Doppler				
IEEE 802.11a	Modulador Propuesto	Optimo MMSE	Optimo ZF	Sub-óptimo MMSE	Sub-óptimo ZF	OLA
6	9	0.9 dB	0.9 dB	-1.2 dB	-1.2 dB	-2 dB
9	11.25	1 dB	1 dB	0.8 dB	0.8 dB	-2 dB
12	18	2 dB	2 dB	0.6 dB	0.6 dB	0 dB
18	22.5	0.1 dB	0.1 dB	-1 dB	-1 dB	-2 dB
24	36	0.3 dB	0.3 dB	-0.5 dB	-0.5 dB	-2 dB
36	45	1.2 dB	1.2 dB	0.4 dB	0.3 dB	-1.2 dB
48	54	2 dB	2 dB	1 dB	0.85 dB	-0.1 dB
54	67.5	-0.2 dB	-0.3 dB	-1 dB	-1 dB	-2.2 dB

Tabla 4.2. Evaluación de las ganancias obtenidas por el modulador propuesto respecto al estándar, para un BER de  $10^{-4}$  sin frecuencia Doppler.

En la figura 4.12 se muestra las curvas de eficiencia obtenidas para todas las velocidades ofrecidas por el estándar y en modulador propuesto, en sus 8 niveles de tasas de transferencias descritas en la tabla 4.1, para un BER de  $10^{-4}$ . En una gráfica de eficiencia, el mejor resultado es aquel modulador que disponga de una mayor eficiencia sin demasiada SNR, es decir las curvas de mayor amplitud y apegadas al lado izquierdo de la gráfica. Se observa en la figura 4.12 que el modulador propuesto ofrece una eficiencia mayor, sin embargo solo en los casos de ecualización óptima y sub-óptima esta eficiencia es alcanzada con una SNR más baja que el estándar. Para el demodulador que emplea la técnica de OLA, la eficiencia obtenida es mayor que la del estándar, sin embargo se requiere una mayor SNR para alcanzar esta eficiencia.

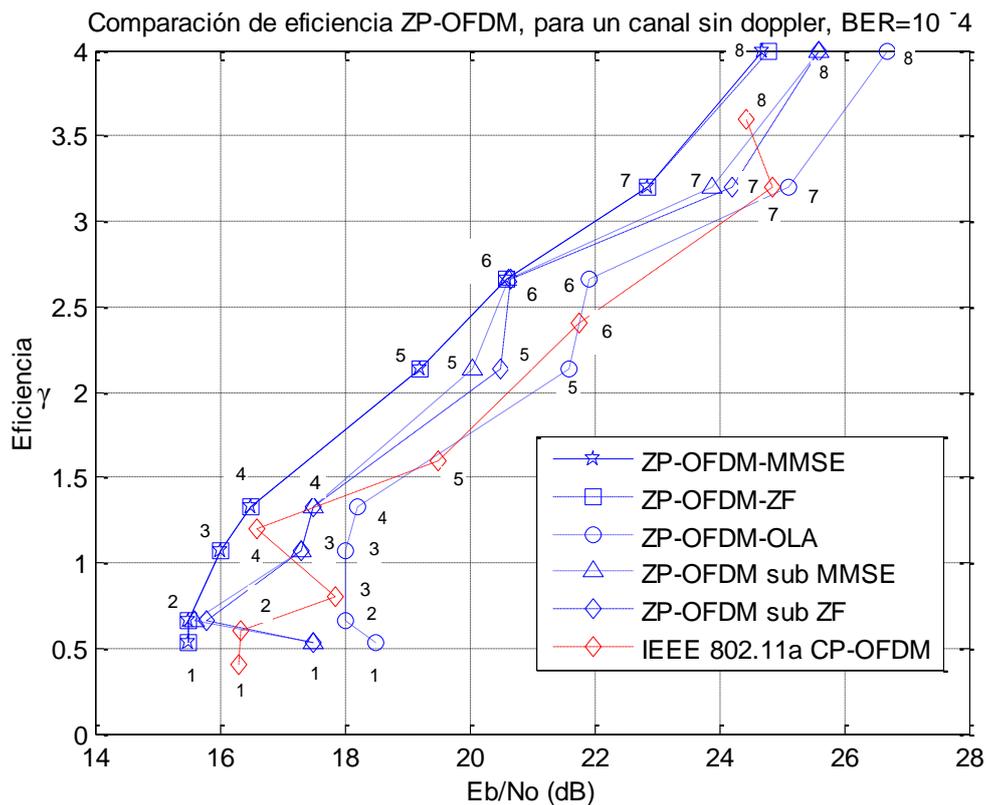


Figura 4.12. Curva de eficiencia del modulador propuesto y del estándar IEEE 802.11a, para un BER de  $10^{-4}$ , sin frecuencia Doppler.

A continuación se muestran los resultados de la simulación del envío de 20 tramas, con dos símbolos de entrenamiento y 100 de datos, empleando el estándar IEEE 802.11a y el modulador propuesto. Se considera ahora un canal con fading según la especificación ETSI BRAN-A, ver anexo 1, con una frecuencia Doppler de aproximadamente 57.7 Hz (el valor de la frecuencia Doppler es calculado para una velocidad de 3 m/seg.), para la banda de 5 GHz, exactamente la frecuencia 5.760 GHz correspondiente a la banda superior U-NII. Estos resultados se muestran desde la figura 4.13 hasta la figura 4.20. En las gráficas, los resultados del estándar se muestran en color rojo.

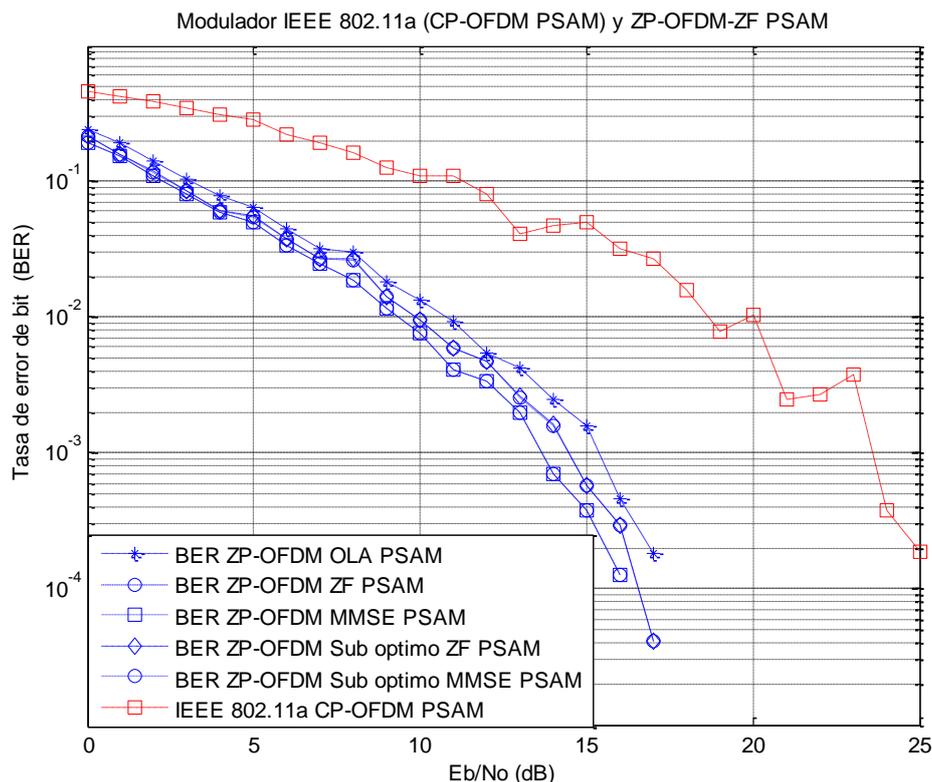


Figura 4.13. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 6 Mbps y el modulador propuesto en 9 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.13 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 6 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 9 Mbps, para un canal con frecuencia Doppler de 57.7Hz. Se observa que el esquema de modulación propuesto empleando los diferentes métodos de ecualización descritos anteriormente y con valores de SNR ( $E_b/N_0$ ) entre de 16 y 17 dB alcanzan aproximadamente un BER de  $10^{-4}$ , mientras que el estándar para alcanzar el mismo valor de BER requiere una SNR mucho más alta, aproximadamente de 25 dB. Este resultado es solo una estimación en base a la proyección de las curvas de BER obtenidas en la simulación. Con este resultado se aprecia que el modulador propuesto es más inmune al ruido introducido por un canal con fading y efecto Doppler, en comparación al estándar IEEE 802.11a, ofreciendo incluso una mayor tasa de transferencia (3 Mbps por encima del estándar).

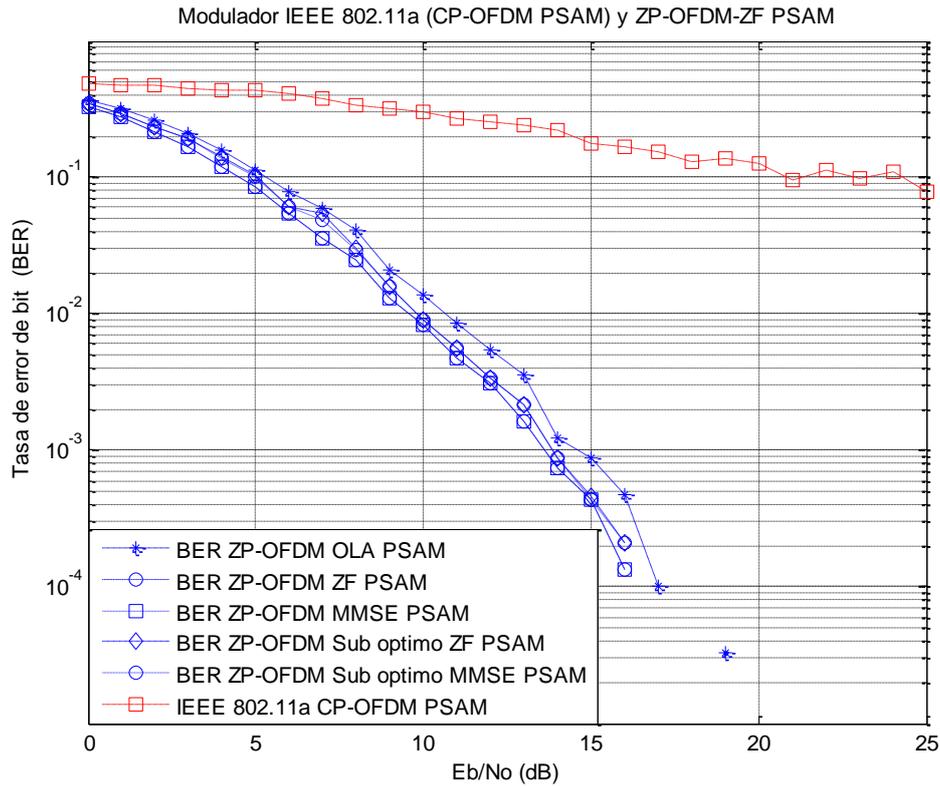


Figura 4.14. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 9 Mbps y el modulador propuesto en 11.25 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.14 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 9 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 11.25 Mbps, para un canal con frecuencia Doppler de 57.7Hz. Aquí se aprecia la ventaja notoria que se obtiene con el modulador propuesto, ya que con una SNR ( $E_b/N_0$ ) de aproximadamente 18 dB se obtiene un BER de  $10^{-4}$ , mientras que el estándar aún con una SNR de 25 dB obtiene un alto valor de BER, aproximadamente  $10^{-1}$  lo cual es un pésimo resultado. Este resultado se basa en la estimación de las curvas de BER obtenidas en la simulación. Estos resultados resaltan la ventaja del esquema de modulación propuesto para canales AWGN con fading y efecto Doppler en comparación al estándar, ofreciendo incluso una mayor tasa de transferencia (2.25 Mbps por encima del estándar).

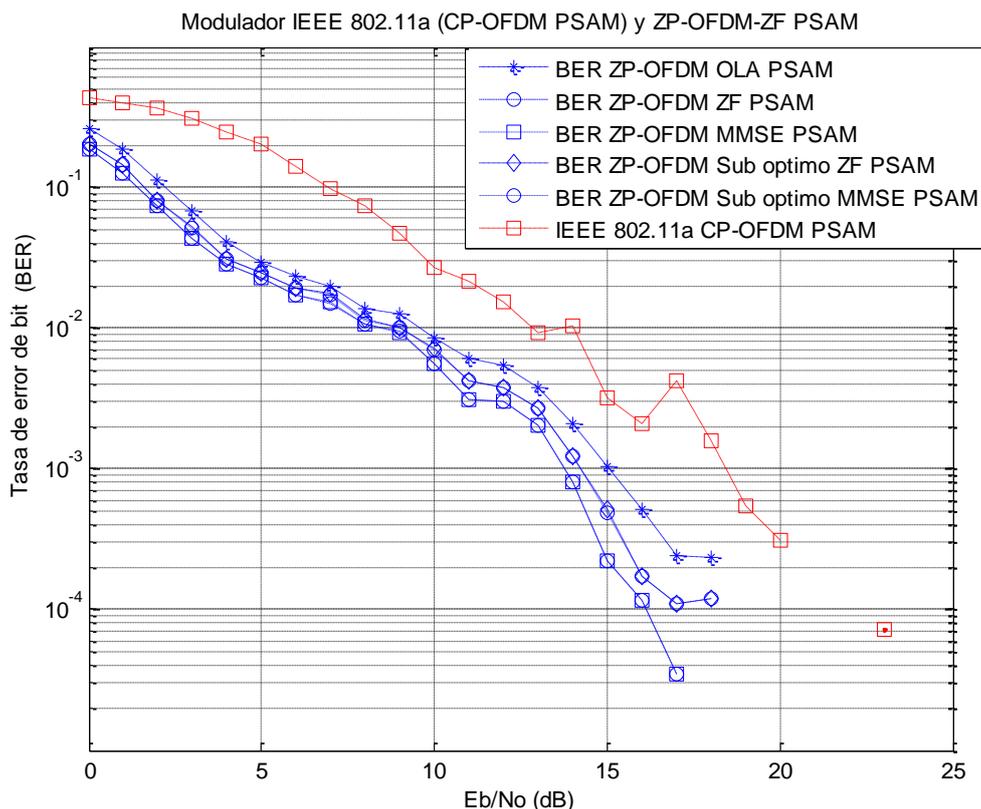


Figura 4.15. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 12 Mbps y el modulador propuesto en 18 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.15 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 12 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 18 Mbps, para un canal con frecuencia Doppler de 57.7Hz. Se observa que el esquema de modulación propuesto con los diferentes métodos de ecualización, requiere aproximadamente una SNR entre 17 y 18 dB para obtener un BER de  $10^{-4}$ , mientras que el estándar necesita una SNR entre 23 y 24 dB para obtener el mismo valor de BER. Este resultado es solo una estimación en base a la proyección de las curvas de BER obtenidas en la simulación. Aquí se resalta la ventaja del esquema de modulación propuesto ya que con una mayor tasa de transferencia (3 Mbps por encima del estándar), ocupando la misma anchura de banda (20 MHz) y para el mismo tipo de canal (fading con efecto Doppler), requiere una menor SNR para alcanzar un bajo valor de BER ( $10^{-4}$ ).

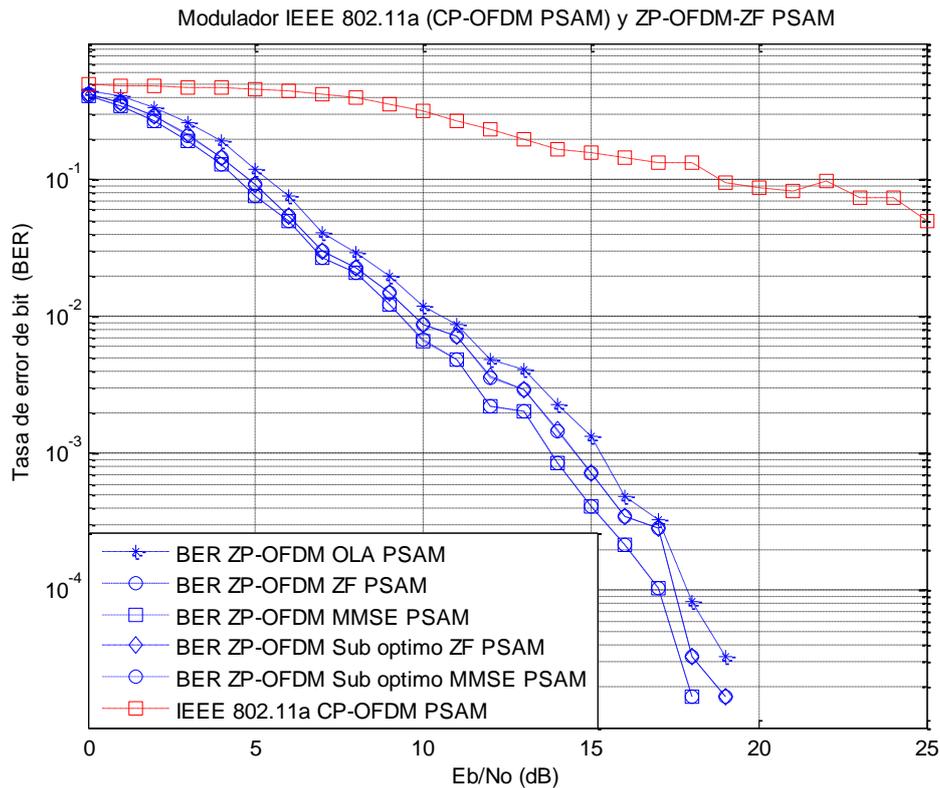


Figura 4.16. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 18 Mbps y el modulador propuesto en 22.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.16 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 18 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 22.5 Mbps, para un canal con frecuencia Doppler de 57.7Hz. Aquí nuevamente se aprecia la ventaja notoria que se obtiene con el modulador propuesto y todos sus esquemas de ecualización, ya que con una SNR entre 17 y 18 dB se obtiene un BER de  $10^{-4}$ , mientras que el estándar aún con una SNR de 25 dB no llega a obtener un BER menor a  $10^{-2}$ . Claramente se observa que el esquema de modulación propuesto es más inmune a un canal con fading y efecto Doppler (menor a 58 Hz) que el estándar, además de ofrecer una mayor tasa de transmisión para una misma anchura de banda (4.5 Mbps por encima del estándar).

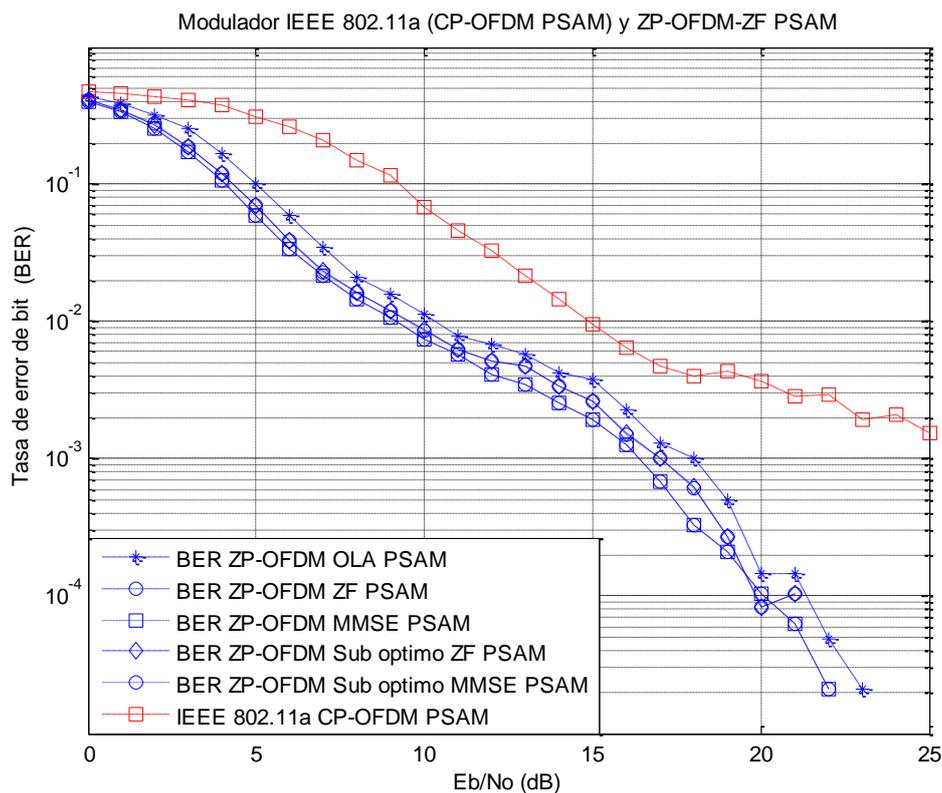


Figura 4.17. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 24 Mbps y el modulador propuesto en 36 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.17 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 24 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 36 Mbps, para un canal con frecuencia Doppler de 57.7Hz. Aquí es apreciada nuevamente la ventaja notoria que se obtiene con el modulador propuesto, ya que con una SNR entre 20 y 21 dB se obtiene un BER de  $10^{-4}$ , mientras que el estándar con una SNR de 25 dB tiene un BER mayor a  $10^{-3}$ . Se resalta que el esquema de modulación propuesto, para esta tasa de transferencia es más inmune al ruido en comparación al estándar, para un canal con fading y efecto Doppler (menor a 58Hz), ofreciendo además una mayor tasa de transferencia (12 Mbps por encima del estándar).

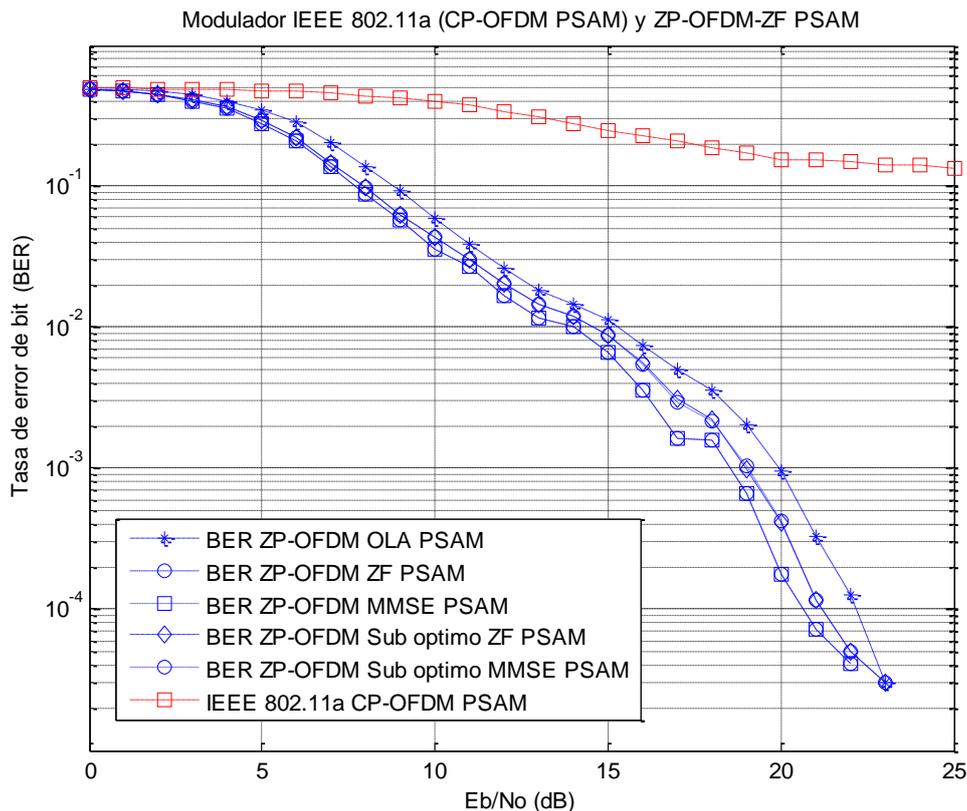


Figura 4.18. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 36 Mbps y el modulador propuesto en 45 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.18 se evalúa el desempeño del modulador estándar IEEE 802.11a para una tasa de 36 Mbps y el modulador propuesto con una tasa de 45 Mbps, para un canal con frecuencia Doppler de 57.7Hz. Aquí se aprecia una vez más la ventaja notoria que ofrece el modulador propuesto, ya que con una SNR entre 21 y 23 dB se obtiene un BER de  $10^{-4}$ , mientras que el estándar aún con una SNR de 25 dB obtiene un BER aproximado de  $10^{-1}$ . Nuevamente se resalta que el esquema de modulación propuesto para esta tasa de transferencia, es más inmune al ruido en comparación al estándar, para un canal con fading y efecto Doppler (menor a 58Hz), ofreciendo además una mayor tasa de transferencia (9 Mbps por encima del estándar).

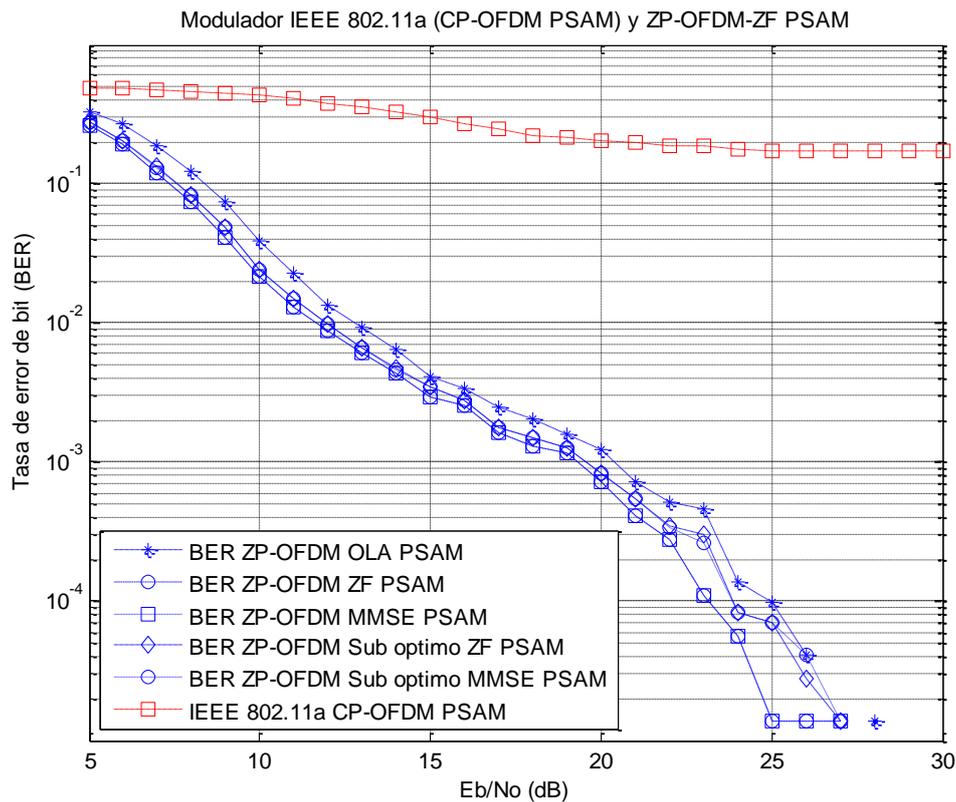


Figura 4.19. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 48 Mbps y el modulador propuesto en 54 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

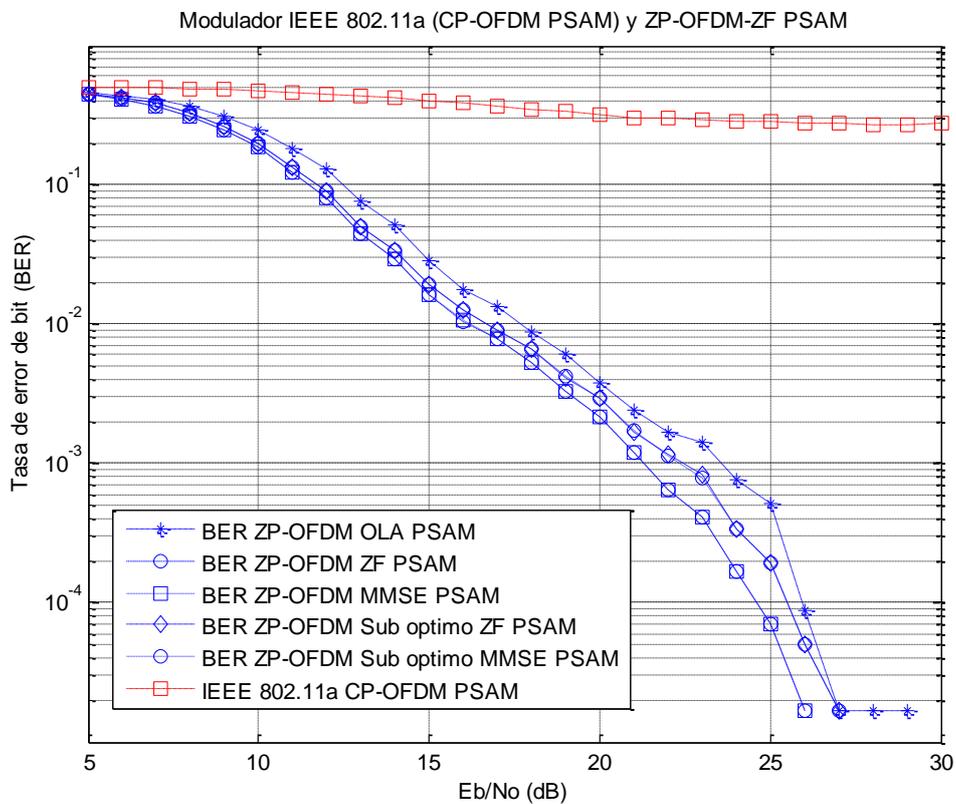


Figura 4.20. Curva de tasa de error de bit (BER) para el estándar IEEE 802.11a en 54 Mbps y el modulador propuesto en 67.5 Mbps, canal tipo ETSI BRAN-A, con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

Para el resto de las tasas de transferencias comparadas entre el estándar y el modulador propuesto en la figura 4.19 y en la figura 4.20 se aprecia claramente la ventaja que se obtiene con el modulador propuesto. Debido a que el modulador del estándar mantiene un altísimo BER (mayor a  $10^{-1}$ ), por más que se incremente la SNR. Esta alta probabilidad de error ofrecida por el estándar es un indicador que estas tasas de transferencias no pueden ser utilizadas para un canal AWGN con fading y efecto Doppler (para una velocidad de desplazamiento máximo de 3 m/seg.). Sin embargo el esquema de modulación propuesto permite alcanzar bajos valores de BER con valores de SNR entre 23 y 25 dB, incluso ofreciendo una mayor tasa de transferencia (entre 6 Mbps y 13.5 Mbps respectivamente). Una prueba sencilla sobre el actual desempeño del estándar es por ejemplo utilizar una laptop con conexión a WLAN mediante el estándar IEEE 802.11a. Empleando el protocolo ICMP (Internet Control Message Protocol) y mediante el uso del comando “ping” de DOS, se debe probar la conectividad hacia otro equipo en la red (PC por ejemplo), a continuación se debe realizar un rápido desplazamiento dentro del área de cobertura y se podrá observar como varios paquetes ICMP se pierden.

En la tabla 4.3 se muestra las diferencias en SNR entre el estándar y el esquema de modulación propuesto para sus diversos esquemas de ecualización, según los resultados mostrados en las gráficas anteriores. Para mostrar estos resultados se denominará “ganancia” a los valores de SNR de diferencia que hay entre el estándar y el modulador propuesto, donde en todos los casos el modulador propuesto requiere una menor SNR que el estándar para un valor de BER de  $10^{-4}$  como referencia. Se denomina a  $\alpha$  dB para indicar una ganancia por encima de los 10 dB. En la mayoría de casos la diferencia es bastante mayor o simplemente no se pueden comparar debido a la probabilidad de error tan alta que mantiene el estándar.

Tasa de transferencia (Mbps)		Ganancia del modulador propuesto respecto al estándar IEEE 802.11a, BER $10^{-4}$ , con efecto Doppler				
IEEE 802.11a	Modulador Propuesto	Óptimo MMSE	Óptimo ZF	Sub-óptimo MMSE	Sub-óptimo ZF	OLA
6	9	9 dB	9 dB	8.5 dB	8.5 dB	8 dB
9	11.25	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB
12	18	5 dB	5 dB	3 dB	3 dB	3 dB
18	22.5	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB
24	36	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB
36	45	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB
48	54	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB
54	67.5	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB	$\alpha$ dB

Tabla 4.3. Evaluación de las ganancias obtenidas por el modulador propuesto respecto al estándar, para un BER de  $10^{-4}$  con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

En la figura 4.21 se muestra las curvas de eficiencia obtenida luego de evaluar el desempeño del modulador propuesto y el estándar, para todas las tasas de transferencia especificadas en la tabla 4.1, para un valor de BER de  $10^{-4}$ . Solo fue posible graficar dos puntos de eficiencia del estándar para las tasas de 6 Mbps y 12 Mbps, debido a que las otras tasas de transferencia mantienen una alta tasa de error de bit (BER). Respecto al modulador propuesto, las dos primeras tasas de transferencia (9 Mbps y 11.25 Mbps) fueron aproximados sus valores en las curvas de eficiencia, ya que no alcanzaron un BER de  $10^{-4}$  (ya no hubieron bits errados).

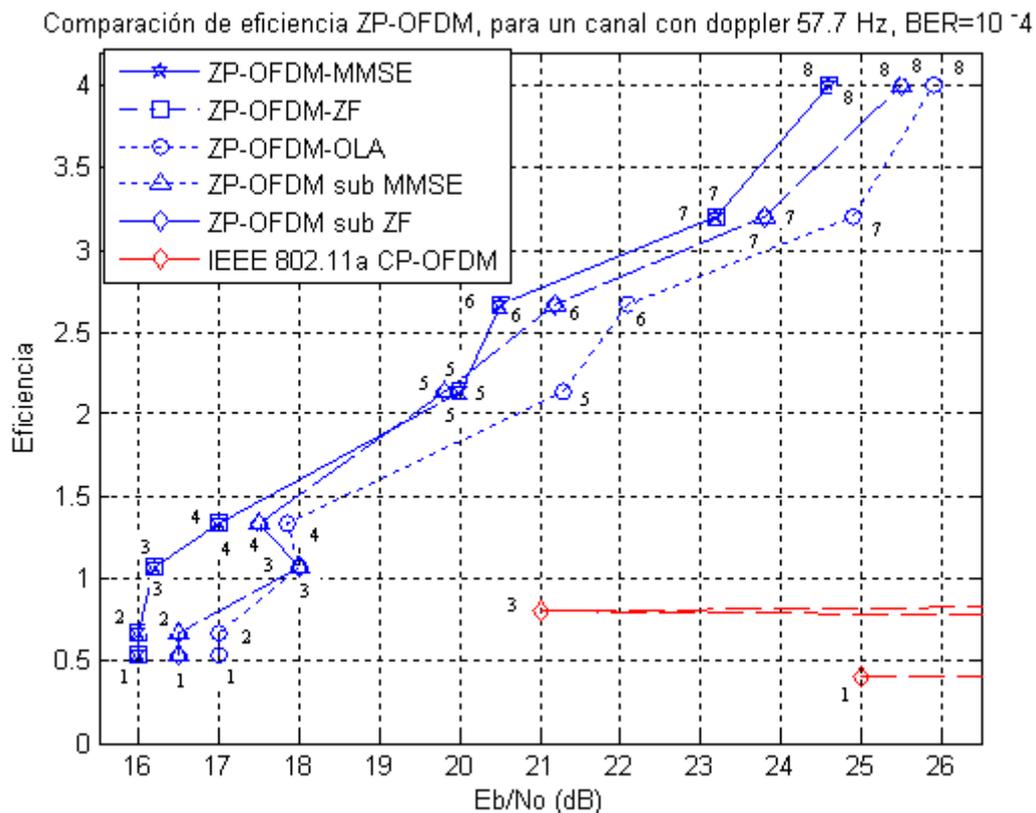


Figura 4.21. Curva de eficiencia del modulador propuesto y del estándar IEEE 802.11a, para un BER de  $10^{-4}$ , con frecuencia Doppler de 57.7Hz.

## CONCLUSIONES

Se propuso un modulador OFDM que mejora el desempeño del modulador propuesto en el estándar IEEE 802.11a; la mejora obtenida se basa en el método de estimación de canal propuesto y en el uso del modulador ZP-OFDM.

Las ventajas del esquema de modulación propuesto son las tasas de transferencias que se ofrece, las cuales superan por varios megabits a las establecidas en el estándar, y su notable mejor desempeño ante canales con fading y movimiento donde aparece la frecuencia Doppler.

La mejor estimación de canal para el método de PSAM se obtiene cuando el símbolo de entrenamiento excita a todas las componentes de frecuencia del canal; el estándar no realiza esta operación.

Se estudió e implementó al modulador CP-OFDM PSAM empleado por el estándar IEEE 802.11a y se comprobó en simulación que presenta altos valores de BER para canales con fading y efecto Doppler (con movilidad de 3 m/seg.).

También se estudió e implementaron otros esquemas de modulación como ZP-OFDM y PRP-OFDM. Sin embargo en el presente trabajo de investigación sólo se empleó el modulador ZP-OFDM porque presentó el mejor desempeño.

Se evaluó el desempeño de los moduladores CP-OFDM y ZP-OFDM para escenarios sin frecuencia Doppler y con frecuencia Doppler para la banda de los 5GHz. En esta evaluación se destaca el buen desempeño del modulador propuesto en comparación al modulador del estándar, el cual ofrece un menor BER y una mayor tasa de transferencia que el estándar incluso con niveles más bajos de SNR, para ciertas velocidades de transferencia en escenarios móviles (velocidad de 3m/seg.).

A través del modulador ZP-OFDM se dispone de diversos mecanismos de ecualización como ZF y MMSE, con soluciones óptimas y sub-óptimas que permiten implementaciones de baja, mediana y alta carga computacional.

El modulador ZP-OFDM mediante la técnica overlap-add (OLA) ofrece la misma carga computacional que el modulador CP-OFDM, lo cual representa una clara alternativa de implementación, si se desea sustituir al modulador establecido por el estándar. Sin embargo, el modulador ZP-OFDM OLA tiene ventaja sobre el estándar en escenarios móviles (velocidad de 3m/seg.).

La desventaja del modulador propuesto en comparación al estándar es que disminuye la banda de guarda ofrecida por el estándar (de 20 MHz a 5 MHz) en la banda U-NII inferior e intermedia (frecuencias desde 5.150 GHz hasta 5.350 GHz) mientras que en la banda U-NII superior (frecuencias desde 5.725 GHz hasta 5.825 GHz) se suprime completamente la banda de guarda. Esto puede producir interferencia entre canales adyacentes que se estén transmitiendo señales cercanas a los rangos de frecuencia descritos anteriormente. Sin embargo, esta interferencia se puede reducir si las otras aplicaciones consideran una banda de guarda (lo cual es usual), como lo considera el estándar IEEE 802.11a.

Se implementó en software el modulador propuesto y el modulador del estándar IEEE 802.11a, el cual permite simular la transmisión de varias tramas OFDM, para canales de comunicaciones con multitrayectoria tipo Rayleigh, frecuencia Doppler y ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN).

## RECOMENDACIONES

El método de estimación de canal propuesto basado en PSAM, puede servir como base de estudio para el desarrollo de futuros métodos de estimación de canal para OFDM. Así mismo el modulador ZP-OFDM, que ofrece un mejor desempeño que el modulador CP-OFDM, debe ser tomado en consideración para futuros trabajos de investigación sobre OFDM.

Para moduladores OFDM que deban trabajar en escenarios con alta movilidad (velocidades mucho mayores a 3 m/seg.), se debería tomar en cuenta a PSAM, con las variaciones propuestas en el presente trabajo, como parte del mecanismo de estimación de canal.

Para obtener un modulador OFDM óptimo siempre se debe emplear un adecuado método de estimación de canal, ya que todas las características ventajosas de OFDM dependen de la estimación de canal, lo cual conduce a una adecuada ecualización y recuperación de símbolos. Mejor que un buen método de ecualización de canal es un buen método de estimación de canal.

## FUENTES DE INFORMACIÓN

- [1] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50., no. 12, pp. 2136-2148, Dec. 2002.
- [2] Markus Muck, Marc de Courville and Pierre Duhamel, "A Pseudorandom Postfix OFDM Modulator – Semi Blind Channel Estimation and Equalization", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, N° 3, march 2006.
- [3] A. P. Petropulu, R. Zhang, and R. Lin, "Blind OFDM channel estimation through simple linear precoding," *IEEE Trans. Wireless Commu.*, vol. 3, n0. 2, pp-. 647-655, Mar. 2004.
- [4] R. Negi, J. Cioffi, "Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system", *IEEE Trans. Consumer electronics*, Vol. 44, No. 3, Aug. 1998.
- [5] "IEEE Std. 802.11a - 1999 (R2003), Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band", IEEE-SA Standards Board, USA, June 2003.
- [6] Henrik Schulze and Christian Lüders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA, Wideband Wireless Communication", Jhon Wiley & Sons, Ltd, Fachhochschule Südwestfalen, Meschede, Germany, 2005.
- [7] S. Ohno, G.B. Giannakis, "Average-Rate optimal PSAM transmissions over time-selective fading channels", *IEEE Trans. Wireless Commu.*, vol. 1, No. 4, Oct. 2002.
- [8] Michel C. Jeruchim, Philip Balaban, K. San Shanmugan, "Simulation of Communication Systems, Modeling, Methodology and Techniques", second edition, Kluwer Academic, New York, 2000.

- [9] Todor Cooklev, "Wireless Communication Standards, A Study of IEEE 802.11, 802.15 and 802.16", Standards Information Network IEEE Press, USA, 2004.
- [10] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, "Tratamiento de señales en tiempo discreto", Prentice Hall, 1999.
- [11] Benedetto, Sergio and Biglieri, Ezio, "Principles of Digital Transmission with Wireless Applications", Kluwer Academic/Plenum Publishers, NY, USA, 1999.
- [12] A. N. Akansu, P. Duhamel, X. Lin, M. Courville, "Orthogonal Transmultiplexers in Communication: A review", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 46, No. 4, Apr. 1998.
- [13] ETSI Normalization Comite, "Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios", Norme ETSI, Document 3ERI085B, European Telecommunications Standard Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, 1998.
- [14] The MathWorks, Inc., "Communications Toolbox User's Guide 4, Matlab", The MathWorks, Inc., USA, 2007.
- [15] Proakis, John G., Digital Communications, 4th ed., New York, McGraw-Hill, 2001.

# ANEXOS

## ANEXO 1

### El modelo de canal tipo A, ETSI EP BRAN 3ERI085B

El documento: “ETSI EP BRAN 3ERI085B” contiene un conjunto de modelos de canales “indoor” (por ejemplo oficinas, ambientes cerrados, etc.), las cuales fueron decididas en el BRAN #8 para ser utilizadas en la simulación del estándar HIPERLAN/2. Según la descripción de la ETSI con el objetivo de reducir el número de “Tap” y orden del canal, el tiempo de espaciamento entre ellos es no uniforme.

Para los retardos más pequeños se utiliza un espaciamento más denso. La potencia promedio desciende exponencialmente con el tiempo. Excepto para el primer valor del canal (tap), el cuál puede tener un factor de Ricean K igual a 10, todos los demás coeficientes del canal tienen una estadística de fading Rayleigh con K igual a 0. Se asume para cada coeficiente del canal “tap”, el clásico espectro de Doppler (según modelo de Jacke’s) correspondiente a cada terminal con velocidad de 3m/seg.

Tap Number	Delay (nseg.)	Promedio relativo de potencia (dB)	Ricean K	Espectro Doppler
1	0	0.0	0	Class
2	10	-0.9	0	Class
3	20	-1.7	0	Class
4	30	-2.6	0	Class
5	40	-3.5	0	Class
6	50	-4.3	0	Class
7	60	-5.2	0	Class
8	70	-6.1	0	Class
9	80	-6.9	0	Class
10	90	-7.8	0	Class
11	110	-4.7	0	Class
12	140	-7.3	0	Class
13	170	-9.9	0	Class
14	200	-12.5	0	Class
15	240	-13.7	0	Class
16	290	-18.0	0	Class
17	340	-22.4	0	Class
18	390	-26.7	0	Class

Tabla 1. Modelo A, correspondiente a un típico ambiente de oficina para condiciones NLOS y 50nseg. de promedio rms de espaciamento de retardo[13].

## ANEXO 2

### CÓDIGO FUENTE DEL SIMULADOR IMPLEMENTADO

Programa selector del tipo de modulación OFDM a emplear y tipo de canal de simulación (según ETSI BRAN) para el modulador estándar CP-OFDM PSAM.

```

%% SIMULADOR DE TRAMAS IEEE 802.11a según Estandar CP-OFDM y PSAM
clc;
tic;
K= menu('IEEE 802.11a Tasa de TX','6 Mbps','9 Mbps','12 Mbps','18 Mbps','24
Mbps','36 Mbps','48 Mbps','54 Mbps');
switch K
    case 1
        tasa=6;
    case 2
        tasa=9;
    case 3
        tasa=12;
    case 4
        tasa=18;
    case 5
        tasa=24;
    case 6
        tasa=36;
    case 7
        tasa=48;
    case 8
        tasa=54;
    otherwise
        disp('Tasa de TX ERRONEA');
end
%% Formato de tramas
% NS=72; %% Número de simbolos de datos OFDM
NS=get(handles.edit1,'String');
NS=str2num(NS);
% NSyP=2; %% Número de simbolos pilotos
NSyP= get(handles.edit2,'String');
NSyP=str2num(NSyP);
% NT= 1; %% Número de tramas a transmitir
NT= get(handles.edit3,'String'); %% Número de tramas a transmitir
NT=str2num(NT);

frec_doppler= get(handles.edit5,'String'); %% Número de tramas a transmitir
frec_doppler=str2num(frec_doppler);
valor=get(handles.popupmenu1,'Value');

switch valor
    case 1,
        %% Canal Modelo A
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 40*1.e-9, 50*1.e-9,
60*1.e-9, 70*1.e-9, 80*1.e-9, ...
90*1.e-9, 110*1.e-9, 140*1.e-9, 170*1.e-9, 200*1.e-9, 240*1.e-9,
290*1.e-9, 340*1.e-9, 390*1.e-9];
        gan1=[0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8, -4.7, -
7.3, -9.9, -12.5, -13.7, -18, ...
-22.4, -26.7];

```

```

    set(handles.text9,'string', ...
'Modelo A, correspondiente a un tipico ambiente de oficina para
condiciones de NLOS y 50ns rms promedio de esparcimiento de retardo. ');
    case 2,
        %% Canal Modelo B
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 50*1.e-9, 80*1.e-9,
110*1.e-9, 140*1.e-9, 180*1.e-9, ...
230*1.e-9, 280*1.e-9, 330*1.e-9, 380*1.e-9, 430*1.e-9, 490*1.e-9,
560*1.e-9, 640*1.e-9, 730*1.e-9];
        gan1=[-2.6, -3, -3.5, -3.9, 0, -1.3, -2.6, -3.9, -3.4, -5.6, -7.7, -
9.9, -12.1, -14.3, -15.4, -18.4, ...
-20.7, -24.6];
    case 3,
        %% Canal Modelo C
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 50*1.e-9, 80*1.e-9,
110*1.e-9, 140*1.e-9, 180*1.e-9, ...
230*1.e-9, 280*1.e-9, 330*1.e-9, 400*1.e-9, 490*1.e-9, 600*1.e-9,
730*1.e-9, 880*1.e-9, 1050*1.e-9];
        gan1=[-3.3, -3.6, -3.9, -4.2, 0, -0.9, -1.7, -2.6, -1.5, -3, -4.4, -
5.9, -5.3, -7.9, -9.4, -13.2, ...
-16.3, -21.2];
    case 4,
        %% Canal Modelo D
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 50*1.e-9, 80*1.e-9,
110*1.e-9, 140*1.e-9, 180*1.e-9, ...
230*1.e-9, 280*1.e-9, 330*1.e-9, 400*1.e-9, 490*1.e-9, 600*1.e-9,
730*1.e-9, 880*1.e-9, 1050*1.e-9];
        gan1=[0, -10, -10.3, -10.6, -6.4, -7.2, -8.1, -9, -7.9, -9.4, -10.8, -
12.3, -11.7, -14.3, -15.8, -19.6, ...
-22.7, -27.6];
        %% Canal Modelo E
    case 5,
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 40*1.e-9, 70*1.e-9, 100*1.e-9,
140*1.e-9, 190*1.e-9, 240*1.e-9, ...
320*1.e-9, 430*1.e-9, 560*1.e-9, 710*1.e-9, 880*1.e-9, 1070*1.e-9,
1280*1.e-9, 1510*1.e-9, 1760*1.e-9];
        gan1=[-4.9, -5.1, -5.2, -0.8, -1.3, -1.9, -0.3, -1.2, -2.1, 0, -1.9 -
2.8, -5.4, -7.3, -10.6, -13.4, ...
-17.4, -20.9];
    otherwise,
        disp('Error :: Modelo de canal ETSI BRAN');
end

```

**Función que implementa el modulador estándar CP-OFDM PSAM.**

```

%% Estándar IEEE 802.11a
%% Codificador PRP-OFDM ==> IEEE 802.11a
function
[x,Y,SW,RW,ber,EbNo,modelo1]=Mod_Std_CP_OFDM_1(NS,NSyP,tasa,frec_doppler,de
lay1,gan1)
% function
[x,Y,SW,RW,ber,EbNo,modelo1]=Mod_Std_CP_OFDM_1(NS,NSyP,tasa,frec_doppler,va
l_canal)
% function [x,Y,SW,Y2,SW1,RW, ber,
EbNo,modelo1,RP1]=Mod_PRP_OFDM_1(NS,NSyP,tasa,RP1,frec_doppler,val_canal)
%% Parámetros PRP-OFDM
N=64; % Numero total de subportadoras
D=16; % Prefijo cíclico
P=N+D; % Número total de subportadoras + prefijo cíclico

```

```

T=48; % Número total de subportadoras de datos, % M=2*D; % M E {N ,
P}
SP=[]; % Simbolo OFDM a transmitir
RP=[]; % Simbolo OFDM recibido
P_26_26=[0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,-
1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0, ...
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0]';
L_26_26=[1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1,
-1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, ...
1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -
1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1]';
for n=1:NSyP-1
    L_26_26=[L_26_26 L_26_26];
end
% L_26_26=[L_26_26 -1*L_26_26]; % Dos SIMBOLOS PILOTOS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[F_N,FH_N]=Generacion_FFT2D(N);
[F_D,FH_D]=Generacion_FFT2D(D);
FF_cp=F_N(:,N-D+1:N);
FH_cp=[FF_cp F_N]';
F_cp=FH_cp';
%% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% MODULADOR %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
SP=[];
S_NN=[];
r=[1 0 1 1 1 0 1]'; % registro
[x,NN,tasa_cod,Mod]=PLCP_Std(tasa,NS); % Aqui se genera la trama PLCP
switch tasa
case 6 % 6 MBps
    M=2;
%     EbNo = [7:19]; % Valores estimados de EbNo
    EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
    ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
    modelo=[0:M-1];
    modelo1=pskmod(modelo,M,pi, 'gray');
case 9 % 9 MBps
    M=2;
%     EbNo = [7:19]; % Valores estimados de EbNo
    EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
    ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
    modelo=[0:M-1];
    modelo1=pskmod(modelo,M,pi, 'gray');
case 12 % 12 MBps
    M=4;
%     EbNo = [5:17]; % Valores estimados de EbNo
    EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
    ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
    modelo=[0:M-1];
    modelo1=pskmod(modelo,M,-3*pi/4, 'gray');
case 18 % 18 MBps
    M=4;
%     EbNo = [8:20]; % Valores estimados de EbNo
    EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
    ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
    modelo=[0:M-1];
    modelo1=pskmod(modelo,M,-3*pi/4, 'gray');
case 24 % 24 MBps
    M=16;
%     EbNo = [9:21]; % Valores estimados de EbNo
    EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
    ber = berawgn(EbNo, 'qam',M);
    modelo=[0:M-1];

```

```

        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(10);
    case 36 % 36 MBps
        M=16;
    %
        EbNo = [13:25]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(10);
    case 48 % 48 MBps
        M=64;
    %
        EbNo = [15:27]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [5:30]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(42);
    case 54 % 54 MBps
        M=64;
    %
        EbNo = [17:29]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [5:30]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(42);
    otherwise
        disp('Error:: SNR Estandar');
    end
    k = log2(M); % Number of bits per symbol
    snr = EbNo+3+10*log10(k);
    m=1;
    S_N2=[];
for nt=1:NS+2
    if nt==1 | nt==2 % Simbolos piloto (PREAMBULO)
        [S_N]=MAP_SP(L_26_26(:,nt),N); % Inserción de tonos pilotos S-21 S-
7 S7 S21
        S_N2=[S_N2 S_N];
    else % Simbolos de datos OFDM
        x1=x(m:m+NN-1);
        [s,code,t,r]=FEC_Coder(x1,r,tasa,tasa_cod,Mod); % Scrambler + Cod
Convolutional
        [S_N1]=Inter_Map_Std(code,Mod,tasa); % Interleaving + Mapping
(PSK,QPSK, 16QAM, 64 QAM)
        [S_N]=PSAM_CP(S_N1,P_26_26,N); % Inserción de tonos pilotos S-21 S-
7 S7 S21
        m=m+NN;
    end
    s_cp=FH_cp*S_N; % Modulación OFDM, simbolo OFDM transmitido

    S_NN=[S_NN s_cp];
    SP=[SP; s_cp]; % Acumulacion de los símbolos OFDM transmitidos
end
%% Canal: FIR, orden L-1, H(z)= h0.z^-0 + h1.z^-1 + ... + hL-1.z^-L-1
%
% h= [-0.4326+1.6314i; -1.6656-1.5811i; 0.1253-1.2275i;
0.2877+0.3275i; -1.1465-0.3690i; 1.1909+1.0843i;
%
% 1.1892-0.9154i; -0.0376-1.2508i; 0.3273+0.5513i; 0.1746-
1.4073i; -0.1867+0.4893i; 0.7258-0.2289i];
%
% h= [-0.4326+1.6314i; -1.6656-1.5811i; 0.2877+0.3275i; -1.1465-
0.3690i; 1.1909+1.0843i;
%
% 1.1892-0.9154i; -0.0376-1.2508i; 0.3273+0.5513i; 0.1746-
1.4073i; -0.1867+0.4893i; 0.7258-0.2289i];
% %
% h= [-0.4326; -1.6656; 0.1253; 0.2877; -1.1465 ];
%
% H=[h; zeros(D-length(h),1)];
    periodo=(N*NS*4.E-6/N )/((NS+2)*P)

```



```

        m=m+P;
    else % Estimación de canal PSAM %% Simbolo preambulo
        x_M=F_N*rM;
        hh1=zeros(N,1);
        hh1(2:27)=x_M(2:27,1)./S_N2(2:27,nt);
        hh1(39:64)=x_M(39:64,1)./S_N2(39:64,nt);
        HH1=[HH1 hh1];
        if nt==2
            hh2=0.5*(HH1(:,1)+ HH1(:,2));
        end
        m=m+P;
    end
end
Y=[Y y];
SW=[SW sw];
RW=[RW rw];
end
%% RESULTADOS %%
% 1. Compute theoretical error rate using BERAWGN.
% Plot theoretical results.
% figure;
% semilogy(EbNo,ber,'r');
% xlabel('E_b/N_0 (dB)'); ylabel('Bit Error Rate');
% grid on; drawnow;
% 2. Compute empirical error rate by simulating.
% Set up.
% ynoisy=zeros(n,length(snr)); % Preallocate to save time.
% Compute symbol error rate from simulation.
% [num,rt] = biterr(x,Y)
% [num,rt] = symerr(x,Y);
% 3. Plot empirical results, in same figure.
% hold on; semilogy(EbNo,rt,'b. ');
% legend('Theoretical BER','Empirical BER');
% title('Comparing Theoretical and Empirical Error Rates');
% hold off;
% figure(2);
% semilogy(EbNo,rt,'b. ');
% legend('Empirical BER');
% title('Comparing Theoretical and Empirical Error Rates');
% grid on;
% toc;
%% Grafica de constelaciones
% snr_n=1;
% ha=scatterplot(RW(:,snr_n)*escala,1,0,'b*');
% ha=scatterplot(RW(:,snr_n),1,0,'b*');
% hold on;
% scatterplot(modelo1,1,0,'r*',ha);
% title('Señal RECIBIDA SIN ecualización');
% grid on;
% hold off;
%
% ha=scatterplot(SW(:,snr_n),1,0,'b*');
% hold on;
% scatterplot(modelo1,1,0,'r*',ha);
% title('Señal ECUALIZADA ZP-OFDM ZF');
% grid on;
% hold off;

%     if val_canal==1 % ch1 = rayleighchan(periodo,200);
%         ch1 = rayleighchan(periodo,frec_doppler);
%     else

```

```

%      ch1 = rayleighchan(periodo,frec_doppler,[0 periodo],[0 -3]);
%      ch1 = rayleighchan(periodo,frec_doppler,[0,          50*1.e-9,
50*1.e-9, 50*1.e-9, 50*1.e-9, 50*1.e-9, ...
% 50*1.e-9, 50*1.e-9, 50*1.e-9, 50*1.e-9],[0 -1 -1 -1 -1 -1, ...
%                                     -1 -1 -1 -1]);

```

Programa selector del tipo de modulación OFDM a emplear y tipo de canal de simulación (según ETSI BRAN) para el modulador propuesto ZP-OFDM MMSE, ZF OLA, SUB MMSE, SUB ZF.

```

tic;
clc;
K= menu('PRP-OFDM Tasa de TX','9 Mbps','11.25 Mbps','18 Mbps','22.5
Mbps','36 Mbps','45 Mbps','54 Mbps','67.5 Mbps');
switch K
case 1
tasa=9;
case 2
tasa=11.25;
case 3
tasa=18;
case 4
tasa=22.5;
case 5
tasa=36;
case 6
tasa=45;
case 7
tasa=54;
case 8
tasa=67.5;
otherwise
disp('Tasa de TX ERRONEA');
end
%%% Formato de tramas

NS=get(handles.edit1,'String');
NS=str2num(NS);
NSyP= get(handles.edit2,'String');
NSyP=str2num(NSyP);
NT= get(handles.edit3,'String'); %% Número de tramas a transmitir
NT=str2num(NT);

frec_doppler= get(handles.edit5,'String'); %% Número de tramas a transmitir
frec_doppler=str2num(frec_doppler);
valor=get(handles.popupmenu1,'Value');

switch valor
case 1
%%% Canal Modelo A
delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 40*1.e-9, 50*1.e-9,
60*1.e-9, 70*1.e-9, 80*1.e-9, ...
90*1.e-9, 110*1.e-9, 140*1.e-9, 170*1.e-9, 200*1.e-9, 240*1.e-9,
290*1.e-9, 340*1.e-9, 390*1.e-9];
gan1=[0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8, -4.7, -
7.3, -9.9, -12.5, -13.7, -18, ...
-22.4, -26.7];

```

```

    set(handles.text9,'string', ...
'Modelo A, correspondiente a un tipico ambiente de oficina para
condiciones de NLOS y 50ns rms promedio de esparcimiento de retardo. ');
    case 2
        %% Canal Modelo B
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 50*1.e-9, 80*1.e-9,
110*1.e-9, 140*1.e-9, 180*1.e-9, ...
                230*1.e-9, 280*1.e-9, 330*1.e-9, 380*1.e-9, 430*1.e-9, 490*1.e-9,
560*1.e-9, 640*1.e-9, 730*1.e-9];
        gan1=[-2.6, -3, -3.5, -3.9, 0, -1.3, -2.6, -3.9, -3.4, -5.6, -7.7, -
9.9, -12.1, -14.3, -15.4, -18.4, ...
            -20.7, -24.6];
    case 3
        %% Canal Modelo C
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 50*1.e-9, 80*1.e-9,
110*1.e-9, 140*1.e-9, 180*1.e-9, ...
                230*1.e-9, 280*1.e-9, 330*1.e-9, 400*1.e-9, 490*1.e-9, 600*1.e-9,
730*1.e-9, 880*1.e-9, 1050*1.e-9];
        gan1=[-3.3, -3.6, -3.9, -4.2, 0, -0.9, -1.7, -2.6, -1.5, -3, -4.4, -
5.9, -5.3, -7.9, -9.4, -13.2, ...
            -16.3, -21.2];
    case 4
        %% Canal Modelo D
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 50*1.e-9, 80*1.e-9,
110*1.e-9, 140*1.e-9, 180*1.e-9, ...
                230*1.e-9, 280*1.e-9, 330*1.e-9, 400*1.e-9, 490*1.e-9, 600*1.e-9,
730*1.e-9, 880*1.e-9, 1050*1.e-9];
        gan1=[0, -10, -10.3, -10.6, -6.4, -7.2, -8.1, -9, -7.9, -9.4, -10.8, -
12.3, -11.7, -14.3, -15.8, -19.6, ...
            -22.7, -27.6];
        %% Canal Modelo E
    case 5
        delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 40*1.e-9, 70*1.e-9, 100*1.e-9,
140*1.e-9, 190*1.e-9, 240*1.e-9, ...
                320*1.e-9, 430*1.e-9, 560*1.e-9, 710*1.e-9, 880*1.e-9, 1070*1.e-9,
1280*1.e-9, 1510*1.e-9, 1760*1.e-9];
        gan1=[-4.9, -5.1, -5.2, -0.8, -1.3, -1.9, -0.3, -1.2, -2.1, 0, -1.9 -
2.8, -5.4, -7.3, -10.6, -13.4, ...
            -17.4, -20.9];
    otherwise
        disp('Error :: Modelo de canal ETSI BRAN');
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   alfa=[ j -1 -j 1 -1 1 -j j -1 1 -j -1 1 -j -1 ...
%         -1 j 1 -1 j -1 1 -j j -1 1 -j -1 1 j ...
%         j -j -1 j 1 j 1 -1 1 -1 j -1 1 -j -1 ...
%         1 -j 1 -j 1];
    alfa=ones(1,50);
    alfa=conj(alfa');
    alfa=[alfa; alfa; alfa;
alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; ...
        alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
alfa;alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; ...
        alfa; alfa;alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
alfa;alfa; alfa;];
    alfa=[alfa; alfa];

X=[]; %X1=[];
Y0=[]; Y1=[]; Y2=[]; Y3=[]; Y4=[]; Y5=[];
% SW0=[]; SW1=[]; SW2=[]; SW3=[]; SW4=[]; SW5=[];
RP1=[];

```

```

% RW=[];
Modelo1=[];
cont=1;
cont1=1;
for n=1:NT
%
[x,y3,y4,rw,ber,EbNo,modelo1,RP1]=Mod_PRRP_OFDM_Prop_v2(NS,NSyP,tasa,RP1,frec
c_doppler,delay1,gan1);
%      [x,y0,y1,y2,y3,y4,y5,rw,sw0,sw1,sw2,sw3,sw4,sw5,ber,EbNo,modelo1,RP1,
%
NN,cont,cont1]=Mod_PRRP_OFDM_Prop_v3(NS,NSyP,tasa,RP1,frec_doppler,delay1,ga
n1,alfa,cont,cont1);
%
[x,y0,y1,y2,y3,y4,y5,ber,EbNo,modelo1,RP1,NN,cont,cont1]=Mod_PRRP_OFDM_Prop_
v32(NS,NSyP,tasa,RP1,frec_doppler,delay1,gan1,alfa,cont,cont1);

[x,y1,y2,y3,y4,y5,ber,EbNo,modelo1,RP1,NN,cont,cont1]=Mod_PRRP_OFDM_Prop_v32
(NS,NSyP,tasa,RP1,frec_doppler,delay1,gan1,alfa,cont,cont1);
X=[X; x]; % bits originales
%      X1=[X1; x(NN+1:length(x))];

%      size(y0)
%      size(y4)

%      Y0=[Y0; y0]; % PRP(ZP) - OFDM OLA PSAM
Y1=[Y1; y1]; % PRP(ZP) - OFDM OLA Semi Blind
Y2=[Y2; y2]; % PRP(ZP) - OFDM ZF Semi Blind
Y3=[Y3; y3]; % PRP-OFDM ZP-OFDM MMSE Semi BLIND
Y4=[Y4; y4]; % PRP-OFDM ZP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND
Y5=[Y5; y5]; % PRP-OFDM ZP-OFDM MMSE Sub optimo Semi BLIND

%      SW0=[SW0; sw0];
%      SW1=[SW1; sw1];
%      SW2=[SW2; sw2];
%      SW3=[SW3; sw3];
%      SW4=[SW4; sw4];
%      SW5=[SW5; sw5];

%      RW=[RW; rw];
Modelo1=[Modelo1; conj(modelo1')];
%      disp('RP1');
%      size(RP1)
end
%%% RESULTADOS
% save('backup_zp65','X','Y0','Y1','Y2','Y3','Y4','Y5','NN');
save('backup_zp_100_54_2000','X','Y1','Y2','Y3','Y4','Y5','NN');
% y0=[];
y1=[]; y2=[]; y3=[]; y4=[]; y5=[];
RP1=[];

size(X)
% size(Y0)
size(Y1)
size(Y2)
size(Y3)
size(Y4)
% size(X1)
[f,c]=size(X);
% yy4=Y4(NN+1:f,:);
% yy5=Y5(NN+1:f,:);

```

```

% [num0,rt0] = biterr(X,Y0) % OLA PSAM (ZP-OFDM + pseudo ruido)
[num1,rt1] = biterr(X,Y1) % PRP-(ZP)OFDM OLA Semi Blind
[num2,rt2] = biterr(X,Y2) % PRP-(ZP)OFDM ZF Semi Blind
[num3,rt3] = biterr(X,Y3) % PRP-(ZP)OFDM MMSE Semi BLIND
% [num4,rt4] = biterr(X,Y4)
% [num5,rt5] = biterr(X,Y5)
[num4,rt4] = biterr( X(NN+1:f),Y4(NN+1:f,:)) % PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi
BLIND
[num5,rt5] = biterr( X(NN+1:f),Y5(NN+1:f,:))
% [num4,rt4] = biterr( X(NN+1:f),yy4) % PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND
% [num5,rt5] = biterr( X(NN+1:f),yy5)
% save('Std_CIR','EbNo','rt','num');
% [num,rt] = symerr(x,Y);
axes(handles.axes1);
semilogy(0);
% semilogy(EbNo,rt0,'bs-'); % OLA PSAM (ZP-OFDM + pseudo ruido)
semilogy(EbNo,rt1,'rs-'); % PRP-(ZP)OFDM OLA Semi Blind
hold on;
semilogy(EbNo,rt2,'gs-'); % PRP-(ZP)OFDM ZF Semi Blind
semilogy(EbNo,rt3,'bp-'); % PRP-(ZP)OFDM MMSE Semi BLIND
semilogy(EbNo,rt4,'rp-'); % PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND
semilogy(EbNo,rt5,'gp-'); % PRP-OFDM MMSE Sub optimo Semi BLIND
axis([min(EbNo) max(EbNo) 0.00001 0.99]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('Bit Error Rate');
legend('BER PRP-(ZP)OFDM OLA Semi Blind', ...
       'BER PRP-(ZP)OFDM ZF Semi Blind','BER PRP-(ZP)OFDM MMSE Semi
BLIND',...
       'BER PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND', 'BER PRP-OFDM MMSE Sub
optimo Semi BLIND');%,'BER PRP-OFDM-MMSE Sub optimo');
% legend('BER OLA PSAM (ZP-OFDM + pseudo ruido)','BER PRP-(ZP)OFDM OLA Semi
Blind', ...
%       'BER PRP-(ZP)OFDM ZF Semi Blind','BER PRP-(ZP)OFDM MMSE Semi
BLIND',...
%       'BER PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND', 'BER PRP-OFDM MMSE Sub
optimo Semi BLIND');%,'BER PRP-OFDM-MMSE Sub optimo');
title('Comparing PRP-(ZP)OFDM-ZF vs CP-OFDM PSAM');%,' ',num2str(tasa),'
','Mpbs');
grid on;
hold off;

figure(1);
% semilogy(EbNo,rt0,'bs-'); % OLA PSAM (ZP-OFDM + pseudo ruido)
semilogy(EbNo,rt1,'rs-'); % PRP-(ZP)OFDM OLA Semi Blind
hold on;
semilogy(EbNo,rt2,'gs-'); % PRP-(ZP)OFDM ZF Semi Blind
semilogy(EbNo,rt3,'bp-'); % PRP-(ZP)OFDM MMSE Semi BLIND
semilogy(EbNo,rt4,'rp-'); % PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND
semilogy(EbNo,rt5,'gp-'); % PRP-OFDM MMSE Sub optimo Semi BLIND
axis([min(EbNo) max(EbNo) 0.00001 0.99]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('Bit Error Rate');
legend('BER PRP-(ZP)OFDM OLA Semi Blind', ...
       'BER PRP-(ZP)OFDM ZF Semi Blind','BER PRP-(ZP)OFDM MMSE Semi
BLIND',...
       'BER PRP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND', 'BER PRP-OFDM MMSE Sub
optimo Semi BLIND');%,'BER PRP-OFDM-MMSE Sub optimo');
title('Comparing PRP-(ZP)OFDM-ZF vs CP-OFDM PSAM');%,' ',num2str(tasa),'
','Mpbs');
grid on;
hold off;
tipo=3;

```



```

% v3=[cD(1); zeros(1,1); cD(D:-1:2)];
% C_D1=gallery('circul',v3); %5 para estimacion de canal mobil

% alfa=[ j -1 -j 1 -1 1 -j j -1 1 -j -1 1 -j -1 ...
%       -1 j 1 -1 j -1 1 -j j -1 1 -j -1 1 j ...
%       j -j -1 j 1 j 1 -1 1 -1 j -1 1 -j -1 ...
%       1 -j 1 -j 1];
% alfa=conj(alfa');
% alfa=[alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
%       alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
alfa;alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
%       alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa; alfa;
alfa;alfa; alfa;];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
M1=N/2;
[F_N,FH_N]=Generacion_FFT2D(N);
[F_D,FH_D]=Generacion_FFT2D(D);
[F_P,FH_P]=Generacion_FFT2D(P);
[F_M,FH_M]=Generacion_FFT2D(M1);
FF_cp=F_N(:,N-D+1:N);
FH_cp=[FF_cp F_N]';
F_cp=FH_cp';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% v=ones(N,1);
% ruido1=awgn(v,20,'measured',25); ruido=ruido1-1;
% k1=[-1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, ...
%     -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, ...
%     -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -
1]';
% k1=[k1; -k1; k1; -k1; k1];
% Fruido=FH_N*ruido;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Estimacion de canal tamaño: D
% v=[cD(1); cD(D:-1:2)];
% C_D=gallery('circul',v);
% CC_D=diag(sqrt(D)*F_D*cD);
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% v=[0; cD(D:-1:1); zeros(M1-D-1,1)];
% C_M=gallery('circul',v);
% val=[zeros(M1-D,1)' conj(cD')];
% CC_M=diag(F_M*conj(val));
% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% MODULADOR %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
SP=[];
S_NN=[];
% K= menu('PRP-OFDM Tasa de TX','9 Mbps','11.25 Mbps','18 Mbps','22.5
Mbps','36 Mbps','45 Mbps','54 Mbps','65 Mbps');
% switch K
%     case 1
%         tasa=9;
%     case 2
%         tasa=11.25;
%     case 3
%         tasa=18;
%     case 4
%         tasa=22.5;
%     case 5
%         tasa=36;
%     case 6
%         tasa=45;
%     case 7

```

```

%         tasa=54;
%         case 8
%         tasa=65;
%         otherwise
%         disp('Tasa de TX ERRONEA');
%     end
%
%     [S_P]=MAP_SPv3(L_29_29,N);
%     S_P=S_P+ruido;
%     S_P=L_32_32;
%     FL1=FL_N*S_P;
%     v1=[FL1(1); FL1(N:-1:2)];
%     C_L1=gallery('circul',v1);
%     v2_n1=0.005; % Sin doppler
%     v2_n1=1.5;
%     R_n1=v2_n1*(C_L1^-1)*((C_L1^-1)'); % Covarianza
%
%     v2_n2=1.1; % sin doppler
%     v2_n2=0.012;
%     v2_n2=0.01;
%     R_n2=v2_n2*(C_C^-1)*((C_C^-1)'); % Matriz de covarianza de la
estimación del posfijo;
%     R_h=eye(N);
%     R_h=fft(eye(N))/sqrt(N);
%     A1=(eye(N) + R_n1*(R_n2^-1) + R_n1*(R_h^-1))^(-1); % Parte del
TEOREMA 4.1
%     A2=(eye(N) + R_n2*(R_n1^-1) + R_n2*(R_h^-1))^(-1); % Parte del
TEOREMA 4.1

[x,NN,tasa_cod,Mod]=PLCP_Std_Prop_v3(tasa,NS); % Aqui se genera la
trama PLCP
S_N2=[];

switch tasa
case 9 % 6 MBps
M=2;
%     EbNo = [7:19]; % Valores estimados de EbNo
EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
modelo=[0:M-1];
modelol=pskmod(modelo,M,pi, 'gray');
case 11.25 % 9 MBps
M=2;
%     EbNo = [7:19]; % Valores estimados de EbNo
EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
modelo=[0:M-1];
modelol=pskmod(modelo,M,pi, 'gray');
case 18 % 12 MBps
M=4;
%     EbNo = [5:17]; % Valores estimados de EbNo
EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
modelo=[0:M-1];
modelol=pskmod(modelo,M,-3*pi/4, 'gray');
case 22.5 % 18 MBps
M=4;
%     EbNo = [8:20]; % Valores estimados de EbNo
EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
ber = berawgn(EbNo, 'psk',M, 'nodiff');
modelo=[0:M-1];

```

```

        modelo1=pskmod(modelo,M,-3*pi/4,'gray');
    case 36 % 24 MBps
        M=16;
    %
        EbNo = [9:21]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(10);
    case 45 % 36 MBps
        M=16;
    %
        EbNo = [13:25]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [0:25]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(10);
    case 54 % 48 MBps
        M=64;
    %
        EbNo = [15:27]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [5:30]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(42);
    case 67.5 % 54 MBps
        M=64;
    %
        EbNo = [17:29]; % Valores estimados de EbNo
        EbNo = [5:30]; % Valores estimados de EbNo
        ber = berawgn(EbNo,'qam',M);
        modelo=[0:M-1];
        modelo1=qammod(modelo,M,pi/2,'gray')*1/sqrt(42);
    otherwise
        disp('Error:: SNR Estandar');
end
k = log2(M); % Number of bits per symbol
snr = EbNo+3+10*log10(k);
m=1;
FH_ZP=[eye(N) ; zeros(D,N)] * FH_N;
r=[1 0 1 1 1 0 1]';
%
    cont=1;

for nt=1:NS+2
    if nt==1 | nt==2 % Simbolos piloto (PREAMBULO)
    %
        [S_N]=MAP_SPv3(L_29_29,N);
        S_N=L_32_32;
        S_N2=[S_N2 S_N];
        sP = FH_N*S_N; % ZP-OFDM
        %% Insercion de ruido pseudoaleatorio en el "tiempo"
    %
        sP=sP+Fruido*k1(nt);
        sP=[sP; zeros(D,1)]; %% Los simbolos de entrenamiento se utilizan
para ZP-OFDM
    else % Simbolos de datos OFDM
        x1=x(m:m+NN-1);
    %
        size(x1)
        [s,code,t,r]=FEC_Coder_Prop_v3(x1,r,tasa_cod); % Scrambler + Cod
Convolutional
        S_N1=Inter_Map_Std_Prop_v3(code,Mod,tasa);
        [S_N]=PSAM_Prop_v3(S_N1,P_32_32,N);
    %
        S_N=S_N+
    %
        sP = FH_N*S_N;
    %
        sP = sP + Fruido*k1(nt);
    %
        sP = FH_ZP * S_N + alfa(cont,1) * cP; % PRP-OFDM
    %
        sP = FH_ZP * S_N ; % PRP-OFDM
    end
end

```

```

%         sP=[sP; alfa(cont,1)*cD];
        cont=cont+1;
        m=m+NN;
        S_NN=[S_NN S_N1];
    end
%     S_NN=[S_NN sP];
    SP=[SP; sP]; % Acumulacion de los símbolos OFDM transmitidos
end

%% Canal: FIR, orden L-1, H(z)= h0.z^-0 + h1.z^-1 + ... + hL-1.z^-L-1
    periodo=(N*NS*4.E-6/N )/((NS+2)*P);
    %% CANAL A
%     delay1=[ 0, 10*1.e-9, 20*1.e-9, 30*1.e-9, 40*1.e-9, 50*1.e-9,
60*1.e-9, 70*1.e-9, 80*1.e-9, ...
%         90*1.e-9, 110*1.e-9, 140*1.e-9, 170*1.e-9, 200*1.e-9, 240*1.e-9,
290*1.e-9, 340*1.e-9, 390*1.e-9];
%     gan1=[0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8, -4.7,
-7.3, -9.9, -12.5, -13.7, -18, ...
%         -22.4, -26.7];
%     Tz=5;
%     fc=5.75*1.e+9; % Frecuencia de portadora
%     cc=3*1.e+8; % velocidad de la luz
%     landa=cc/fc; % longitud de onda
%     vv=3; % Velocidad de desplazamiento
%     fd=vv/landa; % frecuencia doppler
%     To=0.5/fd; % tiempo coherente
%     MM=[1];
%     for n=1:Tz-1
%         MM=[MM besseli(0,2*0*pi*fd*To)];
%     end
% %     ch1 = rayleighchan(periodo,0,[0 periodo],[0 -3]);
    ch1 = rayleighchan(periodo,0,delay1,gan1);
    ch1.ResetBeforeFiltering = 0;
%     ch1=0.1:0.1:0.1*17;
%     ch1=ch1';
%     prev=conv(ch1,SP);
    prev=filter(ch1,SP);
%     prev=awgn(prev,snr(16),'measured');
%     RP=zeros(length(prev),length(snr)); % Preallocate to save time.
    for jj=1:length(snr)
        RP(:,jj) = awgn(prev,snr(jj),'measured');
    end
%     RP=awgn(prev,18,'measured');
%     RP=prev;
%     ch11=[ch1; zeros(64-17,1)];
%% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DEMODULADOR %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%     RP1=[];
Y0=[]; Y1=[]; Y2=[]; Y3=[]; Y4=[]; Y5=[];% Señal resultante de todas las
evaluaciones
y0=[]; y1=[]; y2=[]; y3=[]; y4=[]; y5=[];
X=[];
HH1=[];
RW=[];
rw=[];
SW0=[]; SW1=[]; SW2=[]; SW3=[]; SW4=[]; SW5=[];
sw0=[]; sw1=[]; sw2=[]; sw3=[]; sw4=[]; sw5=[];
HZF=[];
HMMSE=[];
hZF_D=[];
hMMSE_D=[];
HZF1=[];

```

```

HMMSE1=[];
h_ZD1=[];
m=1;
var=cont1;
for q=1:length(snr)
    y=[]; y0=[]; y1=[]; y2=[]; y3=[]; y4=[]; y5=[];
    rw=[];
    sw=[]; sw0=[]; sw1=[]; sw2=[]; sw3=[]; sw4=[]; sw5=[];
    m=1;
    r0=[1 0 1 1 1 0 1]';
    r1=[1 0 1 1 1 0 1]';
    r2=[1 0 1 1 1 0 1]';
    r3=[1 0 1 1 1 0 1]';
    r4=[1 0 1 1 1 0 1]';
    r5=[1 0 1 1 1 0 1]';
%     cont=1;
    cont1=var;
    q
    HH1=[];
    for nt=1:NS+2
        %% Recepcion de los simbolos OFDM, demodulacion y decodificacion
        rP=RP(m:m+P-1,q);
%         rP=RP(m:m+P-1);
%         rM=rP(1:P-D); % Siempre que L <= D, rM(i) =
C_N(h)*FH_N*S_N(i)+n_M(i)
        rM=rP(D+1:P); % Siempre que L <= D, rM(i) =
C_N(h)*FH_N*S_N(i)+n_M(i)
        rw1=F_N*rM;
        rw=[rw; rw1];
        if nt>2 % Demodulacion y decodificacion de simbolos OFDM
            RP1=[RP1 rP]; % x_M=F_N*rM; % x_M(i) = F_N*C_N(h)*FH_N *
S_N(i) + F_N*n_M(i) = D_M(h_M)*S_N(i) + n_M(i)

%             [rc,rc_0,rc_1]=EC_Media1(RP1,alfa,cont1,P,D,Mod);

%             [hZF_M]=CEUFDCGA_ZF(rc_0,rc_1,C_M,M1,D);
%             [hMMSE_M]=CEUFDCGA_MMSE(rc_0,rc_1,C_M,D,M)
%             [hMMSE_M]=CEUFDCGA_MMSE(rc_0,rc_1,C_M,D,M1);
%             hMMSE_M=hMMSE_M(1:D+1,1); % [hZF_M]=EC_Media2(hZF_M,Mod);%
[hMMSE_M]=EC_Media2(hMMSE_M,Mod);
%             hZF_M=hZF_M(1:D+1,1);

%             h_h1 = A1*[hx1; zeros(N-D-1,1)] + A2*[hMMSE_M; zeros(N-D-
1,1)]; % Método MMSE
%             h_h1 = h_h1(1:D+1);
%             h_h1=hMMSE_M;

%             HMMSE1=[HMMSE1 hMMSE_M];

            [H_Bi,H_isi,H_ibi]=Generacion_H_Bi_2(hx1,cont1,alfa,P);
            [H_Bi1,H_isi1,H_ibi1]=Generacion_H_Bi_2(hx1,cont1,alfa,P); %
h_h1
            h_h1=hx1;

            %% SYMBOL RECOVERY: EQUALIZATION
            % rZP_P= r_P - alfa(t)*H_Bi.cP
            %% 1. Método Zero Forcing tamaño D
%             if cont1>1
                % Diagonizacion de mmatriz pseudocircular

```

```

[H_Bi_prp,V_P,Di]=Diag_matriz_seudocircular1(h_h1,alfa,cont1,F_P,P);

%           rZP_P = rP - alfa(cont1)*H_Bi*cP; % Derivacion al
modulador ZP-OFDM (ZF, OLA)
%           rZP_P1 = rP - alfa(cont1)*H_Bi1*cP; % Derivacion al
modulador ZP-OFDM (MMSE)

%           rZP_P = rP - alfa(cont1)*H_Bi*cP; % Derivacion al
modulador ZP-OFDM (ZF, OLA)
        rZP_P=rP;
        rZP_P1=rP;
        rPRP_P = rP;
%           rPRP_P = rP - H_Bi_prp*cP;
%
%       else
%           rZP_P = rP - alfa(cont1)*H_isi*cP;
%           rZP_P1 = rP - alfa(cont1)*H_isi1*cP;
%           rPRP_P = rP - H_isi1*cP;
%       end
%% ===== Ecualizacion de CANAL ===== %%
%% Ecualizador de CANAL - PRP-OFDM-> ZP-OFDM OLA PSAM
%       xu=rZP_P(1:N);
%       xl=rZP_P(N+1:P);
%       xl=[xl; zeros(N-D,1)];
%       xm=xu+xl;
%       x_M=F_N*xm;
%
%       D_h=diag(F_N*hx);
%       S_0=pinv(D_h)*x_M;
%       S_0=S_0-ruído*k1(nt);
%       [S0]=DPSAM_Prop_v3(S_0,T);
%       sw0=[sw0; S0];
%       [decoded0,r0]=DECOD_Std_Prop_v3(S0,t,tasa,Mod,tasa_cod,r0);
%       y0=[y0; decoded0];
%
%       %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%       %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PRP-OFDM -> ZP-OFDM-OLA Semi Blind
xul=rZP_P1(1:N);
xll=rZP_P1(N+1:P);
xll=[xll; zeros(N-D,1)];
xml=xul+xll;
x_M1=F_N*xml;

h_h=[];
h_h=[h_h1; zeros(47,1)];
D_h1=diag(sqrt(N)*F_N*h_h);
S_1=pinv(D_h1)*x_M1; % [S_N]=PSAM_CP(S_N1,P_26_26,N);
%       S_1=S_1-ruído*k1(nt);

[S1]=DPSAM_Prop_v3(S_1,T);
sw1=[sw1; S1];
[decoded1,r1]=DECOD_Std_Prop_v3(S1,t,tasa,Mod,tasa_cod,r1);
y1=[y1; decoded1];
%       %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%       %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% OPTIMO Ecualizador de CANAL - ZF
H_o1=H_Bi1(:,1:N); % PRP-OFDM -> ZP-OFDM ZF Blind
G_ZF1=F_N*pinv(H_o1);
S_2=G_ZF1*rZP_P1; % Es=sum(abs(S3).^2)/length(S3); %
S3=S3/sqrt(Es);

%       S_2=S_2-ruído*k1(nt);

```



```

        y5=[y5; decoded5];
    end
    cont1=cont1+1;
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    m=m+P;
else % Estimación de canal PSAM %% Simbolo preambulo
    xu=rP(1:N);
    xl=rP(N+1:P);
    xl=[xl; zeros(N-D,1)];
    xm=xu+xl;
    x_M=F_N*xm;

    hh1=zeros(N,1);
    s_diag=diag(S_N2(:,1));
    % s_diag=diag(S_N2(:,1)+ruido*k1(nt)); % Adquisicion de CSI en
base al ruido pseudoaleatorio
    hh1=pinv(s_diag)*x_M;
    HH1=[HH1 hh1];
    if nt==2
        hh2=0.5*(HH1(:,1)+ HH1(:,2));
        hx=FH_N*hh2;
        hx1=hx(1:D+1,1);
        hx1=hx1*1/sqrt(N);
    end
    m=m+P;
end
end
end
% size(y0)
% size(Y0)
% size(y4)
% % size(y5)
% size(Y4)
% size(Y5)
% Y0=[Y0 y0]; % PRP(ZP) - ODFM OLA PSAM
Y1=[Y1 y1]; % PRP(ZP) - ODFM OLA Semi Blind
Y2=[Y2 y2]; % PRP(ZP) - ODFM ZF Semi Blind
Y3=[Y3 y3]; % PRP-OFDM ZP-OFDM MMSE Semi BLIND
Y4=[Y4 y4]; % PRP-OFDM ZP-OFDM ZF Sub optimo Semi BLIND
Y5=[Y5 y5]; % PRP-OFDM ZP-OFDM MMSE Sub optimo Semi BLIND

% SW0=[SW0 sw0];
SW1=[SW1 sw1];
SW2=[SW2 sw2];
SW3=[SW3 sw3];
SW4=[SW4 sw4];
SW5=[SW5 sw5];
RW=[RW rw];
end
%% RESULTADOS %%
save('A','SW4','modelo1');

```