

**ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE UWB (ULTRA WIDE BAND) A NIVEL FÍSICO
CON MATLAB®**

CARLOS ANDRÉS ARBOLEDA GONZÁLEZ.

FELIPE ARROYO CÓRDOBA.

UNIVERSIDAD DEL CAUCA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES

GRUPO I+D GNTT NUEVAS TECNOLOGÍAS EN TELECOMUNICACIONES

POPAYÁN

2006

**ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE UWB (ULTRA WIDE BAND) A NIVEL FÍSICO
CON MATLAB®**

CARLOS ANDRÉS ARBOLEDA GONZÁLEZ

FELIPE ARROYO CÓRDOBA

**Trabajo final de grado presentado como requisito
para optar al título de
Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones**

Director

VÍCTOR MANUEL QUINTERO FLOREZ

UNIVERSIDAD DEL CAUCA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES

GRUPO I+D GNTT NUEVAS TECNOLOGÍAS EN TELECOMUNICACIONES

POPAYÁN

2006

AGRADECIMIENTOS

Al Ingeniero Víctor Manuel Quintero Florez, director del trabajo de grado, ya que sin su apoyo, colaboración y dedicación hubiera sido muy difícil lograr los objetivos planteados durante el desarrollo de este proyecto.

A Juan Manuel Rodríguez Pouget por su colaboración en momentos de urgencia.

A mi Abuela por ser siempre un apoyo en los momentos en que más lo necesitaba y por ser como una madre para mí cuando la distancia me separaba de ella.

A mi Mamá por estar siempre a mi lado, por sus sabios consejos y por poner siempre mi bienestar y mis necesidades por encima de sus propias necesidades.

A mi Papá por ser un modelo para mí y por apoyarme siempre sin importar la distancia.

A mi hermana por comprenderme y apoyarme en cualquier circunstancia.

Felipe

A mi Papá por ser siempre mi amigo y porque sin sus consejos nada de esto sería posible.

A mi Mamá porque siempre ha estado y estará conmigo en las buenas y en las malas con su apoyo incondicional.

A mi hermana porque en problemas, una promesa fue determinante para mi vida.

Carlos Andrés

TABLA DE CONTENIDO

| | |
|---|-----------|
| 1. MARCO TEÓRICO | 1 |
| 1.1 HISTORIA Y GENERALIDADES DE UWB | 1 |
| 1.1.1 <i>Generalidades</i> | 4 |
| 1.1.2 <i>Ventajas de UWB</i> | 5 |
| 1.1.3 <i>Organismos regulatorios</i> | 6 |
| 1.1.3.1 Regulación de UWB en los Estados Unidos | 7 |
| 1.1.3.2 Definición actual de UWB | 8 |
| 1.1.3.3 <i>Regulaciones de UWB en Europa</i> | 9 |
| 1.1.4 <i>IEEE 802.15.3a</i> | 11 |
| 1.1.5 <i>IEEE 802.15.4a</i> | 12 |
| 1.1.6 <i>IEEE 802.15.3c</i> | 12 |
| 1.2 CONCEPTOS BÁSICOS | 13 |
| 1.2.1 <i>Generalidades de OFDM</i> | 13 |
| 1.2.1.1 <i>Concepto de OFDM</i> | 13 |
| 1.2.1.2 Ortogonalidad en OFDM | 15 |
| 1.2.1.2.1 Ortogonalidad de OFDM en el dominio de la frecuencia | 17 |
| 1.2.1.3 Generación y recepción de OFDM | 17 |
| 1.2.1.3.1 Conversión serie – paralelo | 19 |
| 1.2.1.3.2 Modulación de subportadoras | 19 |
| 1.2.1.3.3 Conversión del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo | 20 |
| 1.2.1.3.4 Modulación en RF | 21 |
| 1.2.1.3.5 Generación real y generación compleja de OFDM | 22 |
| 1.2.1.3.6 Periodo de guarda | 24 |
| 1.2.2 <i>Especificaciones generales de UWB</i> | 26 |
| 1.2.2.1 Bandas de frecuencia de operación | 26 |
| 1.2.2.1.1 Rango de frecuencias de operación | 26 |
| 1.2.2.1.2 Numeración de bandas | 26 |
| 1.2.2.2 Canalización | 27 |
| 1.2.3 <i>Especificación del transmisor</i> | 29 |
| 1.2.3.1 Máscara de densidad espectral de potencia de transmisión | 29 |
| 1.2.4 <i>Especificación del receptor</i> | 30 |
| 1.2.4.1 <i>Receptor RAKE</i> | 30 |
| 1.2.4.2 Sensitividad del receptor | 31 |
| 1.2.5 <i>Comparación entre las propuestas para IEEE 802.15.3a.</i> | 32 |
| 1.2.5.1 Comparación de desempeño entre OFDM y DSSS | 35 |
| 2. IMPLEMENTACIÓN DE LA SIMULACIÓN | 37 |
| 2.1 SUBSISTEMA FUENTE DE DATOS | 38 |
| 2.1.1 <i>Fuente Aleatoria</i> | 39 |
| 2.1.2 <i>Comparador</i> | 40 |
| 2.1.3 <i>Constante</i> | 41 |
| 2.2 SUBSISTEMA TRANSMISOR MULTIBAND OFDM UWB | 42 |

| | |
|---|----|
| 2.2.1 <i>Codificación e Intercalado</i> | 43 |
| 2.2.1.1 Codificador Convolutacional | 43 |
| 2.2.1.2 Perforación | 45 |
| 2.2.1.3 Buffer1 | 46 |
| 2.2.1.4 Etapa 1 | 47 |
| 2.2.1.5 Buffer2 | 48 |
| 2.2.1.6 Etapa 2 | 48 |
| 2.2.1.7 Etapa 3 | 49 |
| 2.2.2 <i>Modulación QPSK</i> | 49 |
| 2.2.2.1 Modulador QPSK | 49 |
| 2.2.3 <i>Multiplexación OFDM</i> | 50 |
| 2.2.3.1 Almacenamiento | 52 |
| 2.2.3.2 Conversión Serie Paralelo | 52 |
| 2.2.3.3 Acople de las Subportadoras | 54 |
| 2.2.3.3.1 Subportadoras Piloto | 54 |
| 2.2.3.3.1.1 Constante | 55 |
| 2.2.3.3.1.2 Ganancia | 55 |
| 2.2.3.3.2 Subportadora DC | 56 |
| 2.2.3.3.2.1 Constante | 56 |
| 2.2.3.3.2.2 To Frame | 57 |
| 2.2.3.3.3 Selección y Acople de Subportadoras OFDM | 57 |
| 2.2.3.3.3.1 Selector de Subportadoras de Datos | 59 |
| 2.2.3.3.3.2 Unión de todas las Subportadoras | 60 |
| 2.2.3.4 Estimación del Canal CE | 60 |
| 2.2.3.4.1 Constante | 61 |
| 2.2.3.4.2 Normalización | 61 |
| 2.2.3.5 Concatenación | 62 |
| 2.2.3.6 Adecuación de Datos para la IFFT | 62 |
| 2.2.3.6.1 Relleno de ceros para completar los 128 puntos de la FFT/IFFT | 62 |
| 2.2.3.6.2 Reordenamiento | 64 |
| 2.2.3.7 Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT) | 64 |
| 2.2.3.8 Inserción de las secuencias de Sincronización de Paquetes (PS) y de Tramas (FS) | 64 |
| 2.2.3.8.1 PS | 65 |
| 2.2.3.8.1.1 Secuencia de Sincronización de Paquete | 65 |
| 2.2.3.8.2 FS | 66 |
| 2.2.3.8.1.1 Secuencia de Sincronización de Trama | 67 |
| 2.2.3.8.2 Ganancia | 68 |
| 2.2.3.8.3 Concatenación Horizontal | 68 |
| 2.2.3.9 Inserción de Bandas de Relleno y Guarda | 68 |
| 2.2.3.9.1 Inserción de las Subportadoras de Relleno | 69 |
| 2.2.3.9.2 Extracción | 69 |
| 2.2.3.9.3 Buffer | 70 |
| 2.2.3.9.4 Inserción de Subportadoras de Guarda | 70 |
| 2.2.4 <i>Filtrado y TX de Datos</i> | 70 |
| 2.2.4.1 Inserción de ceros para TX | 71 |
| 2.2.4.2 Filtro de TX | 72 |

| | |
|--|----|
| 2.2.4.3 Ganancia | 72 |
| 2.3 CANAL CON AWGN Y MULTITRAYECTORIA | 73 |
| 2.3.1 <i>Es/No</i> | 73 |
| 2.3.2 <i>Canal con Ruido Blanco Gaussiano Aditivo</i> | 74 |
| 2.3.3 <i>Desvanecimiento Rayleigh por Multitrayectoria</i> | 75 |
| 2.4 RECEPTOR MULTIBAND OFDM UWB | 77 |
| 2.4.1 <i>Rx y Filtrado de Datos</i> | 78 |
| 2.4.1.1 Filtro de RX | 78 |
| 2.4.1.2 Remoción de ceros de TX | 79 |
| 2.4.1.3 Compensación del retardo de filtrado | 79 |
| 2.4.1.4 Ganancia | 80 |
| 2.4.2 Demultiplexación OFDM | 80 |
| 2.4.2.1 Remoción prefijo cíclico, bandas de guarda, FS y PS | 81 |
| 2.4.2.1.1 Remoción del Periodo de Guarda | 82 |
| 2.4.2.1.2 Selección del Prefijo Cíclico | 82 |
| 2.4.2.1.3 Relleno con Ceros | 82 |
| 2.4.2.1.4 Suma | 83 |
| 2.4.2.1.5 Remoción del Prefijo Cíclico | 83 |
| 2.4.2.1.6 Buffer | 84 |
| 2.4.2.1.7 Reconstrucción del símbolo OFDM con Subportadoras de Datos FS y PS | 84 |
| 2.4.2.1.8 Remoción del FS y PS | 84 |
| 2.4.2.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT) | 85 |
| 2.4.2.3 Estimación y Compensación del Canal | 85 |
| 2.4.2.3.1 Estimación del canal CE | 86 |
| 2.4.2.3.2 Remoción de Sub-P DC | 86 |
| 2.4.2.3.3 Conjugada | 87 |
| 2.4.2.3.3.1 Transpose | 87 |
| 2.4.2.3.4 Remoción del Relleno de la FFT | 87 |
| 2.4.2.3.5 Ganancia | 88 |
| 2.4.2.3.6 Separación de los datos de la secuencia CE | 88 |
| 2.4.2.3.7 Producto | 89 |
| 2.4.2.3.8 Reordenamiento 1 | 89 |
| 2.4.2.3.9 Separador de señal compleja en real e imaginaria | 89 |
| 2.4.2.3.10 Abs | 90 |
| 2.4.2.3.11 Suma | 90 |
| 2.4.2.3.12 Row Sum | 90 |
| 2.4.2.3.13 Comparador de Señales | 91 |
| 2.4.2.3.13.1 Constante 1 | 92 |
| 2.4.2.3.13.2 Mayor o Igual | 92 |
| 2.4.2.3.13.3 NOR | 93 |
| 2.4.2.3.13.4 NOT | 93 |
| 2.4.2.3.13.5 C=A/B | 93 |
| 2.4.2.3.13.5.1 Product | 94 |
| 2.4.2.3.13.5.2 Enable | 94 |
| 2.4.2.3.13.6 C=A | 94 |
| 2.4.2.3.13.7 Combinador de señales | 94 |
| 2.4.2.3.14 Reordenamiento 2 | 95 |

| | |
|---|------------|
| 2.4.2.3.15 Redimensión OFDM | 95 |
| 2.4.2.3.16 Product | 95 |
| 2.4.2.4 Remoción de las Subportadoras piloto | 96 |
| 2.4.2.4.1 To Frame | 96 |
| 2.4.2.4.2 Remoción de las Subportadoras | 96 |
| 2.4.2.4.3 Paralelo Serial | 96 |
| 2.4.2.4.4 Subportadoras de datos | 97 |
| 2.4.3 Demodulación | 97 |
| 2.4.3.1 Retardo en recepción | 97 |
| 2.4.3.2 Demodulador QPSK | 98 |
| 2.4.4 Desintercalado y Decodificación | 99 |
| 2.4.4.1 Compensador de Retardo Intercalador | 99 |
| 2.4.4.2 Etapa 1 | 99 |
| 2.4.4.3 Etapa 2 | 99 |
| 2.4.4.4 Buffer1 | 100 |
| 2.4.4.5 Etapa 3 | 100 |
| 2.4.4.6 Buffer2 | 100 |
| 2.4.4.7 Inserción de Bit Falso | 101 |
| 2.4.4.8 Decodificador Viterbi | 102 |
| 3. ANÁLISIS DE RESULTADOS OBTENIDOS | 104 |
| 3.1 INTRODUCCIÓN | 104 |
| 3.2 SUBSISTEMA GENERADOR ALEATORIO DE DATOS | 104 |
| 3.2.1 <i>Análisis visual de los datos generados</i> | 104 |
| 3.3 SUBSISTEMA TRANSMISOR UWB | 106 |
| 3.3.1 <i>Bits por trama después de la perforación</i> | 106 |
| 3.3.2 <i>Modulación QPSK de datos</i> | 106 |
| 3.3.3 <i>Subportadoras por símbolo OFDM</i> | 108 |
| 3.3.4 <i>Espectro de la señal transmitida</i> | 109 |
| 3.4 SUBSISTEMA CANAL DE TRANSMISIÓN | 110 |
| 3.5 SUBSISTEMA RECEPTOR UWB | 110 |
| 3.5.1 <i>Espectro de la señal recibida</i> | 110 |
| 3.5.2 <i>Subportadoras de datos por símbolo OFDM</i> | 112 |
| 3.5.3 <i>Símbolos QPSK por trama</i> | 112 |
| 3.5.4 <i>Símbolos QPSK recibidos</i> | 112 |
| 3.5.5 <i>Comprobación de los bits por trama</i> | 114 |
| 3.5.6 <i>Visualización y comparación de los datos</i> | 115 |
| 3.5.7 <i>Tasa de error de bit (BER) y total de datos recibidos</i> | 116 |
| 3.5.8 <i>Efecto del cambio de las condiciones del canal en los bits recibidos</i> | 117 |
| 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 124 |
| 4.1 CONCLUSIONES | 124 |
| 4.2 RECOMENDACIONES | 127 |
| BIBLIOGRAFÍA | 129 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|--|----|
| Tabla 1.1 Limites de radiación en ambiente <i>indoor</i> y <i>outdoor</i> impuestos por la FCC | 9 |
| Tabla 1.2 Limites de radiación para aplicaciones UWB de la UIT | 9 |
| Tabla 1.3 Asignación de bandas de frecuencia para UWB | 27 |
| Tabla 1.4 Códigos de frecuencia de tiempo y asociaciones con los patrones de preámbulo | 28 |
| Tabla 1.5 Mapeo del número de canal a grupo de banda (Modo) y códigos de frecuencia de tiempo | 28 |
| Tabla 1.6 Sensitividad mínima del receptor para diferentes velocidades de transmisión de datos | 32 |
| Tabla 1.7 Descripción de la propuesta de Texas Instruments para la capa física MultiBanda OFDM | 34 |
| Tabla 1.8 Descripción de la propuesta de Motorola para la capa física DSSS | 34 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 Máscaras de radiación para UWB definidas por la FCC en <i>indoor</i> y en <i>outdoor</i> | 10 |
| Figura 1.2 Frecuencia de banda base de las subportadoras | 16 |
| Figura 1.3 Espectro de cada subportadora de la forma $senc(x)$ y las muestras discretas de frecuencia en el receptor OFDM | 17 |
| Figura 1.4 Diagrama en bloques de un transmisor y un receptor para OFDM. | 18 |
| Figura 1.5 Ejemplo de una constelación IQ para 16-QAM afectada por el canal. | 20 |
| Figura 1.6 Etapa de inserción de banda de guarda, IFFT y sincronismo de trama | 21 |
| Figura 1.7 Modulación RF para señales OFDM utilizando técnicas analógicas | 22 |
| Figura 1.8 Modulación RF para señales OFDM utilizando técnicas digitales, con Sintetizador Digital Directo (DDS, Direct Digital Synthesis) | 22 |
| Figura 1.9 Cambio de la frecuencia del símbolo OFDM | 23 |
| Figura 1.10 Símbolo generado a partir de subportadoras de datos | 24 |
| Figura 1.11 Adición del periodo de guarda al símbolo OFDM | 25 |
| Figura 1.12 Frecuencia de operación para dispositivos en modo 1 | 27 |
| Figura 1.13 Energía de transmisión de la máscara de densidad espectral | 29 |
| Figura 1.14 Diagrama en bloques del receptor RAKE | 31 |
| Figura 2.1 Subsistemas que conforman la Simulación MultiBand OFDM UWB | 37 |
| Figura 2.2 Generador aleatorio de datos | 38 |
| Figura 2.3 Implementación interna del generador aleatorio de datos | 38 |
| Figura 2.4 Fuente aleatoria | 39 |
| Figura 2.5 Comparador | 40 |
| Figura 2.6 Constante | 42 |
| Figura 2.7 Transmisor MultiBand OFDM UWB | 42 |
| Figura 2.8 Implementación interna del transmisor MultiBand OFDM UWB | 43 |
| Figura 2.9 Implementación interna del bloque de Codificación e Intercalado | 43 |
| Figura 2.10 Codificador Convolutivo | 43 |
| Figura 2.11 Perforación | 45 |
| Figura 2.12 Buffer1 | 46 |
| Figura 2.13 Etapa 1 | 47 |
| Figura 2.14 Implementación interna del módulo Modulación QPSK | 49 |
| Figura 2.15 Modulador QPSK | 49 |
| Figura 2.17 Implementación interna del bloque de multiplexación OFDM | 51 |
| Figura 2.18 Conversión serie paralelo | 52 |
| Figura 2.19 Implementación interna del módulo de Acople de las Subportadoras | 54 |
| Figura 2.20 Implementación interna del módulo Subportadoras Piloto | 54 |
| Figura 2.21 Ganancia | 55 |
| Figura 2.22 Implementación interna del módulo Subportadora DC | 56 |
| Figura 2.23 Constante | 56 |
| Figura 2.24 To frame | 57 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.25 Selección y Acople de Subportadoras OFDM | 58 |
| Figura 2.26 Selector de Subportadoras de Datos | 59 |
| Figura 2.27 Unión de todas las Subportadoras | 60 |
| Figura 2.28 Estimación del canal CE | 60 |
| Figura 2.29 Constante | 61 |
| Figura 2.30 Implementación interna del módulo adecuación de datos para la IFFT | 62 |
| Figura 2.31 Relleno de ceros para completar los 128 puntos de la FFT/IFFT | 63 |
| Figura 2.32 Transformada inversa rápida de fourier (IFFT) | 64 |
| Figura 2.33 Implementación interna del módulo Adecuación de Datos para la IFFT | 65 |
| Figura 2.34 Secuencia PS | 65 |
| Figura 2.35 Secuencia FS | 66 |
| Figura 2.36 Implementación interna del módulo Inserción de Bandas de Relleno y Guarda | 69 |
| Figura 2.37 Extracción | 69 |
| Figura 2.38 Implementación interna del módulo filtrado y TX de datos | 70 |
| Figura 2.39 Inserción de ceros para TX | 71 |
| Figura 2.40 Filtro de TX | 72 |
| Figura 2.41 Implementación interna del módulo canal con AWGN y multitrayectoria | 73 |
| Figura 2.42 Constante Es/No | 73 |
| Figura 2.43 Canal con Ruido Blanco Gaussiano Aditivo | 74 |
| Figura 2.44 Desvanecimiento Rayleigh por Multitrayectoria | 75 |
| Figura 2.45 Receptor MultiBand OFDM UWB | 77 |
| Figura 2.46 Implementación interna del Receptor MultiBand OFDM UWB | 77 |
| Figura 2.47 Implementación interna del módulo RX y Filtrado de Datos | 78 |
| Figura 2.48 Filtro de RX | 78 |
| Figura 2.49 Remoción de ceros de TX | 79 |
| Figura 2.50 Compensación del retardo de filtrado | 79 |
| Figura 2.51 Implementación interna del bloque de multiplexación OFDM | 81 |
| Figura 2.52 Implementación interna del bloque remoción prefijo cíclico, bandas de guarda, FS y PS | 81 |
| Figura 2.53 Transformada Rápida de Fourier (FFT) | 85 |
| Figura 2.54 Implementación Interna del módulo Estimación y Compensación del Canal | 86 |
| Figura 2.55 Implementación interna del bloque conjugada | 87 |
| Figura 2.56 Transpose | 87 |
| Figura 2.57 Separación de los datos de la secuencia CE | 88 |
| Figura 2.58 Producto | 89 |
| Figura 2.59 Separador de señal compleja en real e imaginaria | 90 |
| Figura 2.60 Abs | 90 |
| Figura 2.61 Row Sum | 91 |
| Figura 2.62 Comparador de señales | 91 |
| Figura 2.63 Implementación interna de $C=A/B$ | 93 |
| Figura 2.64 Implementación interna de $C=A$ | 94 |
| Figura 2.65 Combinador de señales | 94 |

| | |
|---|------|
| Figura 2.66 Implementación Interna del bloque remoción de las Subportadoras piloto | 96 |
| Figura 2.67 Implementación interna del bloque Demodulación | 97 |
| Figura 2.68 Demodulador QPSK | 98 |
| Figura 2.69 Implementación interna del modulo desintercalado y decodificación | 99 |
| Figura 2.70 Matrix De-Interleaver | 100 |
| Figura 2.71 Inserción de bit Falso (ceros) | 101 |
| Figura 2.72 Decodificador Viterbi | 102 |
| Figura 2.73 Diagrama general del modelo de simulación implementado | 103a |
| Figura 2.74 Diagrama general del subsistema generador aleatorio de datos binarios | 103b |
| Figura 2.75 Diagrama general del subsistema transmisor | 103b |
| Figura 2.76 Diagrama general del subsistema canal de transmisión | 103c |
| Figura 2.77 Diagrama general del subsistema receptor | 103c |
| Figura 3.1 Vector aleatorio de datos binarios y valor del bit generado en 1ms | 105 |
| Figura 3.2 Vector aleatorio de datos binarios y valor del bit generado en 1ms | 105 |
| Figura 3.3 Magnitud del vector de datos a la salida de la perforación | 106 |
| Figura 3.4 Diagrama de constelación para la modulación QPSK implementada | 107 |
| Figura 3.5 Vectores complejos correspondientes a los puntos de la constelación QPSK | 108 |
| Figura 3.6 Bits por símbolo QPSK | 108 |
| Figura 3.7 Subportadoras por símbolo OFDM | 108 |
| Figura 3.8 Espectro de la señal generada por el transmisor | 109 |
| Figura 3.9 Espectro de la señal recibida para $E_s/N_0 = 40$ dB | 111 |
| Figura 3.10 Comprobación de la cantidad de subportadoras por símbolo OFDM | 112 |
| Figura 3.11 Comprobación de la cantidad de símbolos QPSK por trama | 112 |
| Figura 3.12 Constelación de los símbolos QPSK recibidos para $E_s/N_0 = 40$ dB | 113 |
| Figura 3.13 Vectores complejos correspondientes a las fases de los símbolos QPSK | 114 |
| Figura 3.14 Comprobación de los bits por trama después de la remoción de la perforación | 114 |
| Figura 3.15 Comprobación de los bits por trama después de la decodificación | 114 |
| Figura 3.16 Visualización de los datos recibidos | 115 |
| Figura 3.17 Valor instantáneo del bit recibido | 115 |
| Figura 3.18 Comparación de los datos generados y recibidos | 116 |
| Figura 3.19 BER, cantidad de bits erróneos y totalidad de bits recibidos | 117 |
| Figura 3.20 Constelación de símbolos QPSK para $E_s/N_0 = 12,5$ dB | 119 |
| Figura 3.21 Espectro de los datos recibidos para $E_s/N_0 = 12,5$ dB | 119 |
| Figura 3.22 Cantidad de bits recibidos y BER para $E_s/N_0 = 12,5$ dB | 120 |
| Figura 3.23 Constelación de símbolos QPSK recibidos para $E_s/N_0 = 9,5$ dB | 120 |
| Figura 3.24 Espectro de la señal recibida para $E_s/N_0 = 9,5$ dB | 121 |
| Figura 3.25 Cantidad de bits recibidos y BER para $E_s/N_0 = 9,5$ dB | 121 |
| Figura 3.26 Constelación de símbolos QPSK recibidos para $E_s/N_0 = 6,5$ dB | 122 |
| Figura 3.27 Espectro de la señal recibida para $E_s/N_0 = 6,5$ dB | 123 |
| Figura 3.28 Cantidad de bits recibidos y BER para $E_s/N_0 = 6,5$ dB | 123 |

LISTADO DE ANEXOS

ANEXO A. NIVEL FÍSICO DE UWB

ANEXO B. APLICACIÓN Y ADAPTACIÓN DE LA METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN DE EQUIPOS DE TELECOMUNICACIONES A LA SIMULACIÓN DE UWB (ULTRA WIDE BAND) A NIVEL FÍSICO CON MATLAB®

ANEXO C. ARTÍCULO EN FORMATO IEEE. ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE UWB (ULTRA WIDE BAND) A NIVEL FÍSICO CON MATLAB®.

ACRÓNIMOS

ADC: Conversor Análogo a Digital (*Analog Digital Converter*)

ADSL: Línea de Subscriptor Digital Asimétrica (*Asymmetric Digital Subscriber Line*)

ALT PHY: Capa Física Alternativa (*ALternative PHY*)

ASK: Manipulación por Desplazamiento de Amplitud (*Amplitude Shift Keying*)

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

BPSK: Manipulación por Desplazamiento de Fase Binaria (*Binary Phase Shift Keying*)

BM: Modo Ráfaga (*Burst Mode*)

CDMA: Acceso Múltiple por División de Código (*Code Division Multiple Access*)

CE: Estimación del Canal (*Channel Estimation*)

CFR: Código Federal de Regulaciones (*Code Federal Regulations*)

CMOS: Semiconductor de Oxido Metal Complementario (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*)

CPU: Unidad de Procesamiento Central (*Central Processing Unit*)

CRC: Chequeo de Redundancia Cíclica (*Cyclic Redundancy Check*)

DAC: Conversor Digital Análogo (*Digital Analog Converter*)

DARPA: Agencia de Investigación de Proyectos Avanzados para la Defensa (*Defense Advanced Research Projects Agency*)

DC: Corriente Directa (*Direct Current*)

DDS: Sintetizador Digital Directo (*Direct Digital Synthesis*)

DFT: Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*)

DSSS: Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (*Direct Sequence Spread Spectrum*)

DSP: Procesamiento Digital de Señales (*Digital Signal Processing*)

EIRP: Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (*Effective Isotropic Radiated Power*)

ESC: Entrada Simétrica Conjugada para la IFFT

ETSI: Instituto de Estándares de Telecomunicaciones Europeo (*European Telecommunications Standards Institute*)

FAA: Administración Federal de Aviación (*Federal Aviation Administration*)

FCC: Comisión Federal de Comunicaciones (*Federal Communications Commission*)

FCS: Secuencia de Chequeo de Trama (*Frame Check Sequence*)

FDM: Multiplexación por División de Frecuencia (*Frequency Division Multiplexing*)

FEC: Corrección de Errores en el Destino (*Forward Error Correction*)

FM: Frecuencia Modulada

FS: Sincronización de Trama (*Frame Synchronization*)

FSK: Manipulación por Desplazamiento de Frecuencia (*Frequency Shift Keying*)

Gbps: Gigabits por segundo

GEG: Ganancia de Ensanchamiento General

GPS: Sistema de Posicionamiento Global (*Global Positioning System*)

HCS: Secuencia de Chequeo de Encabezado (*Header Check Sequence*)

HF: Alta Frecuencia (*High Frequency*)

HW: Hardware (*Hardware*)

ICI: Interferencia entre Portadoras (*Inter Carrier Interference*)

IDFT: Transformada Discreta Inversa de Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transform*)

IEEE: Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*)

IFFT: Transformada Inversa Rápida de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transform*)

IP: Protocolo Internet (*Internet Protocol*)

IQ: En Fase, en Cuadratura (*In phase, Quadrature phase*)

ISI: Interferencia Inter Simbólica (*Inter Symbolic Interference*)

ISM: Industrial Científica y Médica (*Industrial, Scientific and Medical*)

ITU: Unión Internacional de Telecomunicaciones (*International Telecommunications Union*)

LFSR: Registro Realimentado Lineal de Cambio (*Linear Feedback Shift Register*)

LNA: Amplificador de Bajo Ruido (*Low Noise Amplifier*)

LSB: Bit Menos Significativo (*Least Significant Bit*)

MAC: Control de Acceso al Medio (*Medium Access Control*)

MATLAB®: Laboratorio de Matrices (*Matrix Laboratory*)

MBOA: Alianza MultiBanda OFDM (*MultiBand OFDM Alliance*)

Mbps: Megabits por segundo

MC: Portadora Múltiple (*Multi Carrier*)

MLME: Entidad de Gestión de la Capa MAC (*MAC Layer Management Entity*)

MLSE: Estimador Secuencial de Máxima Probabilidad (*Maximum Likelihood Sequential Estimator*)

MMSE: Mínimo Error Cuadrático Promedio (*Minimum Mean Square Error*)

MPDU: Unidad de Datos de Mensaje del Protocolo (*Message Protocol Data Unit*)

MRC: Combinaciones de Máxima Tasa (*Maximum Ratio Combining*)

N_{CBPS}: Número de Bits Codificados por Símbolo OFDM

N_{SD}: Número de Subportadoras de Datos

N_{SDP}: Número de Subportadoras Piloto Definidas

N_{SG}: Número de Subportadoras de Guarda

N_{ST}: Número Total de Subportadoras Utilizadas

OFDM: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

PDA: Asistente Digital Personal (*Personal Digital Assistant*)

PER: Tasa de Error de Paquete (*Packet Error Rate*)

PLCP: Protocolo de Convergencia de la Capa Física (*Physical Layer Convergence Protocol*)

PLME: Entidad de Gestión de la Capa Física (*PHY Layer Management Entity*)

PMD: Dependiente del Medio Físico (*Physical Media Dependent*)

PPM: Modulación por Posición de Pulsos (*Pulse Position Modulation*)

PPDU: Unidad de Datos del PLCP (PLCP Data Unit)

PRBS: Secuencias Binarias Pseudo Aleatorias (*Pseudo Random Binary Sequence*)

PS: Sincronización de Paquete (*Packet Synchronization*)

PSD: Densidad Espectral de Potencia (*Power Spectral Density*)

PSDU: Unidad de Datos de Servicio del PLCP (*PLCP Service Data Unit*)

PSK: Manipulación por Corrimiento de Fase (*Phase Shift Keying*)

PT: Tipo de Preámbulo (*Preamble Type*)

QAM: Modulación de Amplitud en Cuadratura (*Quadrature Amplitude Modulation*)

QPSK: Manipulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria (*Quaternary Phase Shift Keying*)

RF: Radio Frecuencia (*Radio Frequency*)

RMS: Valor Medio Cuadrático (*Root Mean Square*)

RSSI: Indicador de Intensidad de Señal Recibida (*Received Signal Strength Indicator*)

SAP: Punto de Acceso al Servicio (*Service Access Point*)

SIG: Grupo de Interés Especial (*Special Interest Group*)

SIR: Relación de Señal a Interferencia (*Signal Interference Ratio*)

SM: Modo de transferencia por demanda (*Streaming Mode*)

SNR: Relación Señal a Ruido (*Signal to Noise Ratio*)

SS: Espectro Ensanchado (*Spread Spectrum*)

TCod: Tasa de Codificación

T_{CP}: Duración del Prefijo Cíclico

TFC: Código de Tiempo Frecuencia (*Time Frequency Code*)

T_{FFT}: Periodo IFFT/FFT

TG3a: Grupo de Trabajo 3a (*Task Group 3a*)

T_{GI}: Duración del Intervalo de Guarda

TSF: Factor de Ensanchamiento en el Tiempo (*Time Spreading Factor*)

T_{SYM}: Intervalo de Símbolo

TTD: Tasa de Transferencia de Datos

T_{ZP}: Duración del Relleno Cero

UMTS: Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal (*Universal Mobile Telecommunications System*)

UWB: Banda Ultra Ancha (*Ultra Wide Band*)

VLF: Frecuencia Muy Baja (*Very Low Frequency*)

Wi-Fi: Fidelidad Inalámbrica (*Wireless Fidelity*)

WiMAX: Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*)

WiMedia: Alianza de Medios Inalámbricos (*Wireless Media Alliance*)

WLAN: Red Inalámbrica de Área Local (*Wireless Local Area Networks*)

WPAN: Red Inalámbrica de Área Personal (*Wireless Personal Area Network*)

WRC: Conferencia Mundial de Radio (*World Radio Conference*)

WUSB: Bus Serial Universal Inalámbrico (*Wireless Universal Serial Bus*)

RESUMEN

En este documento se ilustran los conceptos básicos relacionados con Ultra Wide Band (UWB), se hace referencia a los aspectos relevantes de la capa física de esta tecnología, a la multiplexación OFDM, a la simulación realizada en el ambiente Simulink® de Matlab® y a los resultados obtenidos cuando se verifica el funcionamiento de la simulación. UWB es una tecnología para Redes Inalámbricas de Área Personal (WPAN, Wireless Personal Area Network) WPAN que promete velocidades de hasta 480 Mbps a 3 metros y hasta 110 Mbps a 10 metros. UWB hace uso de la Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) tanto en el transmisor como en el receptor, lo cual le permite mayor inmunidad a fenómenos como el ruido y los desvanecimientos por multitrayectoria, se indican las características más representativas de OFDM, las cuales la han posicionado como una técnica base para los sistemas de comunicaciones del presente y del futuro como es el caso de UWB, 802.11a, los sistemas celulares de 3G y 4G, etc. Se indica componente a componente la simulación desarrollada correspondiente a la capa física de UWB en un enlace unidireccional en banda base entre el transmisor y el receptor, así como los resultados obtenidos del análisis de la modulación de Manipulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria (QPSK, Quaternary Phase Shift Keying), el espectro de la señal y el cálculo de parámetros como la Tasa de Error de Bit (BER, Bit Error Rate) derivados de la simulación.

INTRODUCCIÓN

Desde los inicios de las WPAN el propósito de estas fue el establecimiento de conexiones entre dispositivos próximos entre sí. Las velocidades obtenidas eran bajas pero suficientes para las aplicaciones disponibles, sin embargo, con la aparición de procesadores más rápidos, nuevos sistemas operativos y periféricos especializados, las aplicaciones llamadas de nueva generación como Voz sobre IP (VoIP, Voice Over Internet Protocol), Videoconferencia, juegos en línea y en general la multimedia inalámbrica, las versiones actuales de las tecnologías existentes de WPAN como Bluetooth con sus velocidades limitadas ya no pueden satisfacer las necesidades de estas nuevas aplicaciones y es por ello que surge la necesidad de una nueva tecnología que herede todas las ventajas del esquema WPAN y cuyo desempeño sea adecuado para soportarlas, en especial la multimedia inalámbrica. Esta nueva tecnología es conocida como UWB que junto a la multiplexación OFDM serán tratadas en este documento.

El ambiente de aplicación de UWB se encuentra en el hogar digital del presente y del futuro en donde los computadores, periféricos y otros dispositivos electrónicos como televisores, sistemas de teatro casero y hasta neveras se interconectarán entre sí bajo un esquema de WPAN que supondrá el fin de los cables en el proceso de transmisión de datos, imágenes, sonidos y video. UWB se establece como la tecnología de radio que soportará la evolución inalámbrica de estándares tan populares como el Bus Serial Universal (USB, Universal Serial Bus) en Wireless USB y de Firewire en Wireless 1394 / Wireless Firewire.

En este documento se presenta el soporte tanto teórico como metodológico que acompaña al desarrollo de la simulación realizada. En el primer capítulo se muestra la historia de UWB, se indican algunos conceptos básicos y

generalidades de esta tecnología, se trata el tema regulatorio en el ámbito internacional, se realiza un estudio de los principales conceptos detrás de la multiplexación OFDM y se concluye con una comparación entre las tecnologías de Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum) y la tecnología de MultiBanda OFDM que compiten por su adopción en el estándar IEEE 802.15.3a. El segundo capítulo contiene la descripción de la implementación, en el entorno Simulink® de Matlab®, del modelo de simulación obtenido a partir de la aplicación de la metodología de simulación de equipos de telecomunicaciones desarrollada en el anexo B de este documento. El tercer capítulo muestra los resultados obtenidos de la simulación implementada al evaluar aspectos relevantes en el procesamiento de los datos de usuario desde que son generados hasta que son recuperados y comparados en el receptor, algunos de los aspectos evaluados incluyen la modulación de los datos en símbolos QPSK, la creación de las subportadoras de los símbolos OFDM, el espectro de la señal antes y después de ser afectada por el ruido y el desvanecimiento propios del canal, la demodulación de los símbolos QPSK para recuperar los datos del usuario y el efecto sobre estos datos de la variación de la relación de energía de símbolo a densidad de potencia de ruido (E_s/N_0) en el canal. Finalmente, el cuarto capítulo presenta las conclusiones y algunas recomendaciones obtenidas del desarrollo de este proyecto. Adicionalmente se incluye el anexo A que contiene las principales características de la capa física de UWB extraídas del borrador de la norma IEEE 802.15.3a, el anexo B en donde se aplica la metodología de simulación de equipos de telecomunicaciones al desarrollo de esta simulación y el anexo C que contiene un artículo ilustrativo del trabajo realizado y de los resultados obtenidos del mismo.

1. MARCO TEÓRICO

1.1 HISTORIA Y GENERALIDADES DE UWB

Puede decirse que el primer sistema inalámbrico que cumplía la descripción de radio de Banda Ultra Ancha (UWB, Ultra Wide Band) fue demostrado por Guglielmo Marconi quien construyó un aparato con el fin de conectar un transmisor y un receptor a través de una antena. Su primer logro fué en 1886 cuando transmitió el primer mensaje radiotelegráfico encontrándose el receptor a 250 metros del emisor. Las primeras señales de chispas de Marconi ocuparon una gran porción del espectro electromagnético, desde las Frecuencias Muy Bajas (VLF, Very Low Frequency) hasta la banda de Alta Frecuencia (HF, High Frequency) y superiores. Estos sistemas utilizaban procesamiento manual en el dominio del tiempo debido a que el código Morse era enviado y recibido por operadores humanos.

Las bases de los sistemas modernos UWB se basan en el trabajo hecho en el Centro de Investigaciones Sperry en los ochentas. El énfasis estaba en el uso de UWB como una herramienta analítica para explorar las propiedades de las redes de microondas y determinar las propiedades intrínsecas de los materiales. Estas técnicas fueron extendidas luego para soportar el análisis experimental y la síntesis de los elementos de antenas. Estos éxitos tempranos llevaron al desarrollo de un sistema de ambientes interiores (*indoor*) para medir las propiedades de respuesta al impulso de blancos u obstáculos.

El uso de UWB con sus técnicas de procesamiento en el dominio del tiempo cubrió una importante necesidad en los primeros días del desarrollo de los computadores. La aparición de la circuitería de alta velocidad a finales de los años sesenta y principios de los setenta hicieron posible la computación real a

alta velocidad. Sin embargo, era necesario entregar y distribuir grandes cantidades de datos entre la Unidad Central de Procesamiento (CPU, Central Processing Unit) de los computadores y varios dispositivos de entrada (in) y salida (out). Este problema fue resuelto mediante el uso de la multiplexación de señales en una única línea de transmisión utilizando métodos de procesamiento en el dominio del tiempo derivados de los trabajos de G.F. Ross del centro de investigaciones Sperry, los cuales están consignados en su patente¹. Esta patente puede ser vista como un elemento clave en las futuras comunicaciones UWB, debido que solo es necesario un pequeño paso desde este trabajo hacia el desarrollo de comunicaciones inalámbricas UWB.

En los años 80's y 90's los principios del electromagnetismo en el dominio del tiempo fueron aplicados a las comunicaciones inalámbricas, en particular a comunicaciones de corto alcance en ambientes de múltiples trayectorias.

Consecuencia de lo anterior, puede observarse que la palabra Ultra Wide Band ha cambiado considerablemente en la historia reciente. En los últimos 20 años, UWB fue utilizada para aplicaciones relacionadas con radar, monitoreo de comunicaciones militares y otras aplicaciones. Un cambio sustancial ocurrió en febrero 2002, cuando la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC, Federal Communications Commission) publicó una norma que permitió que UWB fuera utilizado para comunicaciones de datos así como para aplicaciones de Radar y de Seguridad.

La banda de frecuencias de operación asignada para comunicaciones de UWB se sitúa entre los 3,1 y los 10,6 GHz. Existe otra banda de frecuencias asignada, que se sitúa entre los 960 MHz y los 3,1 GHz con niveles de potencia aún más estrictos, para evitar conflictos con los Sistemas de Posicionamiento Global (GPS, Global Positioning System), o con frecuencias militares o de aviación civil. Siendo por mucho la más grande asignación de ancho de banda (Por sus 2,1 GHz y 7,5 GHz respectivamente) a cualquier sistema comercial

¹ G.F. Ross, "The transient analysis of certain TEM mode four-post networks," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-14, p. 528, Nov. 1986.

terrestre. Esta asignación ocurrió dos años después de las muy peleadas y costosas subastas para el espectro de los sistemas de comunicación móvil celular de tercera generación (3G) en el año 2000. Las Normas de la FCC para UWB le asignaron en una Banda Libre, un espectro mucho mayor al de una licencia del Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal (UMTS, Universal Mobile Telecommunications System)². Es por esto que los esfuerzos por darle vida a UWB en la comunicación de datos fueron recibidos con gran hostilidad. Primero, el enorme ancho de banda del sistema implicaba que UWB podría potencialmente ofrecer velocidades de datos del orden de los Gigabits por segundo (Gbps). Segundo, el ancho de banda asignado se encontraba en una banda en la cual existían sistemas en funcionamiento lo cual causaba preocupación a quienes controlaban estos sistemas.

La concesión otorgada por la FCC para UWB fijó niveles de potencia que deben ser muy bajos. Si la banda entera de 7,5GHz es completamente utilizada, la máxima potencia permitida para un transmisor es aproximadamente de 0,5mW. Esta es una pequeña fracción de la potencia disponible para usuarios de tecnologías de Redes de Área Local Inalámbrica (WLAN, Wireless Local Area Network) en la banda Industrial Científica y Médica (ISM, Industrial, Scientific and Medical) de 2,4 GHz. Esto efectivamente relega a UWB a ambientes interiores (*indoor*) de corto alcance para comunicaciones con alta velocidad de transmisión de datos, o muy bajas velocidades de datos para mayores distancias en ambientes exteriores (*outdoor*). Aplicaciones como el Bus Serial Universal Inalámbrico (WUSB, Wireless Universal Serial Bus) y Redes de Área Personal (WPAN, Wireless Personal Area Network) han sido propuestas, con cientos de Megabits por segundo (Mbps) para distancias de hasta 10 metros y algunos Gigabits por segundo (Gbps) para distancias de hasta 1 metro. Para rangos de 20 metros o más, las velocidades de datos alcanzables son muy bajas comparadas con las Redes WLAN existentes.

² El espectro de las licencias de UMTS fue asignado en la Conferencia Mundial de Radio de 1992 (WRC-92, World Radio Conference-92) en las bandas de frecuencia de 1885-2025 MHz y 2110-2200 MHz.

Sin embargo, uno de los enormes potenciales de UWB es la habilidad para moverse entre velocidades de transmisión de datos muy altas para distancias muy cortas y velocidades de transmisión de datos muy bajas para aplicaciones en enlaces de larga distancia. Ésta posibilidad es viable gracias al tratamiento de la señal en la capa física. Una potencia de transmisión muy baja implica que múltiples pulsos de UWB deben ser combinados para transportar un bit de información. En principio, cambiar la velocidad de datos en función de la distancia del enlace puede ser tan simple como incrementar el número de pulsos usados para transportar un bit. Cuantos más pulsos se tengan por bit, menor será la velocidad de datos y mayor será la distancia alcanzable para la transmisión.

1.1.1 Generalidades

Otros términos asociados con UWB incluyen "Impulso", "Pulso Corto", "No Sinusoidal", "Sin Portadora", "Dominio del Tiempo", "Banda Súper Ancha" y "Mono Pulso".

Tanto los sistemas de comunicación por impulsos de radio como los sistemas de impulsos de radar utilizan pulsos muy cortos en transmisión que resultan en un espectro de Banda Ultra Ancha. Para aplicaciones de radio, ese método de comunicación puede ser también clasificado como una técnica de modulación de pulsos porque la modulación de datos es introducida por Modulación de Posición de Pulsos (PPM, Pulse Position Modulation), sin embargo, esta técnica de modulación no es espectralmente eficiente. Gracias al bajo nivel de potencia y al gran ancho de banda utilizado, la señal UWB es prácticamente como una señal de ruido lo cual hace su interceptación y detección muy difícil. Dada la baja densidad espectral de potencia, las señales UWB causan muy poca interferencia a los sistemas de radio de banda estrecha existentes. Existen diferentes formas de generar señales UWB, las señales de impulso de radio moduladas en el tiempo son vistas como transmisiones banda base sin

portadora. La ausencia de una frecuencia portadora es una característica fundamental que diferencia los impulsos de radio y las transmisiones de impulsos de radar de las aplicaciones de banda estrecha y de las transmisiones de Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum) y de Multiportadora (MC, Multi Carrier), que también pueden ser caracterizadas como transmisiones de UWB. Las diferencias fundamentales entre las técnicas de generación de UWB se describen posteriormente en este capítulo.

1.1.2 Ventajas de UWB

Tiene un gran número de ventajas que lo hacen atractivo en aplicaciones de comunicaciones para el consumidor, en particular:

- Tienen potencialmente baja complejidad y bajo costo
- Son señales similares al ruido que requieren bajos niveles de potencia
- Son señales resistentes a efectos de multitrayectoria y obstrucciones
- Tienen muy buena resolución en el dominio del tiempo permitiendo aplicaciones de localización similares al GPS, radares portátiles³ y aplicaciones de seguimiento.

La baja complejidad y costo de algunos sistemas de UWB se debe esencialmente a la transmisión de señales en banda base. A diferencia de los sistemas de radio convencionales, el transmisor UWB produce un pulso de muy corta duración en el dominio del tiempo, el cual es capaz de propagarse sin la necesidad de una etapa de modulación en Radiofrecuencia (RF, Radiofrequency) adicional. La naturaleza de banda ancha de la señal UWB implica que esta normalmente abarca frecuencias comúnmente utilizadas como frecuencias portadoras. La señal se propagaría bien sin necesidad de

³ El radar portátil es un dispositivo de uso táctico militar o policial, capaz de penetrar paredes y mostrar una imagen de lo que hay adentro. Jones W. No Place to Hide. IEEE Spectrum Magazine 2005; vol.11; Página 15.

amplificación y modulaciones adicionales. Cabe resaltar que el proceso de demodulación tampoco es requerido en algunos receptores UWB. De nuevo, esto implica la omisión de un oscilador local en el receptor y la remoción de los complejos lazos y mallas de seguimiento de retardo y fase.

Debido al bajo nivel de potencia de la señal transmitida, la señal UWB es similar al ruido, lo cual hace muy difícil su interceptación. Aunque aún existe algún debate al respecto, aparentemente las transmisiones UWB no causan interferencias significativas a los sistemas de radio existentes debido a sus características de baja potencia y similitud de la señal con el ruido. El fenómeno de interferencia entre radio impulsos y sistemas existentes de radio es uno de los tópicos más importantes en las recientes investigaciones de UWB.

Los pulsos UWB por su muy corta duración son potencialmente capaces de ofrecer mucha mejor precisión que el sistema GPS, así como otros sistemas de posicionamiento y localización. Lo anterior junto con características de buena penetración de materiales, ofrece la oportunidad a UWB de ser utilizado en aplicaciones de radar de corto alcance como lo son operaciones de rescate y anticrimen, así como en la industria minera. Sin embargo, debe entenderse que UWB no provee alta precisión y extrema penetración al mismo tiempo, pero las formas de onda UWB presentan una mejor elección para aplicaciones de radar de corto alcance que los sistemas convencionales de posicionamiento y localización.

1.1.3 Organismos regulatorios

Uno de los más grandes problemas en las comunicaciones UWB es la asignación de bandas de frecuencia. Algunas compañías en los Estados Unidos están trabajando junto con la FCC para regular las aplicaciones que utilizan tecnología UWB. Una discusión similar en la asignación de bandas frecuencia y la interferencia de radio ha surgido en Europa. Actualmente, no

hay bandas de frecuencia dedicadas para aplicaciones UWB en el Instituto de Estándares de Telecomunicaciones Europeo (ETSI, European Telecommunications Standards Institute) ni en las recomendaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, International Telecommunications Union).

1.1.3.1 Regulación de UWB en los Estados Unidos

Antes de la regulación de UWB por parte de la FCC (norma 2002 a, b), hubo esfuerzos significativos por parte de algunas industrias para convencer a la FCC de permitir la tecnología UWB bajo las limitaciones propuestas por el Título 47 del Código Federal de Regulaciones (CFR, Code Federal Regulations) en su parte 15, y el uso de productos con tecnología UWB libres de licencia. Esta norma de la FCC admite la operación de dispositivos de radiofrecuencia sin la necesidad de una licencia o la necesidad de coordinación de frecuencia. Además, busca asegurar una baja probabilidad de interferencia por parte de los dispositivos no licenciados hacia otros dispositivos o sistemas que funcionan dentro del espectro de radio de UWB. Dentro de dicha norma, los dispositivos que generen radiación intencionalmente son permitidos siempre y cuando operen dentro de unos límites de potencia y que sus emisiones se produzcan en ciertas bandas de frecuencia; a la vez, no se permite su operación en bandas sensibles ó restringidas relacionadas con aplicaciones de seguridad, aviación civil, GPS, difusión de televisión y la banda reservada para radioastronomía. A pesar de los bajos niveles de potencia de transmisión para los dispositivos con tecnología UWB en comunicaciones civiles, la FCC recibió muchas quejas relacionadas con la posibilidad de un incremento en el nivel de interferencias en las bandas restringidas. Por su parte la Administración Federal de Aviación (FAA, Federal Aviation Administration) expresó su preocupación acerca de la posible interferencia a los sistemas de seguridad aeronáutica.

Cuando la tecnología UWB fue propuesta para aplicaciones civiles, no había definiciones para el tipo de señal a utilizar. La Agencia de Investigación de

Proyectos Avanzados para la Defensa (DARPA, Defense Advanced Research Projects Agency) proporcionó la primera definición para UWB basada en señales con ancho de banda fraccional B_f mayor que 0,25. El ancho de banda fraccional puede ser determinado por:

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (1)$$

Donde f_L y f_H son las frecuencias de los puntos de potencia mitad (-3dB), con respecto a una frecuencia central de transmisión de referencia. Por ejemplo para una señal con un periodo de 1ns y cuya frecuencia central es de 1 GHz, con $f_L=0,85$ GHz y $f_H=1,15$ GHz, se obtiene, de la ecuación (1) un valor para B_f de 0,3 que satisface la condición para que esta señal sea considerada una señal de UWB.

1.1.3.2 Definición actual de UWB

En febrero de 2002 la FCC publicó las normas para UWB que proveen las primeras limitaciones de radiación para dispositivos con tecnología UWB y que permiten también la comercialización de estos. El reporte final del “FCC First Report and Order (FCC 2002a, b)”, disponible para el público desde abril de 2002; introdujo cuatro categorías diferentes para las aplicaciones UWB permitidas, y fijó los límites de radiación para estas.

Ahora la definición para el límite de B_f fija un valor mínimo de 0,20, definido utilizando la ecuación (1). También, de acuerdo a las normas de la FCC para UWB la señal es reconocida como una señal UWB si el ancho de banda es de 500MHz o más. Los límites de radiación impuestos por la FCC para aplicaciones de comunicación de datos en ambiente *indoor* y *outdoor* se muestran en la tabla 1.1 representados por medio de la Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (EIRP, Effective Isotropic Radiated Power)⁴.

⁴ La PIRE o EIRP es una figura de mérito para la potencia neta radiada en una dirección determinada. Esta es igual al producto de la potencia aplicada a la antena transmisora y la ganancia de esta antena en la dirección de radiación relativa a la ganancia de la antena isotrópica, expresada en Watts o en dBW.

Tabla 1.1 Limites de radiación en ambiente *indoor* y *outdoor* impuestos por la FCC

| Frecuencia (en MHz) | PIRE (dBm) en ambiente <i>indoor</i> | PIRE (dBm) en ambiente <i>outdoor</i> |
|---------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|
| 960-1610 | -75,3 | -75,3 |
| 1610-1990 | -53,3 | -63,3 |
| 1990-3100 | -51,3 | -61,3 |
| 3100-10600 | -41,3 | -41,3 |
| Sobre 10600 | -51,3 | -61,3 |

1.1.3.3 Regulaciones de UWB en Europa

Actualmente los organismos de regulación de telecomunicaciones en Europa están esperando que exista mayor información técnica sobre el impacto de UWB en los sistemas existentes. Se espera que la normatividad europea sea más severa que la normatividad americana debido a que los organismos europeos requieren que sea demostrado que la tecnología UWB causa muy poca o ninguna interferencia a las tecnologías existentes. Sin embargo, las organizaciones europeas han sido fuertemente influenciadas por la decisión de la FCC. Actualmente en Europa, las recomendaciones para dispositivos de corto alcance pertenecen al ETSI y a sus grupos de trabajo de UWB con la recomendación ETSI/ERC/REC 70-03 de 1999.

Se espera que el ETSI siga las recomendaciones de la FCC pero no necesariamente que adopten directamente estas regulaciones. Los límites de la ITU para aplicaciones en ambientes indoor y outdoor están definidos por las fórmulas de la tabla 1.2.

Tabla 1.2 Limites de radiación para aplicaciones UWB de la UIT

| | Rango de Frecuencia (GHz) | | |
|----------------------------------|---------------------------|------------------|-------------------------|
| | $f < 3,1$ | $3,1 < f < 10,6$ | $f > 10,6$ |
| Máscara en <i>indoor</i> | $-51,3 + 87\log(f/3,1)$ | -41,3 | $-51,3 + 87\log(f/3,1)$ |
| Máscara en <i>outdoor</i> | $-61,3 + 87\log(f/3,1)$ | -41,3 | $-61,3 + 87\log(f/3,1)$ |

La figura 1.1 muestra la propuesta actual para los límites de potencia impuestos por la FCC. La figura superior, muestra las restricciones impuestas para aplicaciones de comunicación de datos de uso *indoor*. La figura inferior, muestra las restricciones impuestas para aplicaciones de comunicación de datos de uso *outdoor*. En todos los casos el promedio máximo de densidad espectral de potencia sigue los límites del título 47 del CFR en su parte 15.

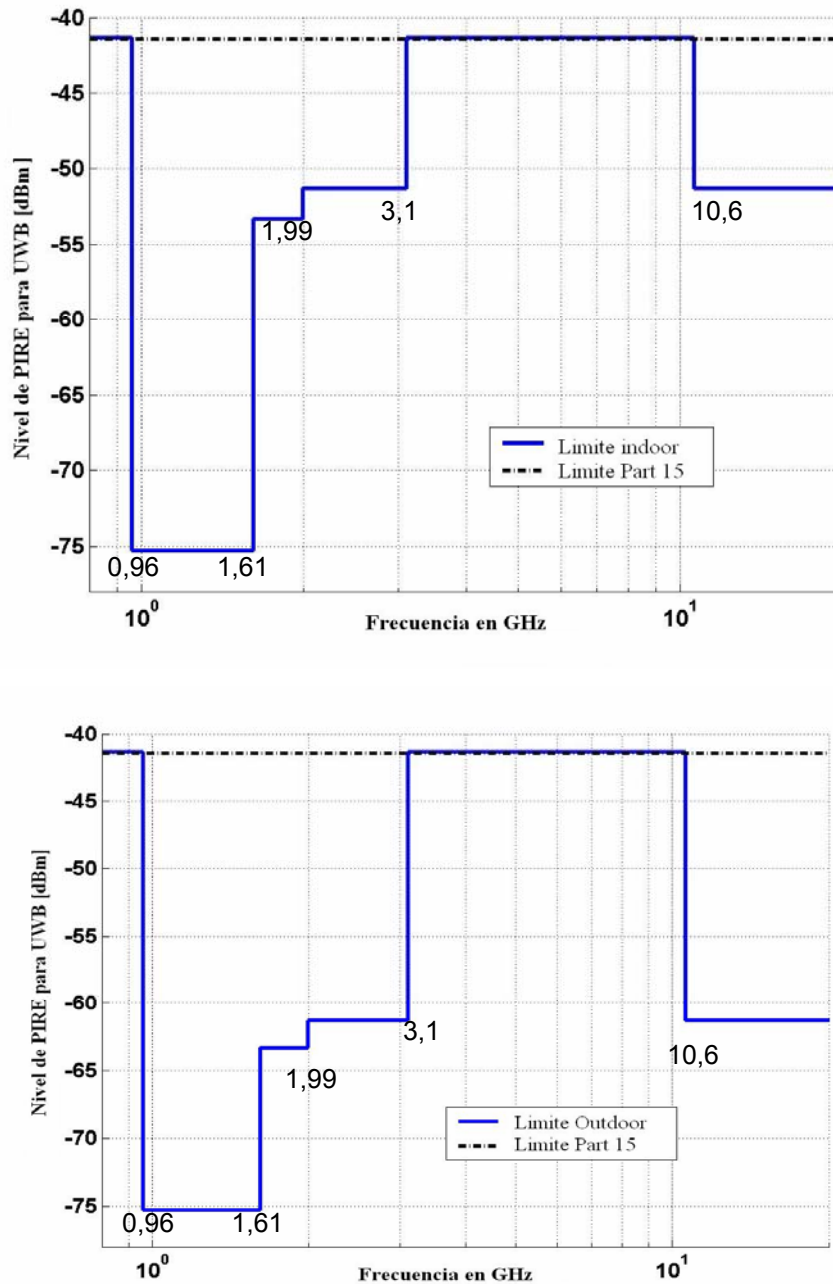


Figura 1.1 Máscaras de radiación para UWB definidas por la FCC en *indoor* y en *outdoor* respectivamente

1.1.4 IEEE 802.15.3a

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, Institute of Electrical and Electronic Engineers) estableció el grupo de estudio 802.15.3a para definir un nuevo concepto de capa o nivel físico para aplicaciones de corto alcance y alta velocidad de transmisión de datos. El nuevo nivel fue definido como (ALT PHY, ALTERNative PHY) y busca servir como referencia a las necesidades de los grupos que desean desarrollar aplicaciones de alta velocidad de transmisión de datos, con una velocidad de transmisión de datos mínima de 110Mbps para una distancia máxima de 10 metros. Se intenta desarrollar un estándar para enlaces que puedan soportar aplicaciones como vídeo o multimedia (entretenimiento) y sirvan como reemplazo para los cables. Este grupo de estudio ha sido foco de atención últimamente debido a que ha surgido un debate acerca de dos tecnologías que compiten como estándares de la capa física de UWB. El trabajo de este grupo de estudio también incluye el análisis de propuestas para modelos de canales de radio a ser usados en sistemas UWB.

Las dos tecnologías que compiten por el estándar 802.15.3ª son la de MultiBanda OFDM propuesta por la alianza MBOA (MultiBand OFDM Alliance) ahora bajo el liderazgo de la alianza WiMedia que trabaja en el establecimiento de una capa MAC de convergencia para tecnologías como 1394 (*Firewire*) inalámbrico, USB inalámbrico y la nueva generación de Bluetooth, soportadas sobre la capa física de UWB de la MBOA. La segunda, basada en técnicas de espectro ensanchado de secuencia directa (DSSS) es liderada por Motorola.

A principios del mes de febrero del año 2006, el IEEE clausuró este grupo de trabajo al no haberse logrado consolidar las dos propuestas existentes en una sola norma de carácter universal. Sin embargo, la tecnología UWB no ha desaparecido y por el contrario se ha consolidado bajo el liderazgo de la alianza WiMedia en el mercado de la electrónica de consumo y de Motorola en

las comunicaciones inalámbricas de alta velocidad en dispositivos como celulares y Asistentes Digitales Personales (PDA, *Personal Digital Assistant*).

El criterio de escogencia de la tecnología MultiBanda OFDM sobre la tecnología DSSS para UWB en el desarrollo de este trabajo de grado se basa en las mejores características de la primera para evitar la interferencia desde y hacia otras tecnologías, por su desempeño superior a distancias mayores a 3 metros y menores a 10 metros que su rival y por la mayor posibilidad de aceptación para su implementación en la mayoría de países.

Las características de la capa física IEEE 802.15.3a aparecen discutidas a fondo en el anexo A de este trabajo de grado.

1.1.5 IEEE 802.15.4a

El IEEE estableció el grupo de estudio 802.15.4a para definir un nuevo concepto de capa física para aplicaciones de baja velocidad de datos para grandes distancias, utilizando tecnología UWB en la interfaz de radio. El grupo de estudio busca soportar nuevas aplicaciones que requieren solamente una velocidad de transferencia de datos moderada, así como un bajo consumo de energía, características de las WPAN de baja de velocidad de transmisión de datos y de las redes de sensores.

1.1.6 IEEE 802.15.3c

El estándar 802.15.3c correspondiente a mmWave pretende desarrollar una capa física alternativa (ALT PHY) basada en ondas milimétricas para el estándar 802.15.3 (WPAN) existente, las WPAN basadas en mmWave operarán en la banda de frecuencias no licenciada de 57-64 GHz definida por la FCC y deberán coexistir con futuros sistemas de microondas de la familia de WPAN. Esta tecnología deberá permitir aplicaciones de alta velocidad de transmisión de datos como es el caso de acceso a Internet de alta velocidad, descarga de contenidos por demanda como video y HDTV, difusión de

contenidos en tiempo real y un bus de datos inalámbrico para reemplazo de los cables. La velocidad máxima de datos que debe ser ofrecida obligatoriamente es de 1 Gbps, así como una opcional de 2 Gbps

1.2 CONCEPTOS BÁSICOS

1.2.1 Generalidades de OFDM

1.2.1.1 Concepto de OFDM

La Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) es muy similar a la bien conocida y utilizada técnica de Multiplexación por División de Frecuencia (FDM, Frequency Division Multiplexing). OFDM utiliza los principios de FDM para permitir que múltiples mensajes sean enviados sobre un canal de radio.

Un ejemplo simple de FDM es la utilización de diferentes canales para cada estación de radio FM (Frecuencia Modulada). Todas las estaciones transmiten al mismo tiempo pero no se interfieren entre sí debido a que utilizan diferentes frecuencias portadoras. Adicionalmente están limitadas en su ancho de banda y sus frecuencias espaciadas lo suficiente entre sí (además de contar con bandas de guarda) para que las señales transmitidas no se traslapen en el dominio de la frecuencia y no se genere interferencia. En el receptor, cada señal es recibida individualmente utilizando un filtro pasa banda sintonizable que se encarga de eliminar todas las señales a excepción de la señal de la estación de interés. Ésta señal filtrada luego puede ser demodulada para recuperar la información transmitida originalmente.

En la radiodifusión convencional cada una de las estaciones de radio transmite sobre una frecuencia diferente, en una transmisión con OFDM, las transmisiones de múltiples estaciones se realizan en un único flujo multiplexado de datos, este flujo es transmitido sobre múltiples subportadoras las cuales

están sincronizadas entre sí en el tiempo y la frecuencia, con lo cual la interferencia entre las diferentes subportadoras puede ser cuidadosamente controlada. Aunque las múltiples subportadoras se traslapan en el dominio de la frecuencia, no se genera Interferencia Entre Portadoras (ICI, Inter Carrier Interference) debido a la codificación ortogonal⁵ en cada subportadora. Comúnmente para transmisiones de señales con FDM se necesitan bandas de guarda entre los diferentes canales para prevenir la interferencia, lo cual disminuye la eficiencia espectral. Sin embargo, con OFDM la codificación ortogonal de las subportadoras reduce en gran medida el tamaño de las bandas de guarda, lo cual mejora la eficiencia espectral.

Cada una de las portadoras en una transmisión con FDM puede utilizar un esquema de modulación analógico o digital, debido a que no existe sincronización entre las señales transmitidas por cada una de las estaciones, por ejemplo, una de estas puede utilizar FM y otra puede utilizar un esquema digital como la Manipulación por Corrimiento de Frecuencia (FSK, Frequency Shift Keying). En transmisiones OFDM todas las subportadoras están sincronizadas entre sí, lo cual restringe a la utilización de esquemas de modulación digital. OFDM se basa en símbolos y puede ser considerado como una gran cantidad de portadoras de baja velocidad de bit transmitiendo de manera simultánea. Todas esas portadoras transmiten al unísono utilizando sincronismo en el tiempo y la frecuencia, formando así un único bloque de espectro con lo que se busca asegurar que la naturaleza ortogonal de la estructura se mantenga. Debido a que esa gran cantidad de portadoras forman una única transmisión OFDM, estas son comúnmente referidas como subportadoras, el término portadora se reserva para referirse a la portadora de RF obtenida a partir de la señal de banda base.

⁵ La codificación ortogonal se refiere a un tipo de codificación en donde la correlación entre elementos es de cero. Es decir, elementos muy próximos que se traslapan al ser transmitidos no se interfieren debido a que al ser ortogonales, los máximos de un elemento tienen una posición en el tiempo igual a la posición de los mínimos de los otros elementos ortogonales a este. Este concepto se explicará con más detalle en la sección 1.2.1.2.

1.2.1.2 Ortogonalidad en OFDM

Dos o más señales se pueden considerar ortogonales si éstas son mutuamente independientes entre sí. La ortogonalidad es una propiedad que permite que múltiples señales de información sean transmitidas perfectamente sobre un canal común y detectadas y discriminadas sin interferencia. En el dominio de la frecuencia muchos sistemas FDM se pueden considerar ortogonales debido a que las señales transmitidas de forma separada están bien espaciadas en frecuencia previniendo así la interferencia. Aunque estos sistemas son ortogonales, el término OFDM fue reservado para una forma especial de FDM, en el cual las subportadoras están espaciadas lo mínimo teóricamente posible para permitirles mantener la ortogonalidad entre ellas e incrementar la eficiencia espectral llegando al límite de la capacidad teórica de Shannon⁶.

OFDM logra la ortogonalidad en el dominio la frecuencia mediante la asignación de la información que será transmitida a cada una de las diferentes subportadoras, las señales OFDM se forman a partir de la suma de sinusoides, donde cada uno corresponde a una subportadora. La frecuencia de banda base de cada una de las subportadoras debe ser un múltiplo entero del inverso del periodo de símbolo, obteniendo como resultado un número entero de ciclos de subportadora para cada símbolo, tal como se muestra en la figura 1.2. Como consecuencia de lo anterior todas las subportadoras son ortogonales entre sí.

Para que varios conjuntos de funciones sean ortogonales entre sí, deben cumplir con la ecuación 2. Dicha ecuación muestra que si dos funciones diferentes del mismo conjunto son multiplicadas e integradas durante el periodo de símbolo y el resultado de esto es cero, estas funciones son ortogonales entre sí. Si se observa esto desde el punto de vista de las subportadoras recibidas por un receptor adaptado, este receptor solamente recibirá la

⁶ La capacidad teórica del canal (C) esta dada por la ecuación de Hartley-Shannon:
 $C = B \log_2 (1+S/N)$ [bps]. B es el ancho de banda del canal en Hz y S/N es la relación señal a ruido

información proveniente de esa subportadora y la información de otras subportadoras no interferirá sobre esta.

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2)$$

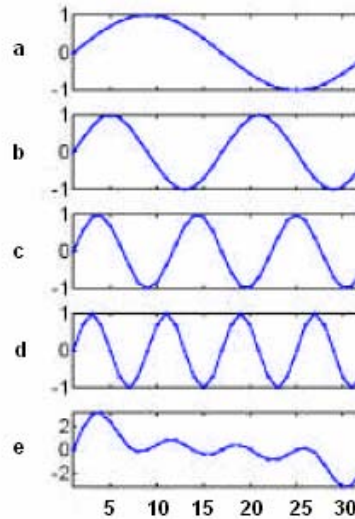


Figura 1.2 Frecuencia de banda base de las subportadoras.

Las frecuencias de las ondas mostradas son múltiplos enteros de la frecuencia de la onda anterior. En a se muestra una señal con 1 ciclo por símbolo, en b una señal con 2 ciclos por símbolo, c tiene 3 ciclos por símbolo y d tiene 4 ciclos por símbolo. En e se muestra el resultado de la suma de estas señales en el dominio del tiempo

La ecuación 3 muestra un conjunto de sinusoides ortogonales que representan las subportadoras de una señal real OFDM no modulada.

$$S_k(t) = \begin{cases} \text{sen}(2\pi k f_o t) & 0 < t < T \quad k = 1, 2, \dots, M \\ 0 & \text{otro_caso} \end{cases} \quad (3)$$

Donde f_o es la frecuencia de la subportadora, M es el número de subportadoras, T es el periodo de símbolo. Debido a que la componente de más alta frecuencia es Mf_o , el ancho de banda de transmisión también es aproximadamente el mostrado en la ecuación 4

$$f_o \alpha \frac{1}{T} \quad Bw \cong (M - 1)f_o \cong Mf_o \quad (4)$$

1.2.1.2.1 Ortogonalidad de OFDM en el dominio de la frecuencia

Otra forma de ver la ortogonalidad de OFDM es mediante la observación de su espectro, en el dominio de la frecuencia cada subportadora OFDM tiene una respuesta en frecuencia de la forma $\text{senc}(x)$ ⁷, debido a que cada símbolo transmitido por OFDM tiene un periodo fijo de duración (T_{FFT}), este periodo de símbolo corresponde al inverso la frecuencia de subportadora $f_o = 1/T_{\text{FFT}}$ en Hz. Debido a la naturaleza ortogonal de la transmisión, los picos de cada una de las subportadoras coinciden con los nulos de todas las otras subportadoras, esto se muestra en la figura 1.3. Cuando las señales son detectadas utilizando la Transformada Discreta de Fourier (DFT, Discrete Fourier Transform) el espectro de la señal es muestreado de forma discreta, si la DFT en el receptor esta sincronizada con la información recibida por las subportadoras, las muestras de frecuencia de la DFT corresponden a los picos de las subportadoras, así la región donde las frecuencias entre las subportadoras se traslapan no tiene un efecto significativo en la señal recibida.

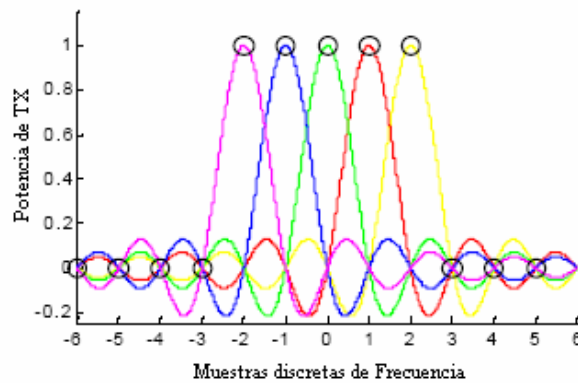


Figura 1.3 Espectro de cada subportadora de la forma $\text{senc}(x)$ y las muestras discretas de frecuencia en el receptor OFDM.

1.2.1.3 Generación y recepción de OFDM

Las señales OFDM se generan de forma digital debido a la dificultad de utilización de una gran cantidad de osciladores en fase para cada una de las

⁷ $\text{senc}(x) = \frac{\text{sen}(x)}{x}$

subportadoras en transmisores y receptores de tipo analógico. La sección de transmisión convierte los datos digitales que serán transmitidos y los mapea en amplitud y fase para cada subportadora. El espectro de datos recibido se transforma hacia el dominio del tiempo utilizando la Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT, Inverse Discrete Fourier Transform). La Transformada Rápida Inversa de Fourier (IFFT, Inverse Fast Fourier Transform) realiza las mismas funciones que la IDFT, con una eficiencia mucho mayor y es la utilizada en todos los sistemas reales. Para la transmisión del símbolo OFDM, el símbolo calculado en el dominio del tiempo se modula con la frecuencia requerida.

El receptor realiza la operación inversa a la realizada por el transmisor, convirtiendo la señal de RF a una señal en banda base para su procesamiento, luego utilizando la Transformada Rápida de Fourier (FFT, Fast Fourier Transform) convierte la señal del dominio del tiempo al dominio la frecuencia. La amplitud y fase de cada subportadora es recuperada y de estas son extraídos los datos que fueron transmitidos. La IFFT y la FFT son funciones complementarias y su utilización depende de si la señal está siendo recibida o generada. En la figura 1.4 se muestra el diagrama en bloques tanto del transmisor como del receptor OFDM.

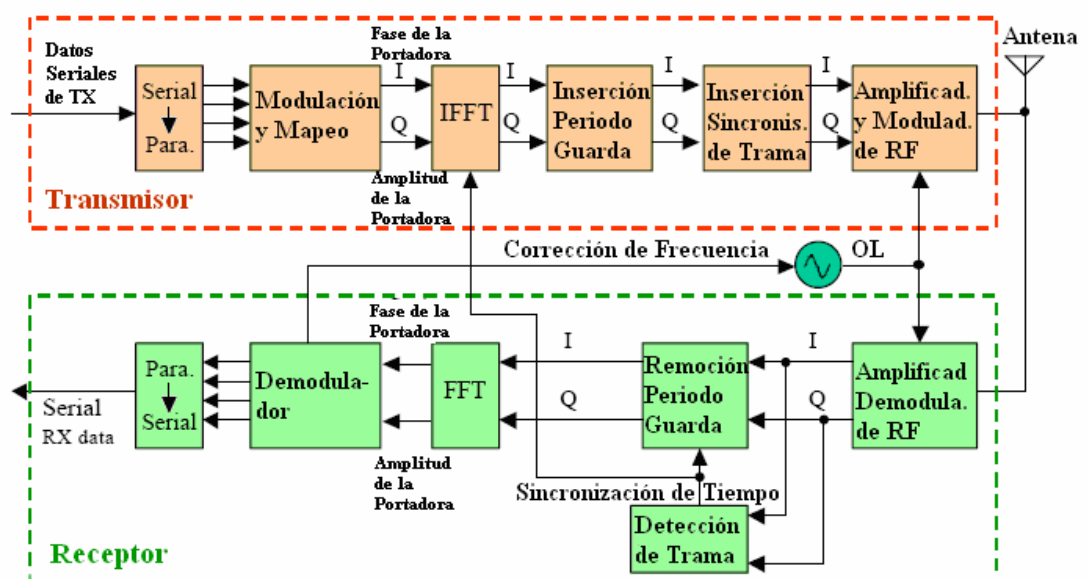


Figura 1.4 Diagrama en bloques de un transmisor y un receptor para OFDM.

1.2.1.3.1 Conversión serie – paralelo

Los datos que serán transmitidos generalmente están en forma de flujo de datos en serie. Una etapa de conversión serial a paralelo es necesaria para convertir el flujo de bits de entrada en serie hacia los datos que serán transmitidos en cada símbolo⁸ OFDM. Los datos asignados a cada símbolo dependen del esquema de modulación utilizado y del número de subportadoras. Los datos resultantes de la conversión serie a paralelo se utilizan para llenar la carga de datos de cada subportadora. En el receptor se realiza un proceso inverso en el cual los datos de las subportadoras se convierten de nuevo al flujo original de datos.

1.2.1.3.2 Modulación de subportadoras

A cada una de las subportadoras le han sido asignados bits para su transmisión, los cuales son mapeados utilizando un esquema modulación de amplitud y fase que son representadas por un vector complejo IQ (In phase, Quadrature phase). Una gran cantidad de esquemas de modulación como BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), están disponibles, lo cual permite variar el número de bits transmitidos por cada subportadora de cada símbolo OFDM.

En el receptor, la demodulación de los datos de las subportadoras se realiza por medio del mapeo del vector IQ recibido. En la figura 1.5 se muestra un ejemplo del mapeo de las subportadoras moduladas, en este caso con 16-QAM, donde se mapean 4 bits por cada símbolo 16-QAM. Cada combinación de 4 bits de datos corresponde a un vector IQ que se muestra como un punto en la figura. Durante la transmisión del símbolo OFDM, distorsión y ruido son añadidos a la señal debido al ruido térmico, a la reducción de la potencia de la señal y a la respuesta imperfecta del canal. Para cada vector IQ recibido el

⁸ Un símbolo OFDM es un conjunto de subportadoras, un intervalo de guarda y un conjunto de bits de relleno (generalmente ceros). Es la unidad de transmisión de datos utilizada en esquemas de multiplexación OFDM.

receptor debe estimar el valor del vector original. Esto se logra buscando el vector de transmisión que más se parezca al vector recibido. Los errores ocurren cuando el ruido excede la mitad del espaciamiento entre los puntos IQ del vector transmitido, haciendo que se cruce la frontera de decisión que corresponde al punto medio de separación entre los puntos.

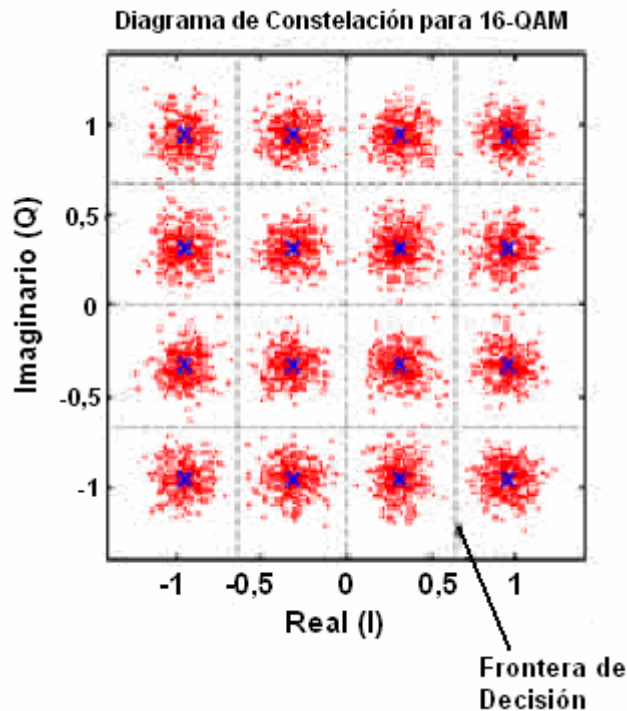


Figura 1.5 Ejemplo de una constelación IQ para 16-QAM afectada por el canal.

1.2.1.3.3 Conversión del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo

A continuación de la etapa de modulación de los datos asignados a cada una de las subportadoras, a las que se les fijó una amplitud y una fase basándose en los datos que serán enviados y en el esquema de modulación; todas las subportadoras no utilizadas se fijan en cero. Con esto se configura el símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia. Luego con IFFT se convierte esta señal al dominio del tiempo para ser transmitida. La mayoría de subportadoras son moduladas con datos. Las subportadoras exteriores y cuya amplitud es igual a cero proveen una banda de guarda de frecuencia. La figura 1.6 muestra la etapa y los módulos de inserción de la banda de guarda y del sincronismo para la trama.

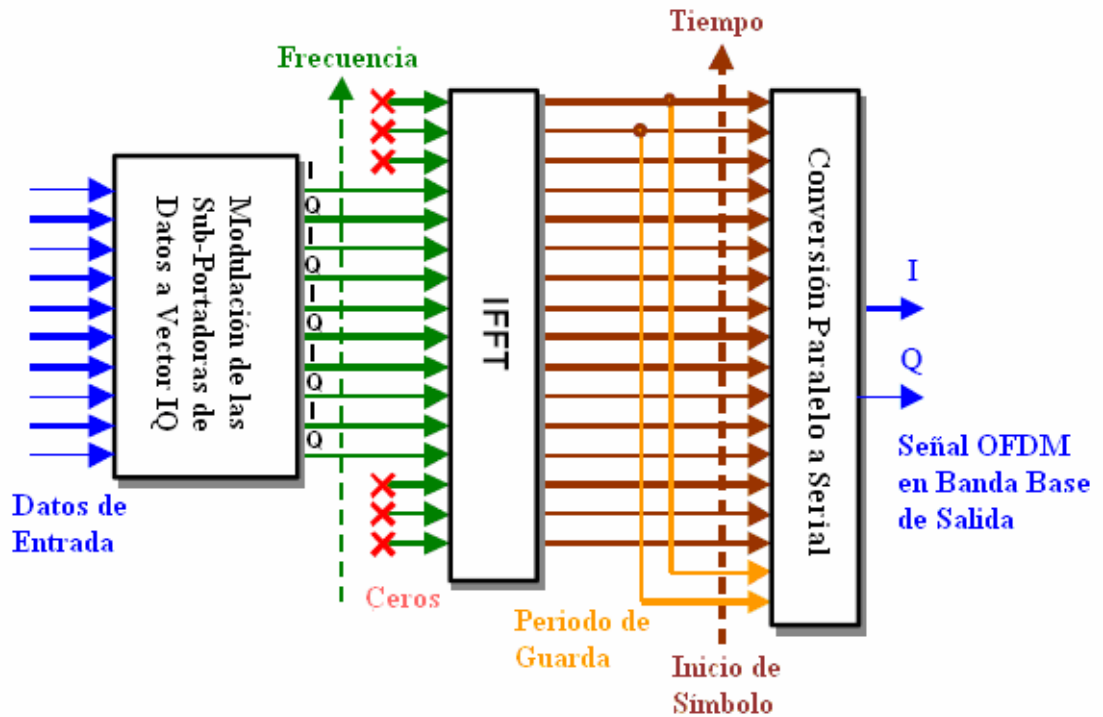


Figura 1.6 Etapa de inserción de banda de guarda, IFFT y sincronismo de trama

1.2.1.3.4 Modulación en RF

La salida del modulador OFDM genera una señal en banda base la cual debe ser modulada y cuya frecuencia debe ser elevada hasta la frecuencia de transmisión requerida. Esto puede ser implementado utilizando técnicas analógicas ó utilizando un conversor digital hacia arriba (Up Converter). Las figuras 1.7 y 1.8 muestran estos esquemas analógico y digital respectivamente. Aunque las dos técnicas realizan la misma operación, el desempeño de la modulación digital tiende a ser mejor debido a la mayor precisión al momento de procesar los canales I y Q y a la mayor precisión de fase del modulador IQ digital.

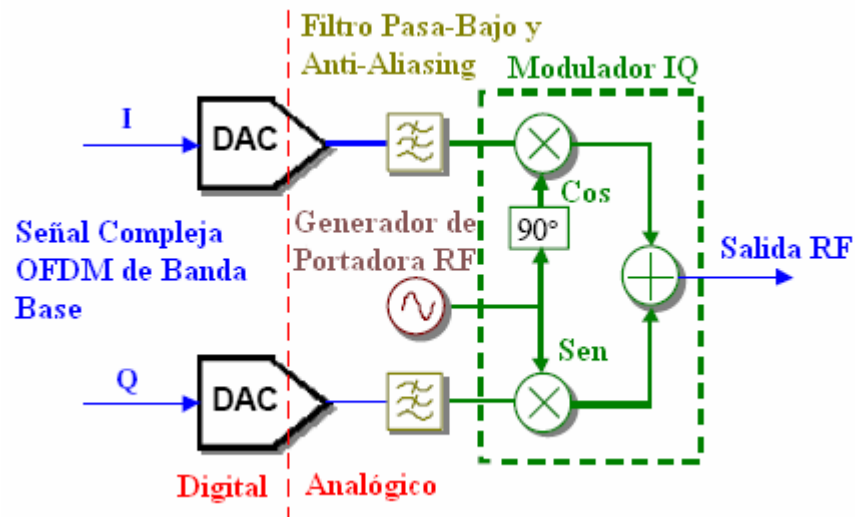


Figura 1.7 Modulación RF para señales OFDM utilizando técnicas analógicas.

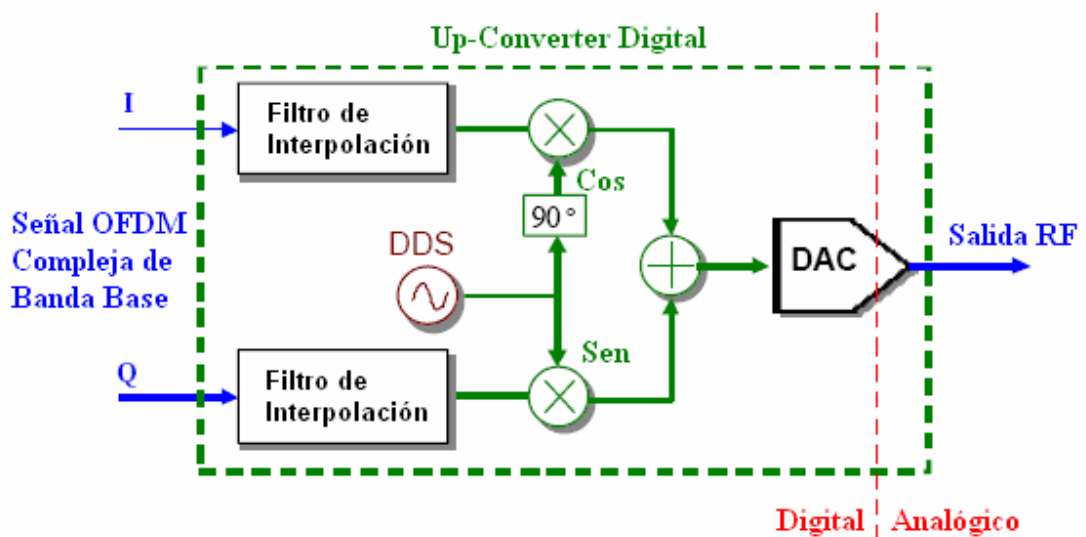


Figura 1.8 Modulación RF para señales OFDM utilizando técnicas digitales, con Sintetizador Digital Directo (DDS, Direct Digital Synthesis)

1.2.1.3.5 Generación real y generación compleja de OFDM

Para la mayoría de aplicaciones inalámbricas los símbolos OFDM son generados en banda base de forma compleja, luego son modulados con la frecuencia requerida utilizando un modulador IQ. El modulador IQ eleva la frecuencia del símbolo OFDM desde cero (DC, Direct Current) hasta la

frecuencia de RF (Radio Frequency) requerida para la transmisión, también convierte el símbolo complejo en uno real. Un símbolo transmitido en RF es siempre real debido a que es simplemente una variación de intensidad de campo electromagnético. Sin embargo, es posible generar directamente un símbolo OFDM real, lo cual es bastante útil en aplicaciones cableadas como la Línea de Abonado Digital Asimétrica (*ADSL*, Asymmetric Digital Subscriber Line). Un símbolo OFDM real es equivalente a uno complejo en banda base centrado en DC, el cual ha sido llevado a una nueva frecuencia central utilizando un modulador IQ. La figura 1.9 y la ecuación 5 ilustran este proceso de conversión.

$$f_c = \frac{W}{2} + f_{off} \quad (5)$$

En la ecuación 5, f_c es la frecuencia requerida para el cambio del símbolo complejo de banda base a la forma real del símbolo OFDM en frecuencias elevadas como las de RF, W es el ancho de banda del símbolo y f_{off} es la variación de DC (*offset*). En aplicaciones cableadas como *ADSL*, la variación de DC de la subportadora más baja es pequeña comparada con el ancho de banda del símbolo. Esto hace posible que el símbolo real pueda ser generado directamente utilizando una etapa de IFFT y no requiere el uso de un modulador IQ para el cambio frecuencia.

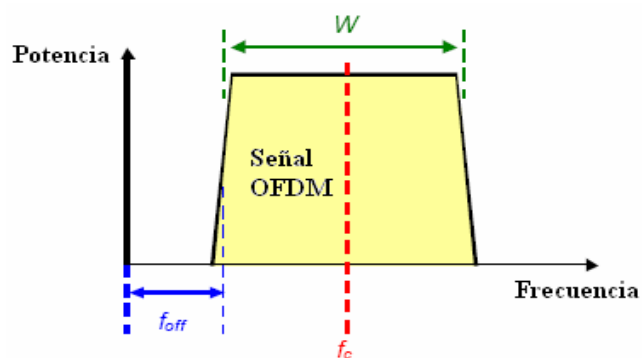
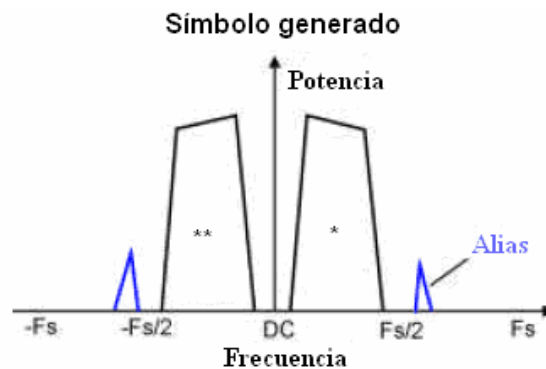


Figura 1.9 Cambio de la frecuencia del símbolo OFDM

Con un símbolo real, el ancho de banda de este que puede ser utilizado es solamente la mitad de la frecuencia de muestreo determinada por el ancho de

banda del símbolo, para generar un símbolo OFDM real solamente la mitad de las subportadoras disponibles pueden ser utilizadas para la modulación de datos, debido a que en el símbolo real no pueden utilizarse la mitad de las subportadoras conjugadas, tal como se muestra en la figura 1.10. En la práctica para muchas aplicaciones la subportadora correspondiente a una frecuencia DC no es utilizada, su eliminación simplifica la implementación del hardware, debido a que para la utilización de la subportadora de DC, se requiere que las salidas IQ del modulador estén acopladas en DC con las entradas IQ del mezclador elevador, esto es difícil de implementar en el hardware pues la variación DC tiene como resultado una gran cantidad de errores en el vector IQ generado.



- * Subportadora de datos
- ** Conjugada compleja de la subportadora de datos.

Figura 1.10 Símbolo generado a partir de subportadoras de datos

1.2.1.3.6 Periodo de guarda

Para un determinado ancho de banda, la velocidad de símbolos para una señal OFDM es mucho menor que la velocidad de transmisión (bps) de un sistema de una portadora única. Por ejemplo para una Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK, Binary Phase Shift Keying) con una portadora única, la velocidad de símbolos corresponde a la velocidad de bits de la transmisión. Sin embargo, el ancho de banda de los sistemas OFDM está dividido entre todas las N subportadoras, la velocidad de símbolos es N veces menor que la de un sistema como el BPSK del ejemplo. Esta velocidad de símbolos hace que el

símbolo OFDM sea por naturaleza resistente a los efectos de Interferencia Inter Simbólica (ISI, Inter Symbolic Interference) causada por la multitrayectoria en la propagación.

Los efectos de la ISI en una señal OFDM pueden ser disminuidos aún más mediante la adición de un periodo de guarda al inicio de cada símbolo. Ese periodo de guarda es una copia cíclica que extiende la longitud del símbolo en la onda. Debido a que cada subportadora, en la sección de datos de símbolos, tiene un número entero de ciclos, se puede copiar la parte final del símbolo y luego añadirla al inicio del mismo para obtener una duración mayor de este. La figura 1.11 muestra el proceso de adición del periodo de guarda al símbolo OFDM.

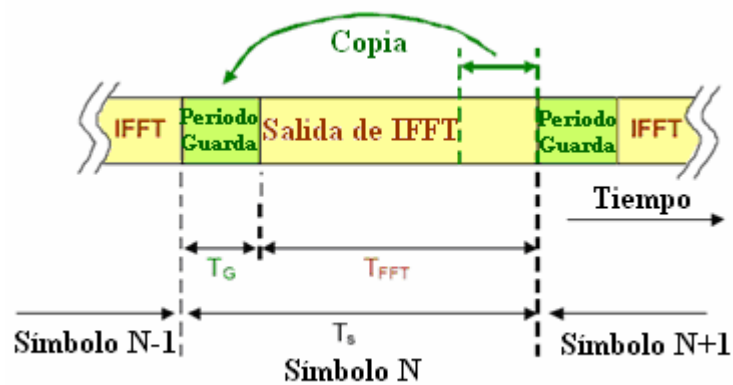


Figura 1.11 Adición del periodo de guarda al símbolo OFDM.

En la figura 1.10, la longitud total del símbolo es $T_s = T_G + T_{FFT}$ donde T_s es la longitud total del símbolo, T_G es la longitud del periodo de guarda y T_{FFT} es el tamaño de la IFFT utilizada para generar el símbolo OFDM.

El periodo de guarda aparte de proveer protección contra la ISI, también provee protección contra errores de desplazamientos en el tiempo del receptor. Sin embargo, en ambientes de propagación donde se presenta multitrayectoria, la duración del periodo de guarda se reduce, lo cual a su vez reduce la duración permitida del error derivado de la variación DC para que no afecte la señal transmitida.

1.2.2 Especificaciones generales de UWB

1.2.2.1 Bandas de frecuencia de operación

La tecnología MultiBanda OFDM UWB, como su nombre lo indica, basa su funcionamiento en la transmisión de datos multiplexados sobre diferentes subportadoras OFDM que a la vez están siendo transmitidas en forma de pulsos de muy corta duración en diferentes bandas de frecuencia dentro del amplio espectro asignado para su funcionamiento.

1.2.2.1.1 Rango de frecuencias de operación

Los Sistemas MultiBanda OFDM operan en las frecuencias entre 3,1 GHz y 10,6 GHz, según las regulaciones establecidas en los Estados Unidos por la FCC.

1.2.2.1.2 Numeración de bandas

La relación existente entre la frecuencia central y la numeración de bandas está dada por la ecuación 6

$$\text{Banda central de frecuencia [MHz]} = 2904 + 528 \times n_b \quad n_b = 1 \dots 14 \text{ [MHz]} \quad (6)$$

Esta definición proporciona un único sistema de numeración para todos los canales que tienen un espaciamiento de 528 MHz y se ubican en la banda de (3,1 – 10,6) GHz. Teniendo en cuenta lo anterior, han sido definidos cinco grupos de bandas, divididos en cuatro grupos de tres bandas y un grupo de dos bandas. El Grupo 1 es utilizado en el Modo 1, el cual es obligatorio. Los grupos de bandas restantes están reservadas para uso futuro u opcional. La asignación de bandas está resumida en la tabla 1.3.

Tabla 1.3 Asignación de bandas de frecuencia para UWB

| Grupo de banda (Modo) | Id banda | Frecuencia baja (MHz) | Frecuencia central (MHz) | Frecuencia alta (MHz) |
|-----------------------|----------|-----------------------|--------------------------|-----------------------|
| 1 | 1 | 3168 | 3432 | 3696 |
| | 2 | 3696 | 3960 | 4224 |
| | 3 | 4224 | 4488 | 4752 |
| 2 | 4 | 4752 | 5016 | 5280 |
| | 5 | 5280 | 5544 | 5808 |
| | 6 | 5808 | 6072 | 6336 |
| 3 | 7 | 6336 | 6600 | 6864 |
| | 8 | 6864 | 7128 | 7392 |
| | 9 | 7392 | 7656 | 7920 |
| 4 | 10 | 7920 | 8184 | 8448 |
| | 11 | 8448 | 8712 | 8976 |
| | 12 | 8976 | 9240 | 9504 |
| 5 | 13 | 9504 | 9768 | 10032 |
| | 14 | 10032 | 10296 | 10560 |

Las frecuencias de operación para dispositivos en modo 1 se muestran en la Figura 1.12

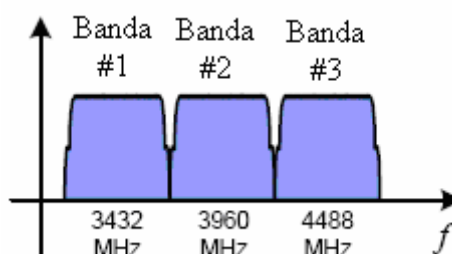


Figura 1.12 Frecuencia de operación para dispositivos en modo 1

1.2.2.2 Canalización

Únicamente los canales lógicos correspondientes a diferentes picoredes están definidos para el uso de cuatro diferentes Códigos de Tiempo Frecuencia (TFC⁹, Time Frequency Code) para cada grupo de bandas. Los TFCs y los patrones de preámbulo (que se definen en las tablas 6 y 7 del anexo A)

⁹ Los Códigos de Tiempo-Frecuencia son una repetición de un grupo ordenado de índices de canal que indican la frecuencia específica (o el canal) en la que se están transmitiendo los datos un instante de tiempo determinado. Los TFC ayudan a definir los patrones de transmisión en los diferentes canales para diversas picoredes que operan en un mismo lugar.

asociados con cada TFC están definidos en la tabla 1.4, utilizando valores de identificación de banda para el Modo 1; y serán definidos de manera similar para los Modos 2 hasta el 4 utilizando el valor de identificación de banda apropiado para cada Modo.

Tabla 1.4 Códigos de frecuencia de tiempo y asociaciones con los patrones de preámbulo.

| Número TFC | Número de patrón de preámbulo | Número de secuencia de cobertura | Longitud de 6 tiempos para códigos de frecuencia | | | | | |
|------------|-------------------------------|----------------------------------|--|---|---|---|---|---|
| | | | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 |
| 2 | 2 | 1 | 1 | 3 | 2 | 1 | 3 | 2 |
| 3 | 3 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 3 | 3 |
| 4 | 4 | 2 | 1 | 1 | 3 | 3 | 2 | 2 |
| 5 | 1 | 2 | 1 | 2 | 1 | 2 | 1 | 2 |
| 6 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 |

Teniendo en cuenta los grupos de bandas definidos en la tabla 1.3 y los TFC definidos en la tabla 1.4, la canalización para la capa física se encuentra definida en la tabla 1.5.

Los números de canal desde 0 hasta 255 (decimal), que no están definidos en la tabla 1.5 serán reservados para usos futuros. Los números de canal del 9 al 12 (decimal) que aparecen en la tabla 1.5, son de uso obligatorio.

Tabla 1.5 Mapeo del numero de canal a grupo de banda (Modo) y códigos de frecuencia de tiempo

| Número de canal (decimal) | Número de canal (octal) | Número de canal (binaria) | Agrupación de bandas TFC | Obligatorio / opcional |
|---------------------------|-------------------------|---------------------------|--------------------------|------------------------|
| 9-12 | 011-014 | 001001-001100 | (1,1-4) | Obligatorio |
| 17-23 | 021-024 | 010001-010100 | (2,1-4) | Opcional |
| 25-31 | 031-034 | 011001-011100 | (3,1-4) | Opcional |
| 33-39 | 041-044 | 100001-100100 | (4,1-4) | Opcional |

1.2.3 Especificación del transmisor

1.2.3.1 Máscara de densidad espectral de potencia de transmisión

El espectro transmitido tendrá 0 dBr (dB relativos a la máxima densidad espectral de la señal) en un ancho de banda no mayor a 260 MHz, -12 dBr con 285 MHz de desviación de frecuencia, y -20 dBr a 330 MHz de desviación de frecuencia. La densidad espectral transmitida de la máscara de la señal caerá con el espectro como se muestra en la figura 1.13

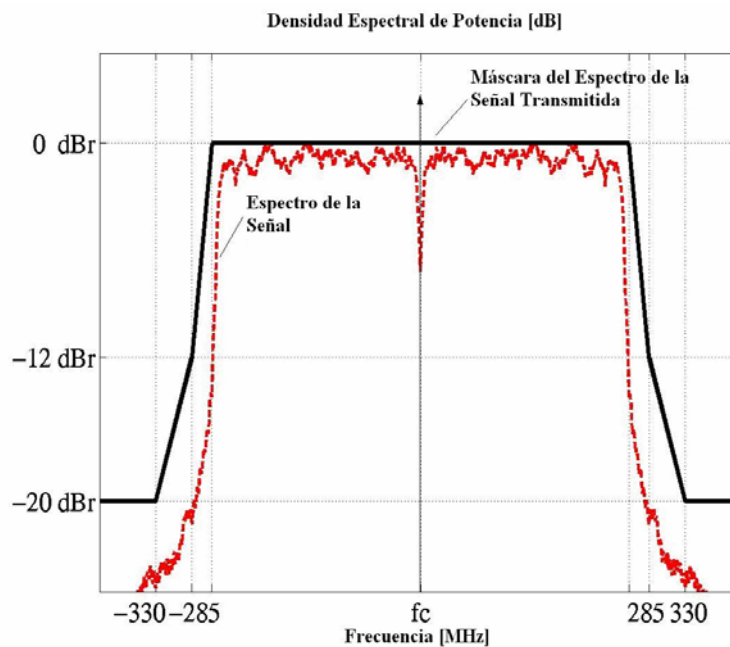


Figura 1.13. Energía de transmisión de la máscara de densidad espectral

- **Tolerancia a la frecuencia central transmitida**

La tolerancia a la frecuencia central transmitida será de máximo ± 20 ppm.

- **Tolerancia a la frecuencia de símbolos del reloj**

La tolerancia a la frecuencia del reloj de los símbolos será de máximo ± 20 ppm.

- **Sincronización de reloj**

La frecuencia central de transmisión y la frecuencia de símbolos del reloj provendrán del mismo oscilador de referencia.

1.2.4 Especificación del receptor

Los sistemas UWB pueden ser caracterizados como una extensión de los sistemas tradicionales de Espectro Ensanchado (SS, Spread Spectrum). Una de las mayores diferencias entre los sistemas UWB y los sistemas tradicionales de espectro ensanchado es el canal de radio que estos utilizan, el canal UWB posee numerosas componentes de multitrayectoria. Las componentes de multitrayectoria que son combinadas constructivamente incrementan la potencia total de la señal mientras que las componentes de multitrayectoria que no son combinadas constructivamente generan interferencia. El número de componentes de multitrayectoria asociados con el ancho de banda de los sistemas UWB es elevado, lo cual implica que muchos más elementos en el receptor deben ser considerados. Algunos autores sugieren receptores de tipo RAKE y las modificaciones de éste para su funcionamiento con UWB.

1.2.4.1 Receptor *RAKE*

La potencia de la señal recibida en canales con desvanecimiento por multitrayectoria puede ser mejorada utilizando técnicas de diversidad como las implementadas en el receptor RAKE. Los receptores RAKE combinan diferentes componentes de la señal que se ha propagado por multitrayectoria a través del canal, esto puede ser caracterizado como un tipo de diversidad de tiempo. La combinación de diferentes componentes de señal podría incrementar la Relación Señal a Ruido (SNR, Signal to Noise Ratio), lo cual mejora el desempeño del enlace. En la figura 1.14 se muestra el diagrama en bloques del receptor RAKE.

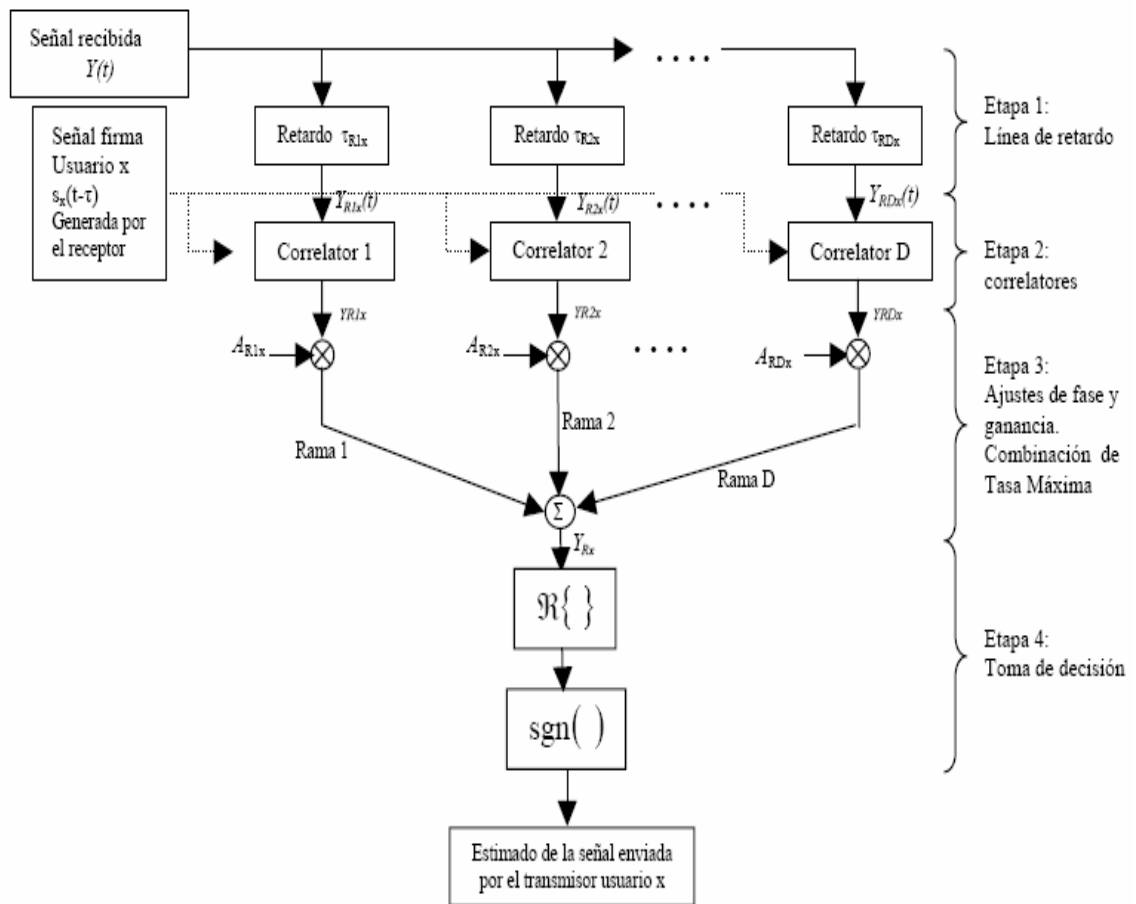


Figura 1.14 Diagrama en bloques del receptor RAKE

Mayor información acerca de este tipo de receptor se encuentra en el documento “Análisis y Simulación de un Receptor Rastrillo y Comparación con el Receptor Óptimo para CDMA” referenciado en la bibliografía de este trabajo de grado.

1.2.4.2 Sensitividad del receptor

Los siguientes datos son tomados de la propuesta para la capa física de la alianza MBOA de septiembre de 2004.

Para una Tasa de Error de Paquete (PER, Packet Error Rate) menor al 8% con una Unidad de Datos de Servicio de la Subcapa Física (PDSU, PHY Sublayer

Service Data Units) de 1024 bytes, la sensibilidad mínima del receptor para las diversas velocidades de datos se muestra en la tabla 1.6.

Tabla 1.6 Sensibilidad mínima del receptor para diferentes velocidades de transmisión de datos.

| Velocidad de transmisión de datos (Mbps) | Sensibilidad mínima ¹⁰ (dBm) |
|--|---|
| 53,3 | -83,6 |
| 80 | -81,6 |
| 110 | -80,5 |
| 160 | -78,6 |
| 200 | -77,2 |
| 320 | -75,5 |
| 400 | -74,2 |
| 480 | -72,6 |

1.2.5 Comparación entre las propuestas para IEEE 802.15.3a.

El grupo de trabajo IEEE 802.15.3a (también llamado “TG3a”), estableció los requerimientos básicos y los criterios de selección de la capa física para una WPAN con UWB y actualmente está discutiendo propuestas de varias compañías, como Intel, Texas Instruments y Motorola. El TG3a estableció metas enfocadas al bajo consumo de energía y bajos costos para asegurar que el estándar para una WPAN con UWB se logre implementar con tecnología de Semiconductor de Oxido Metal Complementario (CMOS, Complementary Metal Oxide Semiconductor). Dichos requerimientos asegurarán que la capa física para las diversas velocidades de transmisión propuestas por el TG3a se pueda integrar fácilmente en dispositivos WPAN que ya tienen capas MAC y de red implementadas con tecnología CMOS.

Desde que el grupo de trabajo IEEE 802.15.3a empezó a proponer UWB como una tecnología aplicable dentro de las WPAN en marzo de 2003, muchas

¹⁰ Valores definidos por la MBOA en MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, [Documento en línea]: http://www.multibandofdm.org/papers/MultiBand_OFDM_Physical_Layer_Proposal_for_IEEE_802.15.3a_Sept_04.pdf

compañías han realizado sus aportes y colaborado para formar coaliciones que apoyen una sola idea para la implementación del estándar. En julio de 2003, Intel y Texas Instruments unificaron sus esfuerzos para proponer que UWB utilizara bandas múltiples y multiplexación OFDM.

Después de la reunión de julio de 2003, El TG3 tiene dos principales inquietudes: (1) la proposición de Texas Instruments para utilizar múltiples bandas multiplexadas en OFDM que utilizan canales de 528 MHz (tres canales principales en bandas bajas y cuatro canales opcionales en bandas superiores) y (2) la propuesta de doble banda con espectro ensanchado de Motorola, en donde hay una banda alta (alrededor de los 5,2 GHz hasta los 5,8 GHz en la banda libre) y una banda baja (de 3,1 GHz hasta un poco antes de los 5,2 GHz) y que utiliza todo el espectro UWB.

Como se muestra en la tabla 1.7, Texas Instruments prefiere un sistema de canales para UWB. En el grupo A hay tres bandas para operaciones estándares. En el grupo C hay cuatro bandas que se utilizarían para uso opcional en áreas en donde haya picoredes simultáneas (esto se utilizaría solo en las regiones más próximas dado que las pérdidas por propagación limitan las señales en estas frecuencias tan altas). Las bandas de los grupos B y D se reservarían para futuras expansiones. Cada banda utilizaría salto en frecuencia (*frequency hopping*) con multiplexación OFDM, lo que permitiría a cada banda de UWB ser dividida en un conjunto de canales ortogonales (con una mayor duración en el periodo de los símbolos). Debido al incremento en la longitud del periodo en los símbolos OFDM, esta modulación puede reducir exitosamente los efectos de la ISI. Sin embargo, su robusta tolerancia a las múltiples trayectorias, afecta la complejidad del transceptor lo que incrementa la necesidad de combatir la ICI y restringe los elementos lineales de los circuitos amplificadores.

Tabla 1.7 Descripción de la propuesta de Texas Instruments para la capa física MultiBanda OFDM.

| Asignación de espectro | |
|---------------------------------------|---|
| Número de bandas | 3 (Primera generación de bandas) 10 bandas opcionales |
| Ancho de banda | 528 MHz. |
| Rango de frecuencias | Grupo A: 3,168 – 4,752 GHz Grupo B: 4,752 – 6,072 GHz. Grupo C: 6,072 – 8,184 GHz. Grupo D: 8,184 – 10,296 GHz |
| Características de modulación | TFI-OFDM , QPSK |
| Método de acceso múltiple. | Intercalación en tiempo frecuencia |
| Picoredes simultáneas | 4 |
| Códigos de corrección de error | Código convolucional |
| Velocidad de código | 11/32 a 110 Mbps, 5/8 a 200 Mbps, 3/4 a 480 Mbps. |
| Margen de enlace | 5,3 dB a 10 m y 110 Mbps 10 dB a 4m y 200 Mbps 11,5 dB a 2m y 480 Mbps |
| Periodo de símbolo | 312,5 ns para cada símbolo OFDM. |

La propuesta de Motorola utiliza una banda dual como se muestra en la tabla 1.8 y emplea pulsos de corta duración para transmitir en cada banda, teniendo un ancho de banda de más de 1 GHz (frecuentemente referido como un pulso de radio). Esta propuesta se beneficia de la ganancia por codificación lograda gracias al uso de DSSS con 24 chips/símbolo. Sin embargo, tiene menos flexibilidad para adaptarse a las regulaciones de países que han limitado el espectro de UWB al autorizado por la FCC.

Tabla 1.8 Descripción de la propuesta de Motorola para la capa física DSSS.

| Asignación de espectro | |
|---------------------------------------|--|
| Ancho de banda | 1,368 GHz, 2,736 GHz. |
| No. de bandas | 2 |
| Rango de frecuencias | 3,2– 5,15 GHz y 5,825 – 10,6 GHz. |
| Características de modulación | BPSK, QPSK, DSSS |
| Método de acceso múltiple | CDMA. |
| Códigos de corrección de error | Código convolucional y Reed Solomon. |
| Margen de enlace | 6,7dB a 10 m y 114 Mbps 11,9 dB a 4m y 200 Mbps 1,7 dB a 2m y 600 Mbps |
| Periodo de símbolo | 731 ps (banda baja) 365,5 ps (banda alta). |

Estas dos propuestas difieren principalmente en su posición en el espectro. La propuesta de Motorola, involucra la utilización de pulsos de poca duración que ocupen una sola banda de varios GHz. La representación de los datos se realiza por medio de Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK, Binary Phase Shift Keying). Además, el soporte para múltiples usuarios se logra utilizando un esquema de salto de tiempo llamado *time hopping*.

La propuesta de la MBOA es un sistema MultiBanda en donde las bandas de frecuencia que van desde los 3,1 a los 10,6 GHz se dividen en varias bandas pequeñas, cada una de las cuales tiene un ancho de banda mayor a 500 MHz. La técnica de salto de frecuencia entre dichas bandas se puede utilizar para facilitar accesos múltiples. Esta propuesta tiene gran flexibilidad para adaptarse a las regulaciones espectrales de diferentes países y evita la transmisión en bandas ocupadas.

1.2.5.1 Comparación de desempeño entre OFDM y DSSS

En presencia de una gran interferencia de banda estrecha, un sistema MultiBanda OFDM abandona la banda que sufre el problema, lo que reduce su eficiencia de banda y capacidad. Un sistema que trabaja con impulsos de radio puede mitigar dichos efectos mediante la ganancia dada por DSSS.

OFDM puede ser visto como varios canales estrechos, paralelos, o como subbandas, en donde cada subbanda se encuentra paralela en el espectro. Esto significa que OFDM no requiere un ecualizador digital en recepción, mientras que el receptor DSSS requiere de un ecualizador receptor RAKE.

El periodo de símbolo mayor en OFDM con respecto a DSSS lo hace menos sensible a los pequeños cambios en el tiempo en el receptor. La resistencia de OFDM a fallos en frecuencias selectivas repercute en interferencia en las portadoras, en subbandas de transmisión y sensibilidad a los rangos dinámicos (requiere mayor potencia y por lo tanto tiene un mayor consumo de baterías).

El Valor Medio Cuadrático (RMS, Root Mean Square) del retardo de propagación en un ambiente *indoor* (~25 ns o menos) es mayor que un pulso DSSS, pero es mucho menor que un pulso OFDM. Por lo tanto, el canal parece plano y desvanecido para la subbanda del pulso OFDM, lo que causa desvanecimiento y dificultades de propagación. Por el contrario, un pulso DSSS aprovecha la multitrayectoria gracias a su alta resolución en tiempo, pero requiere procesamiento de señales para ecualizar los múltiples caminos y mejorar la recepción.

La propuesta de múltiples bandas, tiene gran flexibilidad para coexistir con otras aplicaciones inalámbricas internacionales y para aceptar posibles regulaciones gubernamentales, fuera de Estados Unidos, que reduzcan el espectro de UWB.

Esta comparación entre las dos propuestas existentes para el estándar 802.15.3a se realiza únicamente con propósitos ilustrativos, el presente trabajo de grado se centra en la tecnología de MultiBanda OFDM UWB de la alianza WiMedia (antes MBOA) escogida por las ventajas ya mencionadas en el presente capítulo, en especial por su flexibilidad y por la mayor posibilidad de aceptación por parte de las regulaciones de cada uno de los países donde operará.

2. IMPLEMENTACIÓN DE LA SIMULACIÓN

En este capítulo se presentan los aspectos más relevantes de la implementación en el entorno Simulink® de Matlab® del modelo de simulación de UWB basado en la propuesta para la capa física de Multi-Band OFDM a una velocidad de transferencia de datos de 400 Mbps. Esta implementación se basa en la metodología adaptada y aplicada en el Anexo B de este documento y en el futuro estándar IEEE 802.15.3a. La descripción de los bloques y parámetros principales de la simulación se divide en 5 partes: Subsistema Fuente de Datos, Subsistema Transmisor MB-OFDM UWB, Subsistema Receptor MB-OFDM UWB, Subsistema canal con AWGN y Multitrayectoria y Subsistema Módulos de Visualización, como se muestra en la figura 2.1.

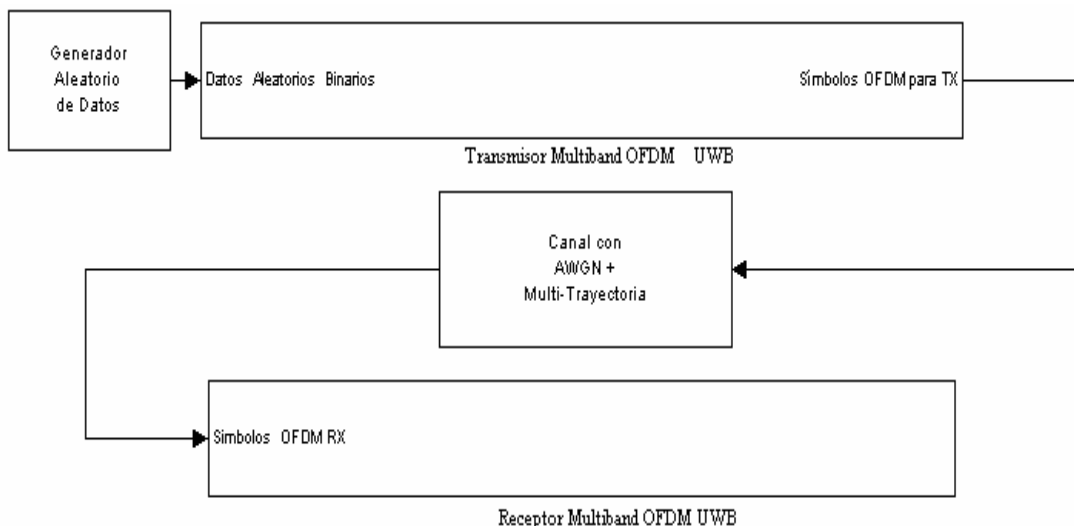


Figura 2.1 Subsistemas que conforman la Simulación MultiBand OFDM UWB

2.1 SUBSISTEMA FUENTE DE DATOS

Para simular la señal de información de usuario que será enviada a través del sistema se utiliza el módulo “Generador Aleatorio de Datos”, el cual aparece en la figura 2.2.



Figura 2.2 Generador aleatorio de datos

Descripción:

La implementación interna de este módulo contiene los siguientes bloques: “Fuente Aleatoria”, “Constante” y “Comparador”; como se puede observar en la figura 2.3.

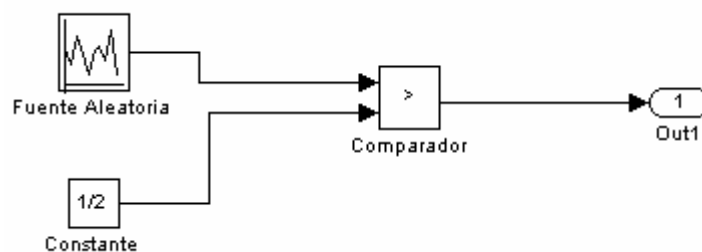


Figura 2.3 Implementación interna del generador aleatorio de datos

Este módulo genera números binarios aleatorios. La fuente aleatoria de datos genera información con valores entre 0 y 1; la constante con valor 0,5 sirve como referencia para el comparador que genera valores binarios 1 para datos mayores de 0,5 y 0 para valores menores a 0,5. De esta manera, se obtiene una fuente binaria aleatoria de datos.

2.1.1 Fuente Aleatoria

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Fuente Aleatoria” (*Random Source*) del Blockset de Procesamiento Digital de Señales (DSP, Digital Signal Processing), el cual aparece en la figura 2.4.



Figura 2.4 Fuente aleatoria

Descripción:

Este bloque genera una trama de M valores a partir de una distribución uniforme o una distribución pseudoaleatoria gaussiana, en donde el valor de M se especifica en el parámetro “Muestras por Trama”.

Parámetros:

- Tipo de fuente (Source type): Es el tipo de la distribución a partir de la cual se generarán los valores aleatorios que puede ser uniforme o gaussiana. Para la simulación se utilizará una distribución uniforme.
- Mínimo (Minimum): Es el valor mínimo de la distribución uniforme. Para la simulación este valor corresponde a 0.
- Máximo (Maximum): Es el Valor máximo de la distribución uniforme. Para la simulación este valor corresponde a 1.
- Repetibilidad (Repeatability): La repetibilidad a la salida del bloque puede ser: no repetible o repetible. En la simulación este parámetro es “no repetible”, es decir que a la salida del bloque la señal no es la misma cada vez que se ejecute la simulación.

- Modo de muestreo (Sample mode): Este puede ser continuo o discreto. En la simulación este parámetro corresponde a discreto.
- Tiempo de muestreo (Sample time): Es el periodo de muestreo de la secuencia aleatoria de salida (El periodo de la trama de salida). En la simulación este parámetro corresponde a $\frac{1}{528MHz} * 0.5$.
- Muestras por trama (Samples per frame): Es el número de muestras (M) en cada trama de salida. En la simulación este parámetro corresponde a “bitsporbloque” y tiene un valor de 125 para obtener 200 después del proceso de perforación (puncture) con una tasa de 5/8.
- Tipo de datos de salida (Output data type): Este puede ser de precisión simple o precisión doble. En la simulación este parámetro corresponde a precisión doble.
- Complejidad de salida (Output complexity): La complejidad a la salida puede ser real o compleja. En la simulación se utiliza complejidad real.

2.1.2 Comparador

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Operador Relacional” (*Relational Operator*) de los bloques básicos de Simulink®, el cual aparece en la figura 2.5.



Figura 2.5 Comparador

Descripción:

El bloque “Operador Relacional” realiza una comparación entre sus dos entradas dependiendo del parámetro operador relacional que tenga asociado. En el caso de la simulación el operador relacional es $>$ (mayor); por lo tanto este bloque genera un valor binario 1 (*True*) si la señal de salida de la fuente aleatoria es mayor que el valor de la constante (cuyo valor es 0,5) y un valor binario 0 (*False*) si la señal de salida de la fuente aleatoria es menor que el valor de la constante (0,5).

Parámetros:

- Operador relacional (Relational Operator): Designa el operador relacional utilizado para comparar las dos entradas. Como ya se mencionó en el caso de la simulación este parámetro corresponde a $>$ (mayor), por lo tanto a la salida del comparador se tendrá un valor de verdadero (*True*) si la primera entrada es mayor que la segunda entrada.
- Permitir la detección de cruce por cero (Enable zero crossing detection): Este parámetro se selecciona para permitir la detección de cruce por cero. En la simulación se encuentra habilitada la detección de cruce por cero.
- Tiempo de muestreo (Sample time): Especifica el intervalo de tiempo entre muestras. En la simulación se utiliza el tiempo de muestreo con el que llega la señal, por lo tanto el valor de este parámetro se configura con un valor de -1.

2.1.3. Constante

Se utiliza el bloque “Constant” de los bloques básicos de Simulink®, el cual aparece en la figura 2.6.

1/2

Figura 2.6 Constante

Descripción:

Este bloque genera un valor constante real o complejo. Además, este valor constante puede estar representado en forma escalar, vectorial o matricial dependiendo de la dimensionalidad del parámetro “valor de la constante”.

Parámetros:

- Valor de la constante (Constant value): Especifica el valor constante salida del bloque. Es posible ingresar cualquier expresión de MATLAB® en este campo, incluyendo valores booleanos (falso o verdadero). En la simulación éste valor corresponde a 1/2.

2.2 SUBSISTEMA TRANSMISOR MULTIBAND OFDM UWB

El Subsistema Transmisor MultiBand OFDM UWB utiliza el módulo “Transmisor MultiBand OFDM UWB” mostrado en la figura 2.7.



Figura 2.7 Transmisor MultiBand OFDM UWB

Descripción:

La implementación interna de este módulo contiene los siguientes módulos: “Codificación e Intercalado”, “Modulación y Ensanchamiento”, “Multiplexación OFDM” y “Filtrado y Tx de Datos” como se puede observar en la figura 2.8.

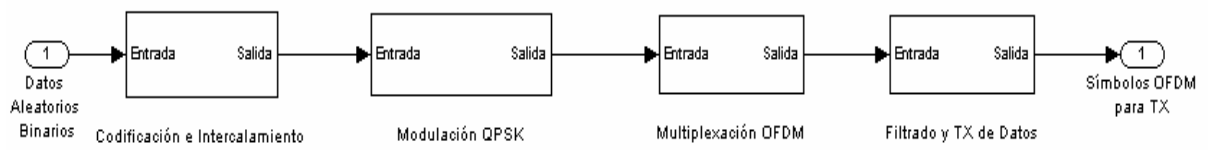


Figura 2.8 Implementación interna del transmisor MultiBand OFDM UWB

2.2.1 Codificación e Intercalado

Para simular la codificación y la intercalación de los datos aleatorios de entrada se utilizan los siguientes bloques: “Codificador Convolutivo”, “Perforación”, “Buffer1”, “Etapa 1”, “Buffer2”, “Etapa 2” y “Etapa 3”, como se muestra en la figura 2.9.

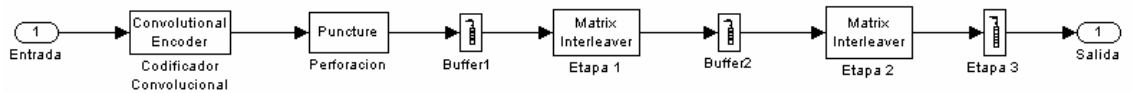


Figura 2.9 Implementación interna del bloque de Codificación e Intercalado

2.2.1.1 Codificador Convolutivo

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Codificador Convolutivo” (*Convolutional Encoder*) del Blockset DSP, el cual aparece en la figura 2.10.

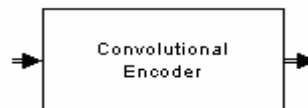


Figura 2.10 Codificador Convolutivo

Descripción:

Este bloque codifica convolucionalmente los datos binarios de entrada. La codificación convolucional es una codificación continua de largas cadenas de bits sin necesidad de agruparlos en bloques, en este tipo de codificación la secuencia de bits codificados depende de los bits previos. La codificación depende de un código convolucional especificado por tres parámetros (n , k , K):

- n es el número de bits de la palabra codificada.
- k es el número de bits de la palabra de datos.
- K es la memoria del código o longitud restringida

La relación de codificación se define en la ecuación 1.

$$R = \frac{k}{n} \quad (1)$$

Un codificador convolucional puede representarse por medio de un diagrama de estados de transición (máquina de estados) ya que tiene memoria finita. Una manera de representar las distintas transiciones y los caminos que estas máquinas de estado describen es mediante una estructura de Trellis. Una descripción de Trellis de un codificador convolucional muestra cómo cada posible entrada al codificador influye en ambas salidas y a la transición de estado del codificador.

Para generar el diagrama de Trellis, se utiliza la función de MATLAB® “poly2trellis” y así, convertir las funciones generadoras en una estructura de Trellis para la codificación.

Parámetros:

- Estructura de trellis (Trellis Structure): Especifica la estructura de Trellis utilizada para la codificación convolucional. Para la simulación se utiliza la función `poly2trellis` con el siguiente formato: `poly2trellis (7, [133 165 171])`. Donde el 7 representa la longitud restringida y el vector [133 165 171] especifica las funciones generadoras en octal con generadores polinómicos, $g_0 = 1338$, $g_1 = 1658$ y $g_2 = 1718$ de acuerdo a la sección 1.4.9 del anexo A de este documento.
- Reset: Este parámetro se utiliza para reiniciar los registros para cada trama de entrada, en la simulación no será utilizado.

2.2.1.2 Perforación

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Puncture*” del Blockset DSP, este aparece en la figura 2.11.

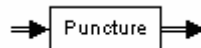


Figura 2.11 Perforación.

Descripción:

Elimina o deja pasar los bits de acuerdo a un patrón de puncture. Elimina los bits de las posiciones marcadas con cero y deja pasar los bits de las posiciones marcadas con uno.

La perforación es un proceso para omitir algunos de los bits codificados en el transmisor (de esa manera se reduce el número de bits transmitidos y se incrementa la velocidad de codificación) e insertando un “falso cero métrico” dentro del decodificador convolucional del lado del receptor en lugar de los bits omitidos.

Parámetros:

- Vector de perforación (Puncture Vector): Vector que especifica las posiciones de los bits que se dejan pasar o se eliminan según el valor binario que contengan. Para la simulación se utiliza el vector [110001110001110] correspondiente a 5/8, según la sección 1.4.9 del anexo A de este documento.

2.2.1.3 Buffer1

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*” del Blockset DSP, este aparece en la figura 2.12.

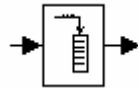


Figura 2.12 Buffer1

Descripción:

Este bloque recibe un flujo de bits y lo adapta en tramas de longitud especificada por el usuario. La primera trama que este bloque envía esta formada por bits en cero. Este bloque recibe el flujo de información codificada después del proceso de perforación a través de un *Buffer1* cuyo tamaño del buffer de salida esta determinado por el número de bits codificados necesarios para realizar la intercalación a través de símbolos OFDM, que en la simulación corresponde a $3 \cdot \text{subp_datos}$.

Donde el parámetro *subp_datos* corresponde al número de subportadoras de datos, que según la tabla 4 del anexo A de este documento tiene un valor de 100.

Parámetros:

- Tamaño del buffer de salida (Output Buffer Size): Parámetro que especifica el tamaño de trama que el buffer entregará. En la simulación éste valor corresponde a $3 \cdot \text{subp_datos}$.

2.2.1.4 Etapa 1

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Matriz Interleaver*” del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset), este aparece en la figura 2.13.

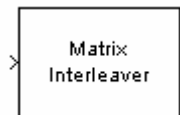


Figura 2.13 Etapa 1

Descripción:

El Bloque “*Matrix Interleaver*” realiza el proceso de intercalación de bits que consiste en una reorganización de los bits de acuerdo a las necesidades de la Tasa de Error de Bits (BER, Bit Error Rate) de una forma determinística y única, llenando una matriz fila por fila con los bits de entrada y luego enviando el contenido de la matriz al puerto de salida columna por columna.

Parámetros:

- Número de filas (Number of rows): Es el número de filas en la matriz que el bloque usa para sus cálculos. En la simulación éste valor corresponde al número de subportadoras de datos que serán transmitidas por símbolo OFDM.
- Número de columnas (Number of columns): Es el número de columnas en la matriz que el bloque usa para sus cálculos. En la simulación éste valor corresponde a 3.

2.2.1.5 Buffer2

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”.

Descripción:

El Bloque “Etapa 1” de intercalación entrega un vector columna al bloque “Buffer2” cuyo tamaño de salida está determinado por el número de bits codificados necesarios para realizar la intercalación de tono intersimbólico que corresponde a $N_{Tint} * 10$, donde $N_{Tint} = N_{CBPS}/10$ y $N_{CBPS} = 100$ (teniendo en cuenta la sección 1.4.10 del anexo A de este documento).

2.2.1.6 Etapa 2

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Matrix Interleaver*”.

Descripción:

El bloque “*Matrix Interleaver*” realiza el proceso de intercalación de tono intersimbólico que consiste en permutar los bits a través de los tonos de datos dentro de un símbolo OFDM para aprovechar la diversidad de frecuencia de tonos y proveer robustez contra las interferencias de banda estrecha. En la simulación este proceso se lleva a cabo llenando una matriz fila por fila con los símbolos de entrada proporcionados por el Buffer2 y luego enviando el contenido de la matriz al puerto de salida columna por columna.

Parámetros:

- Número de filas (Number of rows): En la simulación éste valor corresponde a 10.
- Número de columnas (Number of columns): En la simulación éste valor corresponde a 10.

2.2.1.7 Etapa 3

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”.

Descripción:

El flujo de datos saliente del bloque “Etapa 2” se entrega a un “*Buffer*” el cual realiza el proceso de cambios cíclicos intersimbólicos que consiste en el cambio a un ciclo distinto de cada bloque de N_{CBPS} . El “tamaño del buffer de salida” corresponde al mismo entregado por el proceso de perforación.

2.2.2 Modulación QPSK

Para simular la modulación y ensanchamiento de los datos codificados e intercalados se utilizan los bloques “Modulador QPSK”, “Selector” (*Selector*) y “*Buffer*” como se muestra en la figura 2.14.



Figura 2.14 Implementación interna del módulo Modulador QPSK

2.2.2.1 Modulador QPSK

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*QPSK Modulator BaseBand*” del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset), este aparece en la figura 2.15.

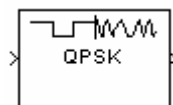


Figura 2.15 Modulador QPSK

Descripción:

El bloque modulador QPSK de la banda base modula utilizando el método de desplazamiento de fase cuaternaria. La salida es una representación de la banda base modulada.

Parámetros:

- Tipo de salida (Output type): Determina si la salida es del tipo entero o bits. En la simulación éste parámetro está establecido como bits.
- Ordenamiento de la constelación (Constellation ordering): Determina como el bloque mapea cada entero en un par de bits de salida y los convierte en números complejos para representar los puntos de la constelación QPSK. En la simulación, la conversión deberá ser presentada de acuerdo al mapeo de la constelación del código Gray, teniendo en cuenta la sección 1.4.11 del anexo A.
- Fase de desplazamiento (Phase offset): En este campo se debe indicar la fase en radianes del punto cero de la constelación de la señal. En la simulación éste parámetro se fija en $\pi/4$.

2.2.3 Multiplexación OFDM

Para simular la multiplexación OFDM de los datos modulados y ensanchados se utilizan los bloques “Almacenamiento”, “Conversión Serie Paralelo”, “Acople de las subportadoras”, “Concatenación”, “Adecuación de Datos para la IFFT”, “Transformada Inversa Rápida de Fourier” “Inserción de las secuencias de sincronización de Paquetes y de Tramas”, “Inserción de Bandas de Relleno y de Guarda” como se muestra en la figura 2.17.

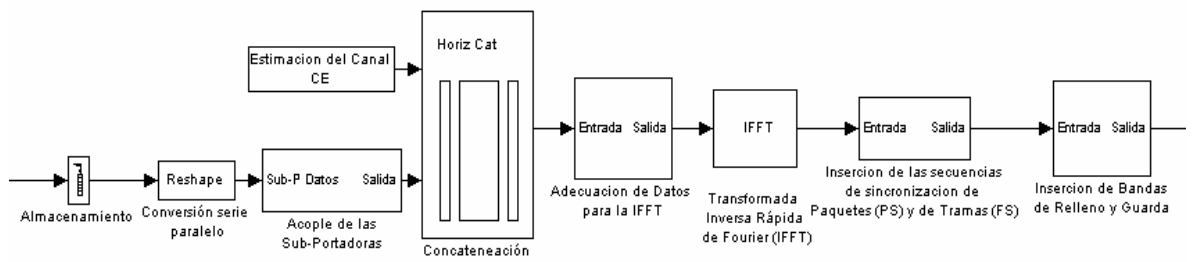


Figura 2.17 Implementación interna del bloque de multiplexación OFDM

Descripción:

Este módulo toma la información que ha sido organizada en parejas de bits después del proceso realizado por el “modulador QPSK” y lo convierte de serial a paralelo por medio del bloque “Conversión Serie Paralelo” para que los datos puedan ser transmitidos en cada símbolo OFDM correctamente.

Además de las subportadoras de datos, para formar los símbolos OFDM es necesario agregar las subportadoras de piloto generadas por el modulo “Sub-Portadoras piloto” y una subportadora DC generada por el modulo “Sub-Portadora DC”, para que el módulo “Selección y Acople de Sub-Portadoras OFDM” se encargue de organizar estas subportadoras según lo mencionado en la sección 1.4.12 del anexo A de este documento (los módulos “Sub-Portadoras Piloto”, “Sub-Portadora DC” y “Selección y Acople de Sub-Portadoras OFDM” se encuentran al interior del módulo “Acople de las Sub-Portadoras”). El grupo de símbolos OFDM generados a partir del módulo “Acople de Sub-Portadoras” se concatenan con los símbolos OFDM de prueba generados por el módulo “Estimación del Canal CE” (El cual hace parte del preámbulo PLCP que se explicó en la sección 1.4.2 del anexo A de este documento) por medio del bloque “Concatenación”. El módulo “Adecuación de Datos para la IFFT” completa el número de subportadoras por símbolo OFDM necesarias para realizar la IFFT (128 subportadoras), proceso mediante el cual el grupo de símbolos OFDM se convierten del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. A los símbolos OFDM en el dominio del tiempo se le agregan las

secuencias de sincronización de paquetes y de tramas para completar el preámbulo PLCP.

Finalmente el módulo “Inserción de Bandas de Relleno y de Guarda” se encarga de añadir el relleno del prefijo cíclico y las bandas de relleno que se utilizan para disminuir algunos requerimientos de transmisión y recepción de los filtros, así como también posibles mejoras en el desempeño de la señal.

La implementación interna está basada en la implementación hecha por Martin Clark de MathWorks.

A continuación se explicaran cada uno de los bloques que componen el bloque “Multiplexación OFDM”.

2.2.3.1 Almacenamiento

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”.

Descripción:

En este Buffer se almacenan un total de 3600 símbolos QPSK que se convertirán en cada una de las subportadoras de datos. Este flujo de información se entrega al bloque “Conversión Serie Paralelo” que se encarga de redimensionar el flujo de entrada y entregar una matriz de dimensión 100x36 en donde la información se encuentra organizada en paralelo.

2.2.3.2 Conversión Serie Paralelo

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Reshape*” del Blockset *Math*. Este aparece en la figura 2.18.



Figura 2.18 Conversión serie paralelo

Descripción:

Este bloque se encarga de reorganizar los datos de entrada que ingresan en serie y formar un bloque en paralelo (matriz de 100x36) para la posterior conformación de los símbolos OFDM. El bloque “*Reshape*” cambia la dimensionalidad de la señal de entrada a la dimensión especificada por el usuario, por medio del parámetro “dimensionalidad de salida”. Por ejemplo este bloque puede ser utilizado para cambiar un vector de N elementos a una señal matricial 1x N o Nx1, y viceversa. Este Bloque es el encargado de generar una matriz del tamaño especificado por el parámetro “Dimensiones de salida” con el fin de pasar el flujo de datos de serie a paralelo.

Parámetros:

- Dimensionalidad de salida (*Output dimensionality*): Especifica la dimensionalidad de la señal de salida, en la simulación este parámetro se fija en *Customize*, para tener una señal de salida con dimensiones especificadas por el usuario utilizando el parámetro “Dimensiones de Salida”. El valor de este parámetro puede ser un vector de uno o dos elementos. Un valor de salida [N], corresponde a un vector de tamaño N, un valor de salida [M N] corresponde a una matriz MxN; el número de elementos de la señal de entrada debe concordar con el número de elementos especificados en el parámetro “Dimensiones de salida”
- Dimensiones de salida (*Output dimensions*): Este parámetro determina la dimensión especificada por el usuario. Esta opción está habilitada solo cuando el usuario selecciona *Customize* como el valor del parámetro dimensionalidad de salida. En la simulación las dimensiones de salida, corresponden a una matriz de 100x36, la cual hace referencia a 36 símbolos OFDM cada uno con 100 subportadoras de datos.

2.2.3.3 Acople de las Subportadoras

Para implementar este proceso se utilizan los bloques “Subportadoras Piloto”, “Subportadora DC” y “Selección y Acople de Subportadoras OFDM” como se muestra en la figura 2.19.

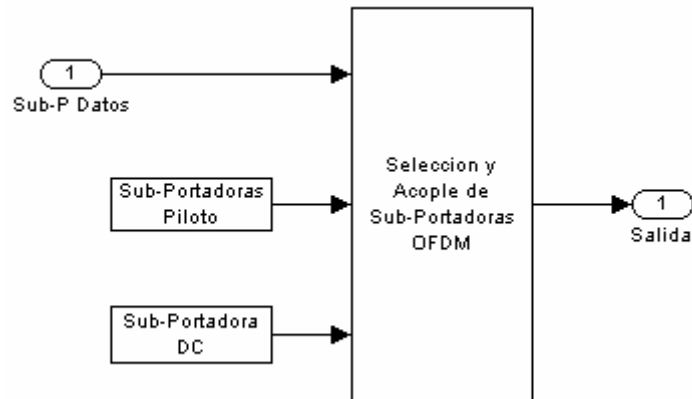


Figura 2.19 Implementación interna del módulo de Acople de las Subportadoras.

2.2.3.3.1 Subportadoras Piloto

Para realizar la generación de las subportadoras piloto se utilizan los bloques “Constante” y “Ganancia” (*Gain*) como se muestra en la figura 2.20.

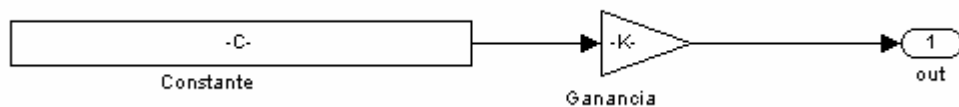


Figura 2.20 Implementación interna del módulo Subportadoras Piloto.

Descripción:

Este módulo se encarga de generar un vector cuyo tamaño corresponde al número símbolos OFDM formados por subportadoras de datos, en cuyas posiciones se encuentra el valor complejo: $-\frac{(1+j)}{\sqrt{2}}$. Este valor complejo no corresponde exactamente a las asignaciones para las subportadoras piloto mencionadas en la sección 1.4.12.1 del anexo A de este documento, sin embargo, es una aproximación para facilitar la inserción de las mismas.

2.2.3.3.1.1 Constante

Descripción:

El bloque “Constante” genera un vector de unos cuya dimensión corresponde al número de símbolos OFDM formados por subportadoras de datos.

Parámetros:

- Valor de la Constante (Constant value): En la simulación éste valor corresponde a un vector de longitud 36 (Símbolos OFDM) en donde cada posición del vector esta ocupada por un 1.

2.2.3.3.1.2 Ganancia

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Gain” del Blockset *Math*. Este aparece en la figura 2.21.

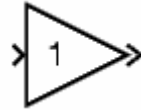


Figura 2.21 Ganancia

Descripción:

El bloque ganancia multiplica la entrada por un valor constante. La entrada y la ganancia pueden ser de tipo escalar, vectorial o matricial.

Parámetros:

- Ganancia (*Gain*): Especifica el valor por el cual debe ser multiplicada la entrada. La ganancia puede ser de tipo escalar, vectorial o matricial. No puede tener un valor booleano. Para la simulación este valor corresponde a $-(1+j)/\sqrt{2}$.
- Multiplicación (*Multiplication*): Especifica el modo de la multiplicación que en el caso de la simulación corresponde a Element-wise ($K*u$), en donde

cada elemento de la entrada es multiplicado por cada elemento de la ganancia.

2.2.3.3.2 Subportadora DC

Para implementar la generación de la subportadora DC se utilizan los Bloques “Constante” y “To Frame”, como se muestra en la figura 2.22.

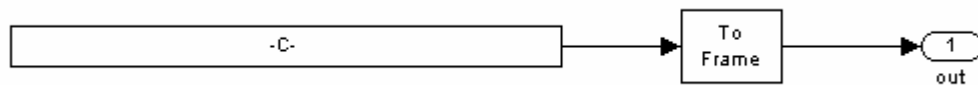


Figura 2.22 Implementación interna del módulo Subportadora DC

Descripción:

Este bloque se encarga de generar un vector fila que corresponde a la subportadora central o subportadora 0 (cero) y que se utiliza para la formación de los símbolos OFDM.

2.2.3.3.2.1 Constante

Se utiliza el bloque “Constant” de los bloques básicos de Simulink®, el cual aparece en la figura 2.23.

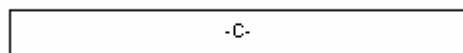


Figura 2.23 Constante

Descripción:

El bloque “Constante” del proceso de generación de subportadoras DC genera un vector en cuyas posiciones se encuentra el valor complejo: $0+0i$ y con una dimensión que corresponde al número de símbolos OFDM formados por subportadoras de datos.

3.2.3.3.2.2 To Frame

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Frame Status Conversión*” del Blockset DSP, como se muestra en la figura 2.24.



Figura 2.24 To frame

Descripción:

El bloque “*Frame Status Conversión*” recibe un flujo de información y establece un estado para la señal de salida el cual puede ser: basado en tramas o basado en muestras. Para la simulación, el estado escogido corresponde a basado en tramas, el cual se establece en el parámetro “señal de salida (*output signal*)”.

2.2.3.3.3 Selección y Acople de Subportadoras OFDM

Para implementar “Selección y Acople de Subportadoras OFDM” se utilizan los bloques “Selector de Subportadoras de Datos”, “Ganancia” y “Unión de todas las Subportadoras” como se muestra en la figura 2.25.

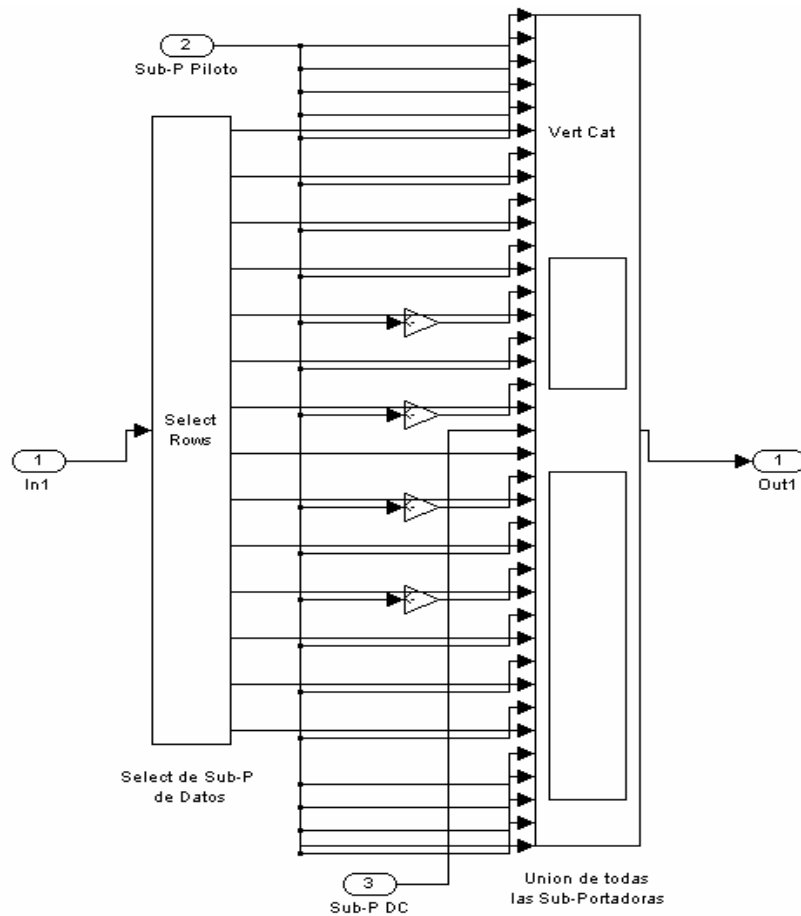


Figura 2.25 Selección y Acople de Subportadoras OFDM

Descripción:

Este módulo se encarga de tomar las señales entregadas por los bloques “Conversión Serie Paralelo”, “Subportadoras Piloto” y “Subportadora DC” y de agruparlas para formar los símbolos OFDM, de tal manera que al final de este proceso haya una matriz en la cual el número de filas representan el número subportadoras y el número de columnas representa el número de símbolos OFDM. Cabe anotar que según la recomendación, para la formación de un símbolo OFDM es necesario agregar 5 subportadoras de guarda a cada extremo del símbolo OFDM. En la simulación, estas subportadoras han sido agregadas a partir del bloque subportadoras piloto ya que según la ecuación 17 del anexo A de este documento su función generadora ($P_{n,k}$) es la misma.

2.2.3.3.1 Selector de Subportadoras de Datos

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Multiport Selector*” del Blockset de DSP, este aparece en la figura 2.26.



Figura 2.26 Selector de Subportadoras de Datos

Descripción:

El Bloque “*Multiport Selector*”, extrae múltiples subconjuntos de filas o de columnas de una matriz de entrada $M \times N$ y genera nuevas submatrices por sus puertos de salida. Las 100 subportadoras de datos generadas por el bloque “*Convertor Serial a Paralelo*” deben ser seleccionadas por el bloque “*Selector de Subportadoras de Datos*” extrayendo subconjuntos de filas y generando submatrices por sus puertos de salida teniendo en cuenta lo establecido por la ecuación 16 del anexo A de este documento.

Parámetros:

- **Seleccionar (Select):** La dimensión de la entrada a seleccionar (filas o columnas). En la simulación se seleccionan filas.
- **Índices de salida (Indices to output):** Es un arreglo especificando el subconjunto de filas o columnas para propagar por cada uno de los puertos de salida del bloque. En la simulación los subconjuntos de filas que se propagarán por el puerto de salida corresponden al siguiente corresponden con a seleccionar en este parámetro se especifican

Teniendo en cuenta la ecuación 16 del anexo A de la siguiente manera:

{1, 2:10, 11:19, 20:28, 29:37, 38:46, 47:50, 51:54, 55:63, 64:72, 73:81, 82:90, 91:99, 100}.

2.2.3.3.2 Unión de todas las Subportadoras

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Matrix Concatenation*” de los bloques básicos de Simulink®, este aparece en la figura 2.26.



Figura 2.27 Unión de todas las Subportadoras

Descripción:

El bloque “*Matrix Concatenation*” concatena matrices de entrada (u_1, u_2, \dots, u_n) a través de filas o columnas. El valor de “n” se determina a partir del parámetro “Numero de Entradas”. En la simulación el proceso de concatenación se realiza a través de filas, esto con el fin de unir todas las subportadoras (datos, piloto, DC).

Parámetros:

- Número de Entradas (Number of inputs): El número de matrices a concatenar. En la simulación este valor corresponde a 37.
- Método de Concatenación (Concatenation method): La dimensión a través de la cual se concatenarán las entradas. En la simulación la concatenación se realiza a través de filas.

2.2.3.4 Estimación del Canal CE

Para implementar este proceso se utilizan los bloques “Constante” y “Normalización” como se muestra en la figura 2.28.

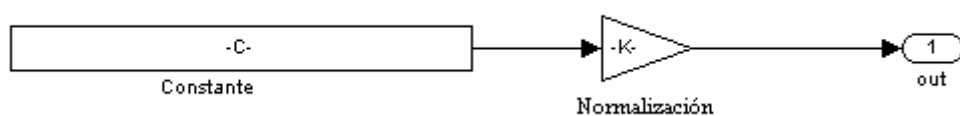


Figura 2.28 Estimación del canal CE

Descripción:

Este proceso genera la secuencia de estimación del canal en el dominio de la frecuencia y será construida sucesivamente a partir de 6 símbolos de prueba OFDM denotados como $\{CE_0, CE_1, \dots, CE_5\}$ para la posterior construcción del preámbulo PLCP.

2.2.3.4.1 Constante

Se utiliza el bloque "Constant" de los bloques básicos de Simulink®, el cual aparece en la figura 2.29.

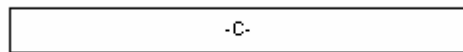


Figura 2.29 Constante

Descripción:

El bloque "Constante" del proceso de estimación del canal, genera una matriz cuya dimensión depende del parámetro de simulación "SecuenciaCE" y "NúmeroCE".

"SecuenciaCE" especifica el número de filas de la matriz y determina las subportadoras necesarias para la generación de la secuencia de estimación del canal a partir de la matriz "CEMatrix" (parámetro de simulación), en la cual se encuentran las asignaciones para cada una de las subportadoras teniendo en cuenta lo establecido por la tabla 8 de la sección 1.4.2 del anexo A de este documento en donde se muestra la asignación de la secuencia de símbolos de prueba OFDM en el dominio de la frecuencia.

"NúmeroCE" especifica el número de columnas de la matriz cuyo valor está relacionado con el número de símbolos OFDM a partir de los cuales se generará la secuencia de estimación del canal.

2.2.3.4.2 Normalización

Para implementar la normalización se utiliza el bloque "Gain"

Descripción:

El bloque “Normalización” multiplica la entrada por el valor $\frac{1}{\sqrt{2}}$, para que el valor de cada subportadora concuerde con lo establecido en la tabla 8 de la sección 1.4.2.

2.2.3.5 Concatenación

Para implementar la concatenación se utiliza el bloque “*Matrix Concatenation*” descrito en 2.2.3.3.2. En este caso, la concatenación se realiza a nivel de columnas, con el fin de agregar los símbolos de prueba OFDM generados por el bloque “Estimación del Canal CE” a los generados por el bloque “Acople de Subportadoras”.

2.2.3.6 Adecuación de Datos para la IFFT

Para implementar “Adecuación de Datos para la IFFT” se utilizan los bloques “Relleno de Ceros para completar los 128 puntos de la FFT/IFFT” y “Reordenamiento” como se muestra en la figura 2.27.

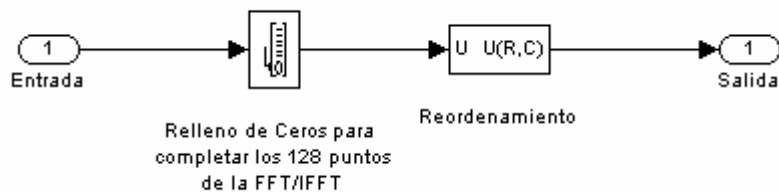


Figura 2.30 Implementación interna del módulo adecuación de datos para la IFFT

2.2.3.6.1 Relleno de ceros para completar los 128 puntos de la FFT/IFFT

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Zero Pad*” del Blockset de DSP. Este aparece en la figura 2.31



Figura 2.31 Relleno de ceros para completar los 128 puntos de la FFT/IFFT

Descripción:

Altera las dimensiones de la matriz de entrada por medio de un relleno de ceros en las filas o en las columnas. En la simulación, este bloque tiene el objetivo de completar el número total de subportadoras que componen cada símbolo OFDM que corresponde a 128 (teniendo en cuenta lo mencionado en la introducción del anexo A de este documento).

Parámetros:

- Insertar Relleno en (Pad signal at): La matriz de entrada puede ser rellenada desde el comienzo de las filas y/o columnas o al final de las filas y/o columnas. En la simulación el relleno se realiza al final.
- Relleno a lo Largo de (Pad along): Determina si el relleno se realiza a lo largo de las filas, a lo largo de las columnas o a lo largo de las filas y las columnas. En la simulación el relleno se realiza a lo largo de las columnas.
- Número de Filas de Salida (Number of output rows): En la simulación este parámetro se selecciona como “especificado por el usuario”.
- Numero de filas de salida especificadas (Specified number of output rows): Determina el número de filas de salida de la matriz. En la simulación el número de filas de salida corresponde al parámetro de simulación “puntosFFT” (128).

2.2.3.6.2 Reordenamiento

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Selector*” de los bloques básicos de Simulink®.

Descripción:

Las filas 1 hasta 62 se intercambian con las filas 62 hasta 128. En la simulación las subportadoras 1 hasta 62 se intercambian con las subportadoras 62 hasta 128.

2.2.3.7 Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT)

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*IFFT*” del Blockset de DSP. Este aparece en la figura 2.32



Figura 2.32 Transformada inversa rápida de fourier (IFFT)

El Bloque “*IFFT*” calcula la transformada inversa rápida de fourier de cada canal de una matriz $M \times N$. En la simulación este Bloque se incluye teniendo en cuenta el proceso para generar señales OFDM (descrito en la sección 1.2.1.3.3) en donde se hace necesaria una conversión del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.

2.2.3.8 Inserción de las secuencias de Sincronización de Paquetes (PS) y de Tramas (FS)

Para implementar “Inserción de las secuencias de Sincronización de Paquetes (PS) y de Tramas (FS)” se utilizan los bloques “PS”, “FS”, “Concatenación Horizontal” y “Ganancia” como se muestra en la figura 2.30.

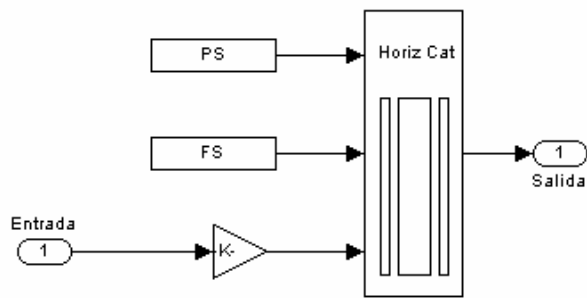


Figura 2.33. Implementación interna del módulo Adecuación de Datos para la IFFT

2.2.3.8.1 PS

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Secuencia de Sincronización de Paquete” como se muestra en la figura 2.34.

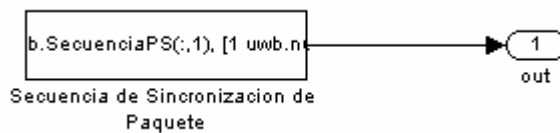


Figura 2.34 Secuencia PS

Descripción:

Este proceso genera la secuencia de sincronización de paquetes en el dominio del tiempo que se construye teniendo en cuenta la sección 1.4.2 del anexo A de este documento.

2.2.3.8.1.1 Secuencia de Sincronización de Paquete

Se utiliza el bloque “Constant” de los bloques básicos de Simulink®, el cual aparece en la figura 2.34.

Descripción:

El bloque “Secuencia de Sincronización de Paquete” del “PS” genera una matriz cuya dimensión depende del parámetro de simulación “SecuenciaPS” y “NúmeroPS”.

“SecuenciaPS” especifica el número de filas de la matriz y determina las subportadoras necesarias para la generación de la secuencia de sincronización de paquetes en el dominio del tiempo a partir de la matriz “Matriz_PS” (parámetro de simulación).

En la “Matriz_PS” se encuentran las asignaciones para cada una de las subportadoras teniendo en cuenta lo establecido por la tabla 5 de la sección 1.4.2 del anexo A de esta documento, en donde se muestra la asignación de la secuencia de símbolos de prueba OFDM en el dominio de la frecuencia.

“NúmeroPS” especifica el número de columnas de la matriz cuyo valor esta relacionado con el número de símbolos OFDM a partir de los cuales se generará la secuencia sincronización de paquetes.

2.2.3.8.2 FS

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Secuencia de Sincronización de Trama” como se muestra en la figura 2.32.

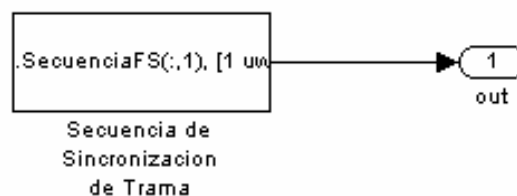


Figura 2.35 Secuencia FS

Descripción:

Este proceso genera la secuencia de sincronización de tramas en el dominio del tiempo y será construida teniendo en cuenta la sección 1.4.2 del anexo A de este documento.

2.2.3.8.1.1 Secuencia de Sincronización de Trama

Se utiliza el bloque “Constant” de los bloques básicos de Simulink®, el cual aparece en la figura 2.35.

Descripción:

El bloque “Secuencia de Sincronización de Trama” del “FS” genera una matriz cuya dimensión depende del parámetro de simulación “SecuenciaFS” y “NúmeroFS”.

“SecuenciaFS” especifica el número de filas de la matriz y determina las subportadoras necesarias para la generación de la secuencia de sincronización de tramas en el dominio del tiempo a partir de la matriz “Matriz_PS” (parámetro de simulación).

En la “Matriz_PS” se encuentran las asignaciones para cada una de las subportadoras teniendo en cuenta lo establecido por la tabla 2.5 de la sección 2.3.2 en donde se muestra la asignación de la secuencia de símbolos de prueba OFDM en el dominio de la frecuencia.

“NúmeroFS” especifica el número de columnas de la matriz cuyo valor esta relacionado con el número de símbolos OFDM a partir de los cuales se generará la secuencia sincronización de tramas.

2.2.3.8.2 Ganancia

Descripción:

Este proceso multiplica los datos de entrada por el factor

$$\sqrt{\frac{PuntosFFT * PuntosFFT}{subp_total}}$$

2.2.3.8.3 Concatenación Horizontal

Para implementar la concatenación se utiliza el bloque “*Matrix Concatenation*” descrito en 2.2.3.3.3.2.

En este caso, la concatenación se realiza a nivel de columnas, con el fin de agregar los símbolos OFDM generados por los bloques encargados de la secuencia de Sincronización de Paquetes “PS” y de la secuencia de Sincronización de Tramas “FS” a los insertados por el bloque “Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT)”.

2.2.3.9 Inserción de Bandas de Relleno y Guarda

Para implementar “Inserción de Bandas de Relleno y Guarda” se utilizan los bloques “Inserción de Subportadoras de relleno”, “Extracción”, “Buffer” e “Inserción de las Subportadoras de Guarda” como se muestra en la figura 2.36.

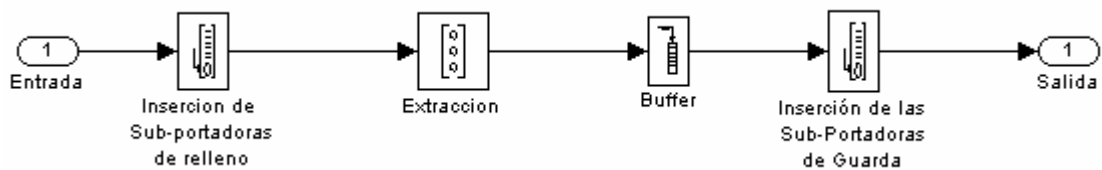


Figura 2.36 Implementación interna del módulo Inserción de Bandas de Relleno y Guarda

2.2.3.9.1 Inserción de las Subportadoras de Relleno

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Zero Pad”.

Descripción:

En la simulación, este bloque tiene el objetivo de agregar un total de 32 subportadoras a cada símbolo OFDM que corresponden al prefijo cíclico teniendo en cuenta la sección 1.4.14 del anexo A de este documento.

2.2.3.9.2 Extracción

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Reshape”. Como se muestra en la figura 2.37.



Figura 2.37 Extracción

Descripción:

Los símbolos OFDM agrupados en una matriz de 160x51(51 símbolos OFDM formado por 160 subportadoras), son reorganizados por el bloque “Extracción”, en un vector columna de dimensiones 8160x1.

2.2.3.9.3 Buffer

Descripción:

Este proceso se encarga de separar los símbolos OFDM uno a uno, generando un vector columna de dimensiones 160×1 (1 símbolo OFDM formado por 160 subportadoras), para realizar la posterior inserción de las subportadoras de guarda a cada uno de los símbolos OFDM.

2.2.3.9.4 Inserción de Subportadoras de Guarda

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Zero Pad”.

Descripción:

En la simulación, este bloque tiene el objetivo de agregar un total de 5 subportadoras de guarda a cada símbolo OFDM teniendo en cuenta la sección 1.4.14 del anexo A de este documento.

2.2.4 Filtrado y TX de Datos

Para implementar “Filtrado y TX de Datos” se utilizan los bloques “Inserción de Ceros para TX”, “Filtro de TX” y “Ganancia” como se muestra en la figura 2.38.

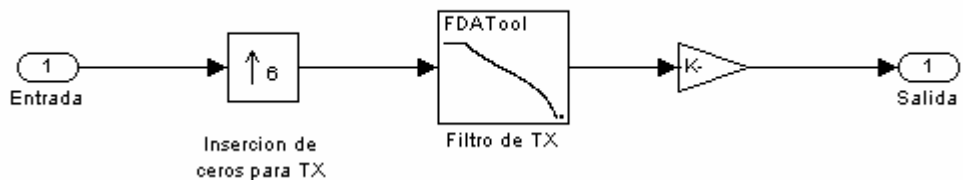


Figura 2.38 Implementación interna del módulo filtrado y TX de datos

2.2.4.1 Inserción de ceros para TX

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Upsample*” del Blockset DSP, el cual aparece en la figura 2.39



Figura 2.39 Inserción de ceros para TX

Descripción:

El Bloque “*Upsample*” remuestrea cada canal de una entrada $M \times N$ a una tasa L veces mas alta que la tasa de muestreo de entrada, insertando $L-1$ ceros entre muestras consecutivas. En la simulación, este bloque tiene el objetivo de insertar 5 ceros consecutivos entre cada subportadora OFDM con el fin de insertar el Código de Tiempo-Frecuencia (TFC) repitiendo los símbolos OFDM 6 veces.

Parámetros:

- Factor de upsample (Upsample factor): Corresponde a un valor entero L que incrementara la tasa de muestreo de entrada. En la simulación este valor corresponde a 6 teniendo en cuenta el TFC utilizado.
- Muestra de desplazamiento (Sample offset): La Muestra offset retarda las muestras de salida un número de periodos D , el cual es un entero en el rango de $[0, L-1]$. En la simulación no se retardan las muestras de salida por lo tanto este valor permanece en 0.
- Condiciones iniciales (Initial condition): Corresponde a un valor de inicialización del bloque. En la simulación no se establecerán condiciones iniciales.

2.2.4.2 Filtro de TX

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Filter Design Toolbox” del Blockset DSP, el cual aparece en la figura 2.40



Figura 2.40 Filtro de TX

Descripción:

El filtrado digital consiste en la realización interna de un procesamiento de datos de entrada. El valor de la muestra de la entrada actual y algunas muestras anteriores (que previamente habían sido almacenadas) son multiplicadas por unos coeficientes definidos. También podría tomar valores de la salida en instantes pasados y multiplicarlos por otros coeficientes. Finalmente todos los resultados de todas estas multiplicaciones son sumados, dando una salida para el instante actual.

En un filtro pasabajas las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte podrán atravesar el dispositivo casi sin cambios en su magnitud o fase, mientras que las frecuencias por encima de la frecuencia de corte difícilmente podrán atravesar el dispositivo pues son altamente atenuadas en su magnitud.

En la simulación, se utiliza un filtro pasa bajas cuya frecuencia de corte corresponde a $528\text{MHz}/2$ y cuya frecuencia de muestreo, corresponde a $(528\text{MHz}) * 6$.

2.2.4.3 Ganancia

Descripción:

Este proceso multiplica los datos de entrada por el factor $\sqrt{6}$.

2.3 CANAL CON AWGN Y MULTITRAYECTORIA

Para implementar “Canal con AWGN y Multitrayectoria” se utilizan los bloques “Es/No”, “Canal con Ruido Blanco Gaussiano” y “Desvanecimiento Rayleigh por Multitrayectoria”. Como se muestra en la figura 2.41.

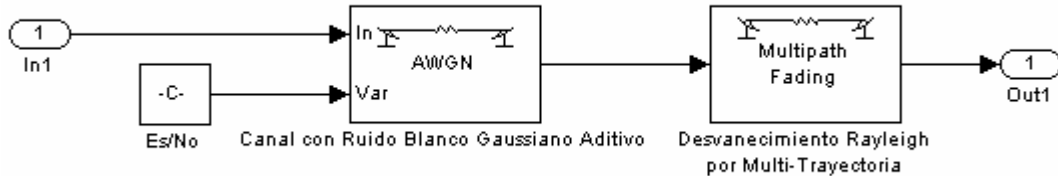


Figura 2.41 Implementación interna del módulo canal con AWGN y multitrayectoria

Descripción:

El canal de TX utilizado en este modelo es un canal con ruido blanco de tipo Gaussiano aditivo y con un desvanecimiento tipo Rayleigh por multitrayectoria. El valor de Es/No puede variarse para observar el comportamiento de la BER y los cambios en el espectro de los datos transmitidos.

2.3.1 Es/No

Para asignar un valor al parámetro Es/No se utiliza el bloque “Constant”. El cual aparece en la figura 2.42.



Figura 2.42 Constante Es/No

Descripción:

Se implementa mediante un valor constante en dB que puede ser modificado por el usuario y corresponde a la relación energía de símbolo densidad de potencia de ruido Es/No, este parámetro será utilizado por el bloque de ruido

blanco de tipo Gaussiano aditivo para determinar la relación de potencia de los símbolos OFDM a los que les será añadido el ruido.

Parámetros:

- Valor de la constante (*Constant Value*): Este parámetro corresponde valor de la E_s/N_0 en dB introducida por el usuario que se utiliza como variable del bloque “Canal con Ruido Blanco Gaussiano Aditivo”.

2.3.2 Canal con Ruido Blanco Gaussiano Aditivo

Para implementar “Canal con Ruido Blanco Gaussiano Aditivo” se utiliza el bloque “AWGN Channel” del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset). El cual aparece en la figura 2.43.

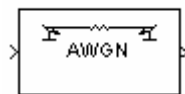


Figura 2.43 Canal con Ruido Blanco Gaussiano Aditivo

Descripción:

El módulo “AWGN Channel” agrega ruido blanco Gaussiano a una señal de entrada real o compleja. Cuando la señal de entrada es real, éste bloque agrega ruido real Gaussiano y produce una señal real de salida. Si la señal de entrada es una señal compleja, éste bloque agrega ruido complejo Gaussiano a la señal de salida.

Éste módulo utiliza el bloque “Random Source” del Blockset DSP, para la generación del ruido. El parámetro “semilla inicial” (*Initial seed*) inicializa el generador de ruido.

Parámetros:

- Semilla inicial (*Initial seed*): La semilla para el generador de ruido Gaussiano.
- Modo (*Mode*): Hace referencia a la manera en que se especifica la variación del ruido que puede ser: relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0), relación energía de símbolo a densidad de potencia de ruido (E_s/N_0), relación señal a ruido (SNR) y variación de la máscara o variación del puerto.

2.3.3 Desvanecimiento Rayleigh por Multitrayectoria

Para implementar “Desvanecimiento Rayleigh por Multitrayectoria” se utiliza el bloque “Multipath Rayleigh Fading Channel” del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset). El cual aparece en la figura 2.44

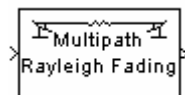


Figura 2.44 Desvanecimiento Rayleigh por Multitrayectoria

Descripción:

El bloque “Multipath Rayleigh Fading Channel” genera un desvanecimiento Rayleigh por multitrayectoria de canal de propagación en banda base. Éste bloque es muy utilizado para modelar sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas.

Éste bloque acepta sólo señales complejas basadas en tramas a su entrada. Para trabajar con entradas basadas en muestras es necesario utilizar el bloque “Frame conversión” del Blockset DSP, para transformar la señal.

El movimiento relativo del receptor tradicional causa efecto Doppler en la frecuencia la señal. La densidad espectral de potencia determina el espectro del proceso Rayleigh.

Cuando un canal refleja señales hacia múltiples lugares, la señal es transmitida al receptor a través de múltiples caminos cada uno de longitud diferente y por lo tanto se producen diferentes retardos de tiempo. El desvanecimiento ocurre cuando las señales que viajan por diferentes caminos se interfieren entre si.

Parámetros:

- Efecto Doppler máximo (Hz) (*Maximum Doppler Shift*): Es un escalar positivo que indica el máximo efecto Doppler. En la simulación este parámetro tiene un valor de 200 Hz.
- Vector de retardo (*Delay vector (s)*): Vector que especifica el retardo de propagación para cada trayectoria. En la simulación este parámetro corresponde a un vector desde 0 hasta la mitad del periodo dividido entre el total de símbolos OFDM por el total de subportadoras transmitidas así:

$$[0: (\text{Periodo} * 0.5) / (\text{TotsimbOFDM} * \text{FFTtot})]$$

Donde “Periodo” corresponde a la duración de los bits generados, “TotsimbOFDM” es el número total de símbolos OFDM y “FFTtot” es el número total de subportadoras transmitidas.

- Vector de Ganancia (dB) (*Gain vector*): Es un vector que especifica la ganancia para cada trayecto. En la simulación este parámetro corresponde a la mitad del periodo dividido entre el total de símbolos

OFDM por el total de subportadoras transmitidas
 $(\text{Periodo} * 0.5) / (\text{TotsimbOFDM} * \text{FFTtot})$

- Semilla Inicial (*Initial seed*): Es la semilla escalar para el generador de ruido Gaussiano.

2.4 RECEPTOR MULTIBAND OFDM UWB

El subsistema Receptor MultiBand OFDM UWB utiliza el módulo “Receptor MultiBand OFDM UWB” mostrado en la figura 2.45.



Figura 2.45 Receptor MultiBand OFDM UWB

Descripción:

La implementación interna de este módulo contiene los módulos “Rx y Filtrado de Datos”, “Demultiplexación OFDM”, “Demodulación” y “Desintercalado y Decodificación” como se puede observar en la figura 2.46. La implementación interna está basada en la implementación hecha por Martin Clark de MathWorks

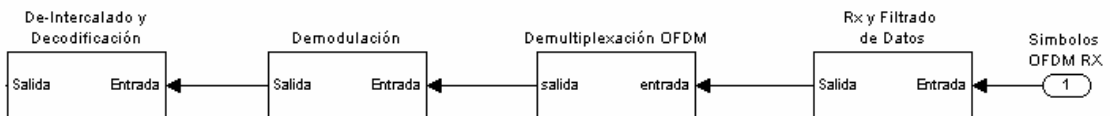


Figura 2.46 Implementación interna del Receptor MultiBand OFDM UWB

2.4.1 Rx y Filtrado de Datos

Para implementar “Rx y Filtrado de Datos” se utilizan los bloques “Filtro de RX”, “Remoción de ceros de TX”, “Compensación del retardo de filtrado” y “Ganancia” como se muestra en la figura 2.47.

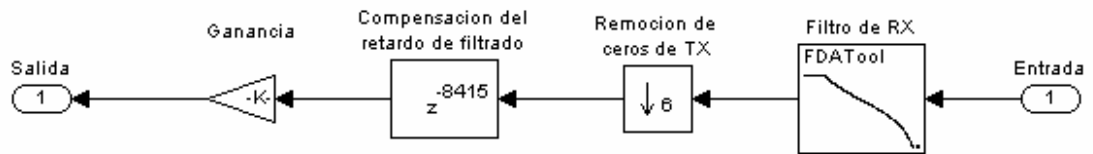


Figura 2.47 Implementación interna del módulo RX y Filtrado de Datos

2.4.1.1 Filtro de RX

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Filter Design Toolbox” del Blockset DSP, el cual aparece en la figura 2.48

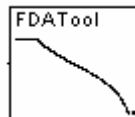


Figura 2.48 Filtro de RX

Descripción:

El Filtro utilizado es digital y pasabajas cuya frecuencia de corte corresponde a $528\text{MHz}/2$ y con frecuencia de muestreo de $(528\text{MHz}) * 6$.

2.4.1.2 Remoción de ceros de TX

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Upsample*” del Blockset DSP. El cual aparece en la figura 2.49



Figura 2.49 Remoción de ceros de TX

Descripción:

En la simulación, este bloque tiene el objetivo de remover los cinco 5 ceros consecutivos entre cada símbolo OFDM agregados en el proceso de “Inserción de Ceros para TX” y de esta manera remover el TFC de longitud 6 mencionado en la sección 1.2.2.2 de este documento.

2.4.1.3 Compensación del retardo de filtrado

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Delay*” del Blockset DSP. El cual aparece en la figura 2.50

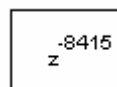


Figura 2.50 Compensación del retardo de filtrado

Descripción:

Este bloque aplica un retardo a una entrada de tiempo discreto dado por el número de tramas o muestras especificado en las “Unidades de Retardo” y los “Parámetros de Retardo”. El valor de retardo debe ser un entero con un valor mayor o igual a cero. También, cuando se ingresa un valor de cero para el parámetro de retardo, cualquier condición inicial que se haya establecido no tendrá efecto en la salida. En la simulación, este proceso se encarga de compensar el retardo generado por los filtros de transmisión y recepción por los cuales ha pasado la señal.

Parámetros:

- Unidades de Retardo (Delay units): Puede escogerse el retardo por un número específico de tramas o por un número específico de muestras, sin importar si la entrada es basada en muestras o tramas. Para la simulación las unidades de retardo corresponden a muestras.
- Retardo (muestras/tramas) (Delay (samples)/Delay (frames)): Permite especificar el número de intervalos de muestreo o el número de tramas que se retardará cada uno de los canales de entrada. En la simulación, el retardo se realiza a través de intervalos de muestreo y específicamente en un intervalo de muestreo correspondiente a “TotsimbOFDM*(FFTtot + Perguarda)”= 8415, este valor corresponde al número total de Símbolos OFDM por el número total de subportadoras.
- Condiciones Iniciales (Initial conditions): permite ingresar un número, vector, matriz o arreglo de celdas para el valor de las condiciones iniciales que se desean establecer para cada canal de entrada. En la simulación no se establecen condiciones iniciales.
- Reinicializar Puerto (Reset port): Aquí se determina el evento que causa que el bloque reinicie el retardo. En la simulación no se reinicia el retardo.

2.4.1.4 Ganancia

Descripción: Este proceso multiplica los datos de entrada por el factor $\sqrt{6}$.

2.4.2 Demultiplexación OFDM

Para la demultiplexación de los de los símbolos OFDM se utilizan los bloques “Remoción Prefijo Cíclico, Bandas de Guarda, FS y PS”, “Transformada Rápida

de Fourier (FFT)”, “Estimación y Compensación del Canal” y “Remoción de Subportadoras Piloto” como se muestra en la figura 2.51.

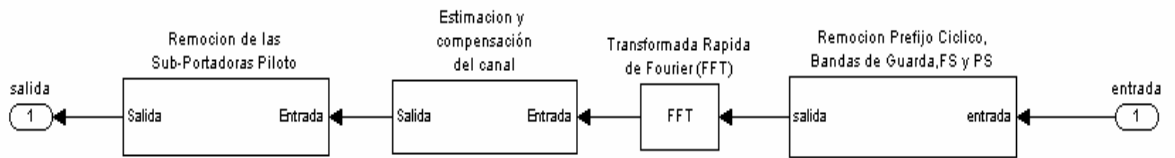


Figura 2.51 Implementación interna del bloque de multiplexación OFDM

Descripción:

Este módulo se encarga de realizar el proceso inverso al realizado por la multiplexación OFDM, removiendo las subportadoras de relleno, las subportadoras de guarda, subportadoras piloto, secuencias de sincronización de paquetes, secuencias de sincronización de tramas, secuencia de estimación del canal y también de llevar los símbolos OFDM del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

2.4.2.1 Remoción prefijo cíclico, bandas de guarda, FS y PS

Para implementar “Remoción Prefijo Cíclico, Bandas de Guarda, FS y PS” se utilizan los bloques “Remoción del Periodo de Guarda”, “Selección del Prefijo Cíclico”, “Relleno con Ceros”, “Suma”, “Remoción del Prefijo Cíclico”, “Buffer”, “Reconstrucción del símbolo OFDM con subportadoras de Datos FS y PS” y “Remoción del FS y PS” como se muestra en la figura 2.52.

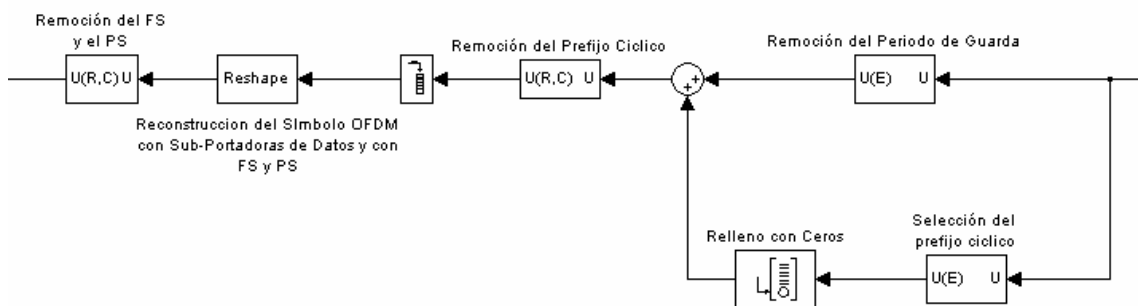


Figura 2.52 Implementación interna del bloque remoción prefijo cíclico, bandas de guarda, FS y PS

2.4.2.1.1 Remoción del Periodo de Guarda

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Selector*”.

Descripción:

El parámetro elementos (el cual define los elementos que serán incluidos en el vector de salida) del bloque “*Selector*”, esta determinado por el vector (1:FFTtot). Teniendo en cuenta que $FFT_{tot} = \text{puntosFFT} + \text{prefijociclico} = 160$; donde “puntosFFT”=128 y “prefijociclico”=32, Se esta removiendo el periodo de guarda que constituye un total de 5 subportadoras.

2.4.2.1.2 Selección del Prefijo Cíclico

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Selector*”.

Descripción:

El parámetro elementos (el cual define los elementos que serán incluidos en el vector de salida) del bloque “*Selector*”, esta determinado por el vector (puntosFFT+1:FFTtot), es decir, este vector selecciona los elementos desde la posición 128 hasta 160 que corresponden a las 32 subportadoras de relleno que constituyen el prefijo cíclico.

2.4.2.1.3 Relleno con Ceros

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Zero Pad*”.

Descripción:

Al vector de 32 subportadoras entregado por el proceso “Selección del Prefijo Cíclico”, se le agrega un relleno de ceros desde la posición 32 hasta el final y a lo largo de las columnas. Por lo tanto, se tiene a la salida un vector de 160 elementos en donde los primeros 32 elementos corresponden a las subportadoras y los 128 restantes son ceros.

2.4.2.1.4 Suma

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Sum*”.

Descripción:

El Bloque “*Sum*” realiza la adición o sustracción de sus entradas. Este bloque puede adicionar o sustraer entradas de tipo escalar, vectorial o matricial. En la simulación este bloque se encarga de sumar los vectores generados por el proceso “Relleno con Ceros” y “Remoción del Periodo de Guarda”. Por lo tanto como resultado de la suma tendremos un vector de 160 elementos en donde los únicos valores intactos son los correspondientes a los puntosFFT que corresponde a 128 subportadoras.

Parámetros:

Forma del Icono (*Icon shape*): Designa la forma del icono del bloque; esta puede ser circular o rectangular. Para la simulación la forma del icono es circular.

Lista de signos (*List of signs*): El número de caracteres mas (+) y menos (-) depende del número de entradas. En la simulación se ingresan dos mas (+).

2.4.2.1.5 Remoción del Prefijo Cíclico

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Selector*”.

Descripción:

El parámetro elementos (donde se definen los elementos que serán incluidos en el vector de salida) del bloque “*Selector*”, se encuentra determinado por el vector (1: puntosFFT). Teniendo en cuenta que “puntosFFT” =128; se esta removiendo el Prefijo Cíclico que constituye un total de 32 subportadoras.

2.4.2.1.6 Buffer

Descripción:

Este proceso agrupa subportadoras en un vector columna, cuyas dimensiones corresponden a $\text{puntosFFT} \cdot \text{TotsimbOFDM}$, donde "TotsimbOFDM" corresponde al total de símbolos OFDM (51).

2.4.2.1.7 Reconstrucción del símbolo OFDM con Subportadoras de Datos FS y PS

Para implementar este proceso se utiliza el bloque "*Reshape*".

Descripción:

Este proceso reorganiza el vector columna generado por el Buffer en una matriz cuyas dimensiones son [128x51]. Es decir, 51 símbolos OFDM formados por 128 subportadoras.

2.4.2.1.8 Remoción del FS y PS

Para implementar este proceso se utiliza el bloque "*Selector*".

Descripción:

Este bloque se encarga de remover las secuencias de sincronización de paquetes y de tramas, a partir de un selector tipo matriz en donde se seleccionan todas las filas hacia el puerto de salida y en las columnas la selección está determinada por el vector $[(\text{númeroPS} + \text{númeroFS} + 1):\text{TotsimbOFDM}]$, donde "númeroPS" y "númeroFS" son el número de símbolos de prueba OFDM para formar las secuencias de sincronización de paquetes y de tramas respectivamente (3 y 6).

De esta manera en el puerto de salida se tendrán el total de símbolos OFDM, exceptuando los símbolos de prueba OFDM correspondientes a las secuencias de sincronización de paquetes y de tramas.

2.4.2.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*FFT*” del Blockset DSP. El cual aparece en la figura 2.53.



Figura 2.53. Transformada Rápida de Fourier (FFT)

Descripción:

El Bloque “*FFT*” calcula la transformada rápida de fourier de cada canal de una matriz $M \times N$. En la simulación este bloque se incluye teniendo en cuenta el proceso para la recepción de señales OFDM (descrito en la sección 1.2.1.3.3) en donde se hace necesaria una conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

2.4.2.3 Estimación y Compensación del Canal

Para implementar “Estimación y compensación del canal” se utilizan los bloques “Estimación del canal CE”, “Remoción de Sub-P DC”, “Conjugada”, “Ganancia” “Remoción del Relleno de la FFT”, “Separación de los datos de la secuencia CE”, “Producto”, “Reshape”, “Separador de señal compleja en real e imaginaria”, “Abs” “Row Sum”, “Comparador de señales” como se muestra en la figura 2.54.

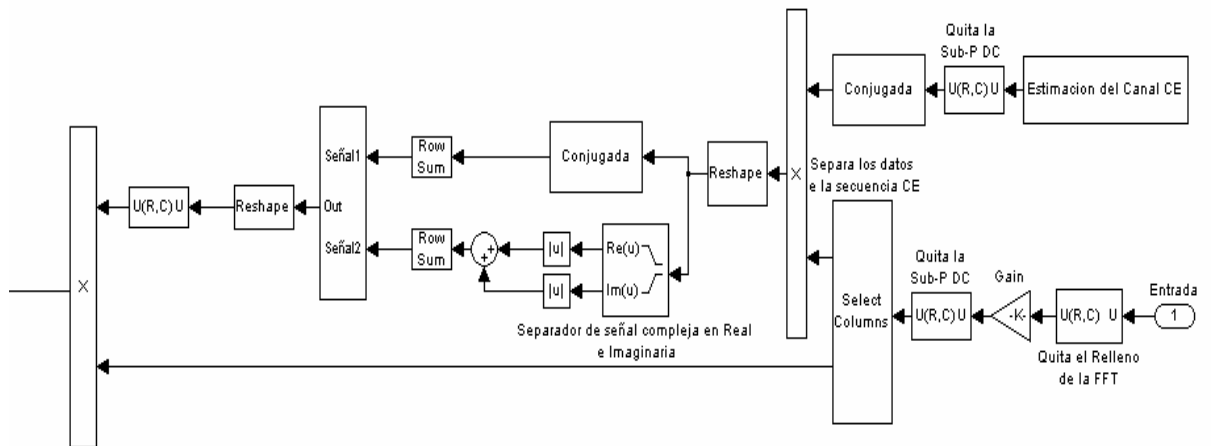


Figura 2.54 Implementación Interna del módulo Estimación y Compensación del Canal

2.4.2.3.1 Estimación del canal CE

Descripción:

Este módulo tiene la misma funcionalidad del ya explicado en la sección 2.2.3.4.

2.4.2.3.2 Remoción de Sub-P DC

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Selector”.

Descripción:

Este bloque se encarga de remover las secuencias de sincronización de paquetes y de tramas, a partir de un selector tipo matriz que selecciona las filas determinadas por el vector: (1:61 63:123) y todas las columnas de entrada.

De esta manera en el puerto de salida que corresponde a las filas, no estará incluida la fila de posición 62 que corresponde a la subportadora DC.

2.4.2.3.3 Conjugada

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Transpose*” del DSP, como se muestra en la figura 2.55.

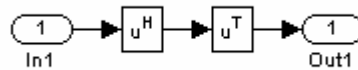


Figura 2.55 Implementación interna del bloque conjugada

Descripción:

A la matriz de entrada, al pasar por el primer bloque “*Transpose*” se le aplica la operación transpuesta conjugada. Luego, para volver a obtener las dimensiones iniciales de la matriz, se utiliza un segundo bloque “*Transpose*” sin realizar el complejo conjugado.

2.4.2.3.3.1 Transpose

Descripción:

El Bloque “*Transpose*” transpone una matriz de entrada de $M \times N$ a un tamaño $N \times M$. Cuando se selecciona la opción “*Hermitian*”, a la matriz transpuesta se le aplica el complejo conjugado. Este aparece en la figura 2.56

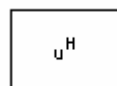


Figura 2.56 Transpose

Parámetros:

Hermitian: Cuando se selecciona implica realizar el complejo conjugado a la matriz transpuesta.

2.4.2.3.4 Remoción del Relleno de la FFT

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Selector*”.

Descripción:

Este bloque se encarga de remover las 5 subportadoras de relleno agregadas por el módulo “Adecuación de Datos para la IFFT” que fue explicado en la sección 2.2.3.6, a partir de un selector tipo matriz.

En la entrada de este bloque se encuentra una matriz de 128x42, que corresponde a 42 símbolos OFDM constituidos por 128 subportadoras. Después de la selección realizada por este bloque se obtiene una matriz de 123x42, que corresponde a 42 símbolos OFDM constituidos por 100 subportadoras de datos, 22 subportadoras piloto y 1 subportadora DC.

2.4.2.3.5 Ganancia

Descripción:

Este proceso multiplica los datos de entrada por el factor $\frac{1}{16}$ con el objetivo de que los elementos de la matriz tomen un valor entre 0 y 1 para realizar la estimación del canal.

2.4.2.3.6 Separación de los datos de la secuencia CE

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Multiport Selector*”. Este aparece en la figura 2.57.

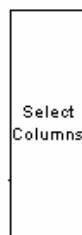


Figura 2.57 Separación de los datos de la secuencia CE

Descripción:

El bloque “*Multiport Selector*”, extrae múltiples subconjuntos de filas o de columnas de una matriz de entrada MxN y genera nuevas submatrices por sus

puertos de salida. Los 6 símbolos OFDM de la secuencia de estimación de canal se extraen por uno de los puertos de salida y los símbolos OFDM que contienen los datos se extraen por el otro.

2.4.2.3.7 Producto

Para implementar este proceso se utiliza el bloque *“Product”* de los bloques básicos de Simulink®. Este aparece en la figura 2.58.

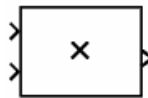


Figura 2.58 Producto

Descripción:

El bloque *“Product”*, genera el producto entre la secuencia de estimación de canal extraída del flujo de información y la secuencia de estimación de canal conjugada.

2.4.2.3.8 Reordenamiento 1

Para implementar este proceso se utiliza el bloque *“Reshape”*

Descripción:

Este bloque se encarga de redimensionar la matriz generada por el bloque *“Producto”*, generando una matriz cuyas filas corresponden a 3 veces el número de subportadoras y 2 columnas correspondientes al factor de ensanchamiento.

2.4.2.3.9 Separador de señal compleja en real e imaginaria

Para implementar este proceso se utiliza el bloque *“Complex to Real-Imag”*, de los bloques básicos de Simulink®. Este aparece en la figura 2.59.

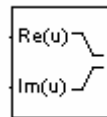


Figura 2.59 Separador de señal compleja en real e imaginaria

Descripción:

Este bloque se encarga de separar la señal compleja de entrada en parte real y parte imaginaria.

2.4.2.3.10 Abs

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Abs” de los bloques básicos de Simulink®. Este aparece en la figura 2.60.

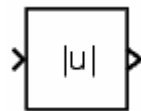


Figura 2.60 Abs

Descripción:

Calcula el valor absoluto de la entrada. En la simulación se calculo el valor absoluto de la parte real y de la parte imaginaria.

2.4.2.3.11 Suma

Descripción:

Calcula la suma de los valores entregados por el bloque “Abs”.

2.4.2.3.12 Row Sum

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Matriz Sum” del Blockset DSP. Este aparece en la figura 2.61.



Figura 2.61 Row Sum

Descripción:

El bloque “*Matrix Sum*” suma los elementos de una matriz de entrada de $M \times N$, a través de las filas o de las columnas. Cuando el parámetro “*Sum along*” se fija en “Filas”, el bloque suma los elementos fila por fila y la salida resultante es una matriz de $M \times 1$. En la simulación este bloque se utiliza para sumar las filas de la matriz entregada por el proceso “Conjugada”, y además para sumar las filas de la matriz entregada por el bloque “Suma”.

Parámetros:

Suma a través (*Sum along*): Indica si la suma de los elementos se hace por filas o por columnas. En la simulación la suma se realiza por filas.

2.4.2.3.13 Comparador de Señales

Para implementar “Comparador de Señales” se utilizan los bloques “Constante 0”, “Mayor o Igual”, “NOR”, “NOT”, “ $C=A/B$ ”, “ $C=A$ ”, “Combinador de Señales”, como se muestra en la figura 2.62.

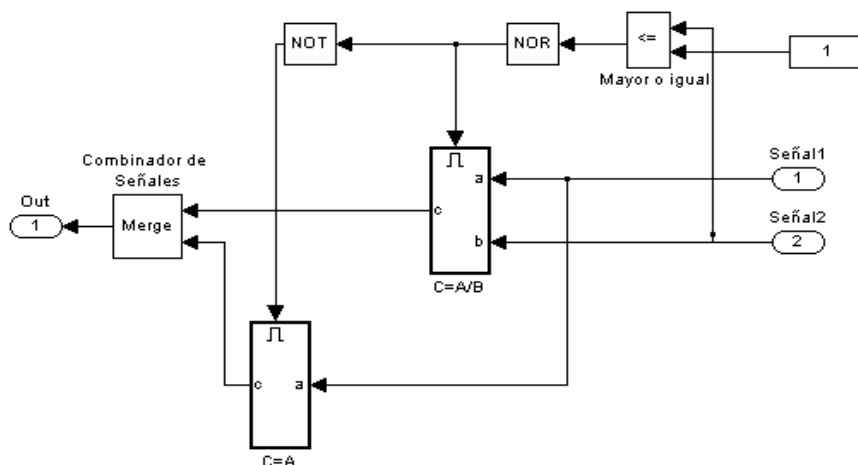


Figura 2.62 Comparador de señales

Descripción:

Este modulo realiza una división de las señales entregadas por los Bloques “Row Sum” por medio del bloque “División”.

Los Bloques Row Sum, entregan dos señales que serán divididas. Se toma una muestra de la “Señal2” que esta compuesta por un vector de números complejos, y se compara si es mayor o igual a uno por medio del bloque “Mayor o igual”, si son mayores o iguales se tendrá 1 a la salida del bloque. Ese valor llega a un bloque “NOR”, que le manda un 0 al habilitador y no permite que se realice la división.

Este cero, es igualmente entregado al bloque “NOT”, quien lo convierte en 1 y habilita el bloque “C=A”, y la salida tendrá el valor de la “Señal1”.

Solo cuando la “Señal2” sea menor que uno, a la salida del bloque “Mayor o Igual”, se tendrá un valor de 0, que evaluado por el bloque “NOR”, entregará un valor de 1 al habilitador del bloque $C=A/B$, realizando la división entre los dos valores.

Finalmente, el bloque “Combinador de Señales” genera un valor que en cualquier momento es igual a la salida calculada más recientemente.

2.4.2.3.13.1 Constante 1

Descripción:

Este bloque entrega un valor constante de uno.

2.4.2.3.13.2 Mayor o Igual

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Operador Relacional” (*Relational Operator*)

Descripción:

Compara si el valor de la “Señal2” es mayor o igual que el bloque “Constante 1”. Si es cierto, la salida de este bloque será 1, en caso contrario habrá un cero a la salida.

2.4.2.3.13.3 NOR

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Logic Operator*”

Descripción:

La salida de este negador será 1 cuando ninguna de sus entradas sea 1.

2.4.2.3.13.4 NOT

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Logic Operator*”

Descripción:

La salida de este bloque será 1 cuando la entrada sea cero.

2.4.2.3.13.5 $C=A/B$

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Product*” y “*Enable*”, como se muestra en la figura 2.63.

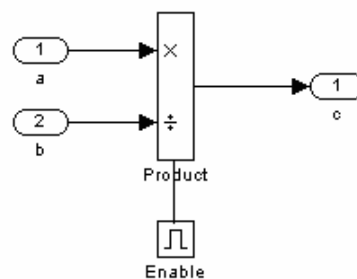


Figura 2.63 Implementación interna de $C=A/B$

2.4.2.3.13.5.1 Product

Descripción:

Realiza la multiplicación entre “a” y “1/b”.

2.4.2.3.13.5.2 Enable

Este bloque hace parte de los bloques básicos de Simulink®.

Descripción:

Un proceso con el bloque “Enable”, se ejecuta siempre y cuando el valor que ingresa por el puerto de entrada sea mayor que 0.

2.4.2.3.13.6 C=A

Para implementar este bloque se utiliza un “Enable” que permite que el proceso se ejecute y se realice la asignación $c=a$, como se muestra en la figura 2.64.

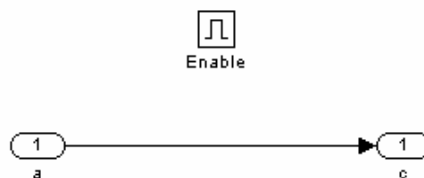


Figura 2.64 Implementación interna de C=A

2.4.2.3.13.7 Combinador de señales

Para implementar el “Combinador de Señales” se utiliza el bloque “Merge” de Simulink®. Este aparece en la figura 2.65.



Figura 2.65 Combinador de señales

Descripción:

El Bloque “Merge” combina sus entradas en una salida única lineal cuyo valor en cualquier momento de tiempo es igual a la salida calculada más recientemente de sus bloques asociados. El número de entradas puede ser especificado por medio del parámetro “Numero de entradas”.

Parámetros:

- Numero de entradas (*input number*): Corresponde al número de entradas que serán combinadas.

2.4.2.3.14 Reordenamiento 2

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Reshape”.

Descripción:

Este bloque se encarga de redimensionar la matriz entregada por el bloque “Comparador de Señales”. Generando una matriz de dimensiones 122x3.

2.4.2.3.15 Redimensión OFDM

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “Selector”.

Descripción:

Este bloque se encarga de agregar 33 Símbolos OFDM a la matriz entregada por el bloque “Reordenamiento 2”. Así, a la salida de este bloque, se tiene una matriz de 36 Símbolos OFDM, cada símbolo con 122 subportadoras.

2.4.2.3.16 Product

Descripción:

Este proceso realiza el producto matricial de la salida de “Separación de los datos de la secuencia CE” y la salida de “Redimensión OFDM”.

2.4.2.4 Remoción de las Subportadoras piloto

Para implementar “Remoción de las Subportadoras piloto” se utilizan los bloques “To Frame”, “Remoción de las Subportadoras”, “Paralelo Serial” y “Subportadoras de datos” como se muestra en la figura 2.66.

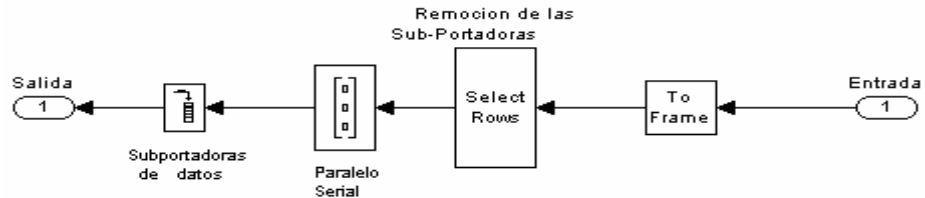


Figura 2.66 Implementación Interna del bloque remoción de las Subportadoras piloto

2.4.2.4.1 To Frame

Este proceso ya fue explicado en la sección 2.2.3.3.2.2

2.4.2.4.2 Remoción de las Subportadoras

Descripción:

Este bloque se encarga de remover las subportadoras piloto y de guarda, a partir de un selector tipo matriz en donde se seleccionan todas las columnas, y la selección de las filas, esta determinada por el vector: 5+ [1, 3:11, 13:21, 23:31, 33:41, 43:51, 53:56, 57:60, 62:70, 72:80, 82:90, 92:100, 102:110, 112]

De esta manera en el puerto de salida que corresponde a las filas, no estarán incluidas las filas que corresponden a las subportadoras piloto y de guarda (los índices de las subportadoras están determinados según las secciones 1.4.12.1 y 1.4.12.2 del anexo A de este documento)

2.4.2.4.3 Paralelo Serial

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Reshape*”

Descripción:

Este bloque se encarga de redimensionar la matriz generada por el bloque “Remoción de las Subportadoras”. Generando un vector con las subportadoras de datos organizadas en serie.

2.4.2.4.4 Subportadoras de datos

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”

Descripción:

En este bloque se almacenan en un vector de 100 elementos; los cuales corresponden a las subportadoras de datos.

2.4.3 Demodulación

Para implementar “Demodulación” se utilizan los bloques “Retardo en recepción” y “Demodulación QPSK” como se muestra en la figura 2.67.

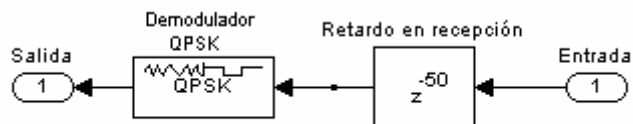


Figura 2.67. Implementación interna del bloque Demodulación

2.4.3.1 Retardo en recepción

Descripción:

En la simulación, este proceso se encarga de compensar el retardo generado por la extracción de las subportadoras de datos, de tal manera que las subportadoras puedan ser demoduladas correctamente.

2.4.3.2 Demodulador QPSK

Bloque del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset). Este aparece en la figura 2.68.



Figura 2.68 Demodulador QPSK

Descripción:

El bloque demodulador QPSK demodula una señal que fue modulada utilizando el método de Cambio de Fase Cuaternaria (QPSK, Quadrature Phase Shift Keying). La entrada es una representación en banda base de la señal modulada.

La entrada debe ser una señal compleja de tiempo discreto. La entrada puede ser un escalar o un vector columna de tramas. El bloque acepta datos de entrada del tipo *single* y del tipo *double*¹¹.

Parámetros:

- Tipo de Salida (Output type): Determina si la salida es del tipo entero o parejas de bits
- Ordenamiento de la constelación (Constellation ordering): Determina como el bloque mapea cada entero en un par de bits de salida. Este campo esta activo solo cuando el "Tipo de Salida" se establece en "Bit"
- Phase offset: En este campo se debe indicar la fase en radianes del punto cero de la constelación de la señal.

¹¹ Single se refiere a un número del tipo real de precisión simple (32 bits), y Double se refiere a un número real de doble precisión (64 bits).

2.4.4 Desintercalado y Decodificación

Para implementar “Desintercalado y Decodificación” se utilizan los bloques “Compensador de Retardo Intercalador”, “Etapa 1”, “Etapa 2”, “Buffer1”, “Etapa 3”, “Buffer2”, “Unipolar to Bipolar Converter”, Inserción de Bit Falso”, “Decodificador Viterbi” como se muestra en la figura 2.69.

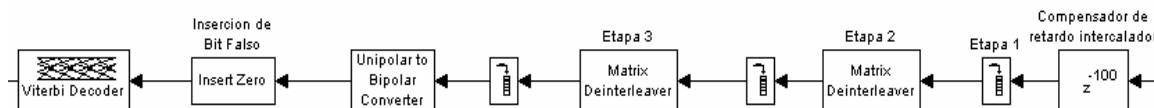


Figura 2.69 Implementación interna del módulo desintercalado y decodificación

2.4.4.1 Compensador de Retardo Intercalador

Descripción:

El intercalamiento de los bits produce retardos que son compensados por medio de este proceso.

2.4.4.2 Etapa 1

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”.

Descripción:

El bloque “*Buffer*” agrupa 100 Bits en un vector columna; para adecuar a las dimensiones de la “*Etapa2*”, en donde será realizado el desintercalamiento de los mismos.

2.4.4.3 Etapa 2

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Matrix Deinterleaver*” del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset). Como aparece en la figura 2.70.



Figura 2.70 Matrix De-Interleaver

Descripción:

El Bloque *Matrix Deinterleaver* realiza el desintercalamiento llenando una matriz columna por columna con los símbolos de entrada y luego enviando el contenido de la matriz fila por fila al puerto de salida. El número de filas y columnas son las dimensiones de la matriz que utiliza internamente el bloque para sus cálculos. Para la simulación se tiene una matriz de [10x10], teniendo en cuenta que es el proceso inverso al realizado en la sección 2.2.1.6.

2.4.4.4 Buffer1

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”.

Descripción:

El bloque “*Buffer1*” agrupa 300 bits en un vector columna; para adecuarlos a las dimensiones de la Etapa3, en donde será realizado de nuevo el proceso desintercalamiento.

2.4.4.5 Etapa 3

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Matrix Deinterleaver*” y se realiza el mismo proceso realizado por la Etapa2.

2.4.4.6 Buffer2

Para implementar este proceso se utiliza el bloque “*Buffer*”.

Descripción:

El bloque “Buffer2” agrupa 200 bits en un vector columna que luego se entregará al bloque “Inserción de Bits Falsos”.

2.4.4.7 Inserción de Bit Falso

Bloque del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset). Este se muestra en la figura 2.71.

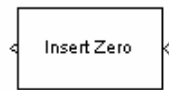


Figura 2.71 Inserción de Bit Falso (ceros)

Descripción:

El bloque “Inserción de Bit Falso” crea una salida de tipo vector insertando ceros entre los elementos del vector de entrada que puede ser real o complejo. El bloque determina donde se colocaran los ceros mediante el parámetro de “Vector de Inserción de Ceros”. En este parámetro se tiene un vector binario cuyos elementos indican lo siguiente:

Cada 1 indica que el bloque añade el siguiente elemento de la entrada en el vector de salida.

Cada 0 indica que el bloque debe poner un cero en el vector de salida.

Este modulo es utilizado para restaurar los elementos extraídos del vector en el proceso de perforado (puncture).

Parámetros:

- Vector de Inserción de Ceros (Insert zero vector): El patrón de 0 y 1 de este vector binario indica al bloque donde debe poner ceros o los elementos del vector de entrada respectivamente. Aquí se utilizó como

parámetro del vector de inserción el vector de puncture, esto con el objeto de recuperar los elementos “robados” por el proceso de perforado en el codificador convolucional.

2.4.4.8 Decodificador Viterbi

Bloque del Blockset de Comunicaciones (Communications Blockset). Este aparece en la figura 2.72.



Figura 2.72 Decodificador Viterbi

Descripción:

Este bloque utiliza el algoritmo de Viterbi para realizar el proceso de decodificación convolucional. Utiliza la misma función Poly2trellis del codificador convolucional para formar una estructura de Trellis a partir de las funciones generadoras del código convolucional y de la longitud restringida.

Parámetros:

- Estructura de Trellis (Trellis Structure): Especifica la estructura de Trellis utilizada para la codificación convolucional. Para la simulación se utiliza la función poly2trellis con el siguiente formato: poly2trellis(7, [133 165 171]). Donde el 7 representa la longitud restringida y el vector [133 165 171] especifica las funciones generadoras en octal de acuerdo a la sección 2.3.9.
- Tipo de Decisión (Decision Type): Permite determinar el funcionamiento del bloque de acuerdo a los valores de entrada. Se utiliza la opción de No-Cuantificado para entrada de números reales.

- Profundidad de Traceback (Traceback Delay): Este parámetro permite especificar el retardo de decodificación, es decir, el número de ceros que precederán el primer bit decodificado de salida.
- Modo de operación (Operation Mode): Parámetro que determina que método utiliza el bloque. Se utiliza el modo Continuo, las tramas se tratan independientemente.

3. ANÁLISIS DE RESULTADOS OBTENIDOS

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realizará un análisis de los resultados obtenidos de la implementación del modelo de simulación presentado en el capítulo anterior y se evaluarán aspectos significativos como las diferencias entre la señal transmitida y la señal recibida, la modulación QPSK, el espectro de la señal antes y después de ser afectada por el canal de transmisión y la tasa de errores de bit (BER). Los resultados obtenidos también permitirán establecer las ventajas y deficiencias del ambiente de simulación Simulink® de MATLAB® para la simulación de sistemas de comunicaciones inalámbricas.

3.2 SUBSISTEMA GENERADOR ALEATORIO DE DATOS

Para el primer subsistema se realizó un análisis de los datos generados de forma visual como de forma cualitativa, los cuales se muestran a continuación:

3.2.1 Análisis visual de los datos generados

El objetivo de este subsistema es la generación de un vector de datos aleatorios de tipo binario que se procesará por los demás subsistemas como los datos del usuario, entre los parámetros especificados estaba la generación con probabilidad de 0,5 para asegurar una generación casi uniforme de ceros y de unos y disminuir la posibilidad de obtener largas cadenas de ceros o largas cadenas de unos.

La simulación se ejecutó con un tiempo de simulación de 1ms, luego del cual se detuvo automáticamente. La figura 3.1 muestra el vector generado para un tiempo de simulación de 1ms, se muestra también el valor del bit generado en ese instante de tiempo por medio de un despliegue.

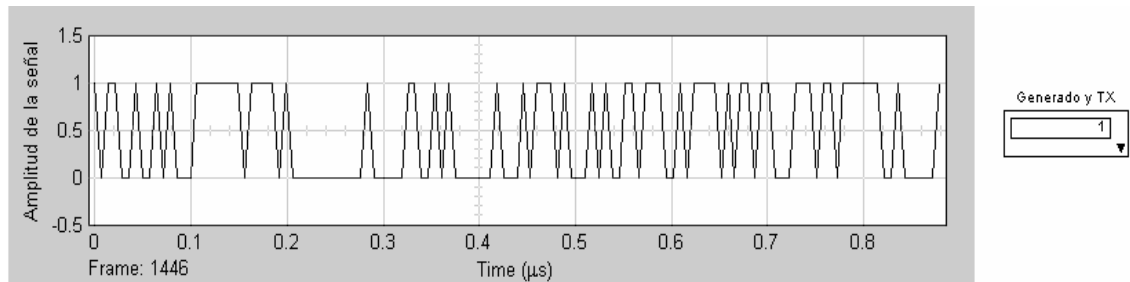


Figura 3.1 Vector aleatorio de datos binarios y valor del bit generado en 1ms

A continuación se procedió a ejecutar por segunda vez la simulación, los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.2 muestra el vector generado para un tiempo de simulación de 1ms, se muestra también el valor del bit generado en ese instante de tiempo por medio de un despliegue.

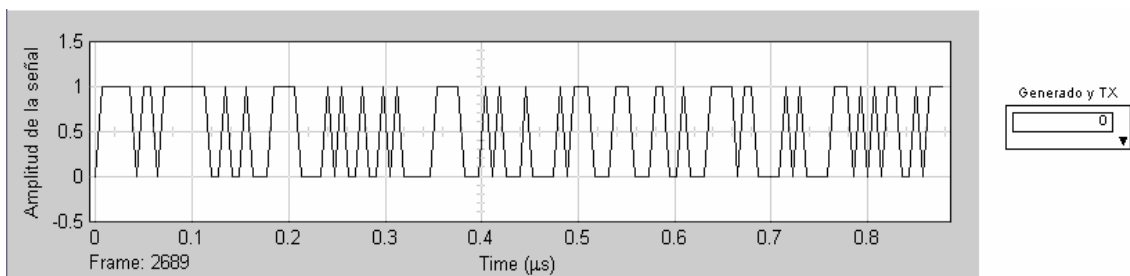


Figura 3.2 Vector aleatorio de datos binarios y valor del bit generado en 1ms

Puede observarse que para dos ejecuciones de la simulación los resultados obtenidos son completamente aleatorios y las salidas no tienen el mismo valor para los mismos instantes de tiempo, además puede observarse que la probabilidad establecida permitió la generación de los valores 1 y 0 en cada ejecución de la simulación.

3.3 SUBSISTEMA TRANSMISOR UWB

Para el subsistema transmisor de UWB se realizaron los siguientes análisis: cantidad de bits por trama después de la perforación, datos modulados en QPSK de forma visual mediante un diagrama de constelación y de forma cualitativa y cuantitativa mediante un despliegue, cantidad de subportadoras de datos y por último el espectro de los datos antes de su inyección al canal de transmisión de forma visual por medio de visualizador de espectro.

3.3.1 Bits por trama después de la perforación

El subsistema generador aleatorio de bits se encarga de la generación de 125 bits por trama, luego en la perforación 5/8 se deben obtener 200 bits por trama para la modulación QPSK. Esto se comprobará por medio de la magnitud del vector obtenido a la salida del proceso de perforación, se hará uso de la función de Simulink® “Port/Signal Displays: Signal Dimensions” que se encuentra en el menú “Format” de la ventana principal de Simulink®.

Una vez realizado este proceso se obtuvieron los bits esperados a la salida de la perforación, tal como se muestra en la figura 3.3.

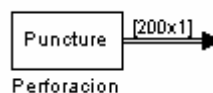


Figura 3.3 Magnitud del vector de datos a la salida de la perforación

3.3.2 Modulación QPSK de datos

El proceso de modulación de datos en QPSK explicado en la sección 3.2.2.1.1 del anexo B de este trabajo de grado será evaluado de forma visual mediante el uso de un diagrama de constelación en donde se observarán los 4 puntos correspondientes a las 4 fases de la modulación QPSK, se evaluará también

mediante un despliegue que será el encargado de mostrar de forma instantánea el vector complejo con las componentes I Q que forman el símbolo QPSK. Por ultimo se comprobará la asignación de 2 bits por cada símbolo QPSK mediante la magnitud del vector resultante del proceso de modulación.

La figura 3.4 muestra el diagrama de constelación resultado de la modulación QPSK implementada en la simulación.

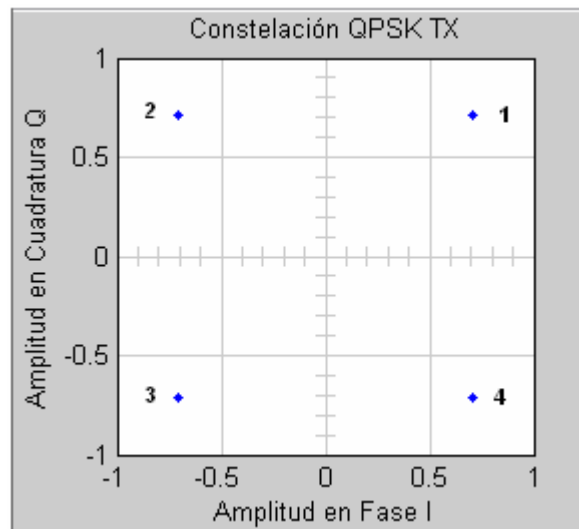


Figura 3.4 Diagrama de constelación para la modulación QPSK implementada

Como puede observarse se obtienen 4 puntos modulados con las fases

$\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$ y $\frac{7\pi}{4}$ propias de la modulación QPSK.

En la figura 3.5 se muestra el vector complejo obtenido mediante el despliegue, pueden observarse cada uno de los valores correspondientes a los puntos de

la constelación QPSK, dados por: $\pm \frac{\sqrt{2}}{2} \pm \frac{\sqrt{2}}{2} i$

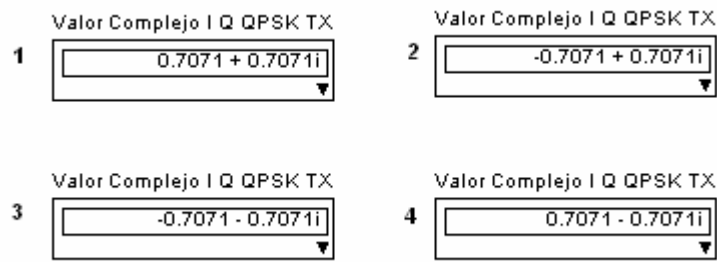


Figura 3.5 Vectores complejos correspondientes a los puntos de la constelación QPSK

Las diferentes fases posibles para QPSK se muestran en la figura 3.5 en orden ascendente, pueden verse en el diagrama de constelación en orden inverso a las manecillas del reloj.

Por último la cantidad de símbolos QPSK por trama, correspondiente a 100 se visualiza haciendo uso de la misma función de la sección 3.3.1, como se muestra en la figura 3.6.

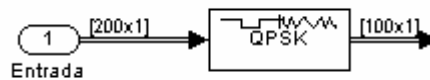


Figura 3.6 Bits por símbolo QPSK

3.3.3 Subportadoras por símbolo OFDM

La comprobación de la cantidad de subportadoras de cada símbolo OFDM creado se observará por medio de la función utilizada en la sección 3.3.1, para cada símbolo OFDM deben tenerse 165 subportadoras, según lo descrito en el anexo A. La figura 3.7 muestra la cantidad de subportadoras por cada símbolo OFDM.

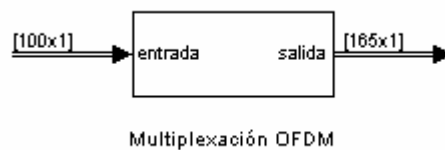


Figura 3.7 Subportadoras por símbolo OFDM

3.3.4 Espectro de la señal transmitida

La visualización del espectro de la señal transmitida antes de su inyección al canal de transmisión se realizará por medio de un visualizador de espectro, el ancho de banda del pulso transmitido deberá corresponder a 528 MHz de acuerdo a la definición de pulso de banda ancha del capítulo 1. Se observará también el nivel de potencia de esta señal en dB y se determinará hasta donde las componentes de frecuencia tienen una magnitud representativa que influya al momento de ser degradada por el canal y recibida por el receptor.

La figura 3.8 muestra el espectro de frecuencia para la señal que será transmitida antes de ser inyectada y degradada por el canal.

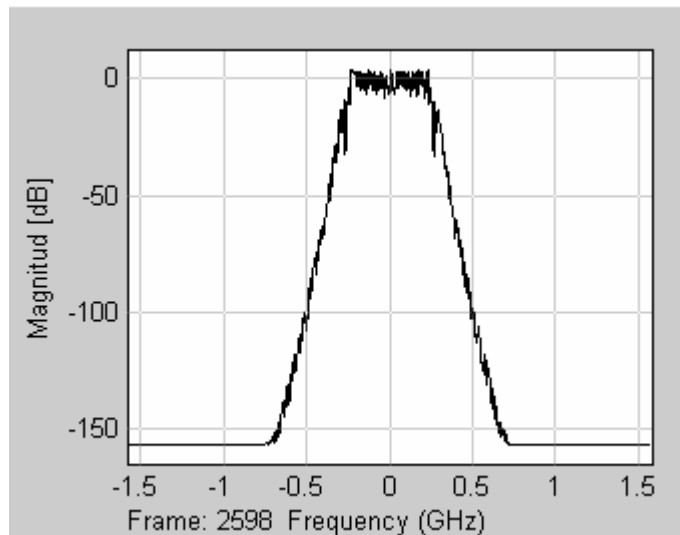


Figura 3.8 Espectro de la señal generada por el transmisor

Como puede observarse el pulso complejo tiene un ancho de banda de 528 MHz, además se nota como se forma un pulso imagen que tiene un ancho de banda igual al del pulso pero en frecuencias negativas, esto es típico en señales de tipo complejo en donde la parte real y la parte imaginaria no se encuentran separadas sino que se mezclan en una misma señal. Puede observarse también como la mayor cantidad de potencia se encuentra en el

rango de frecuencias de 0 a ~250 MHz aproximadamente y de ~-250 MHz a 0 para el pulso imagen.

3.4 SUBSISTEMA CANAL DE TRANSMISIÓN

Para el canal de transmisión no se realizaron comprobaciones, las comprobaciones pertinentes, como la degradación de la señal por ruido y multitrayectoria se visualizarán y analizarán en el receptor.

3.5 SUBSISTEMA RECEPTOR UWB

Para el subsistema receptor de UWB se realizaron los siguientes análisis: espectro de la señal recibida que fue afectada por el canal de transmisión por medio de un visualizador de espectro, cantidad de subportadoras de datos del símbolo OFDM, cantidad de los símbolos QPSK después de la demultiplexación OFDM, constelación de símbolos QPSK de forma visual y cualitativa mediante un despliegue, cantidad de bits por trama después de la remoción de la perforación, visualización de los datos recibidos, comparación visual de datos recibidos y transmitidos y por último el cálculo de la BER y de la cantidad de bits recibidos.

3.5.1 Espectro de la señal recibida

La visualización del espectro de la señal recibida se realizará por medio de un visualizador de espectro, el ancho de banda del pulso transmitido corresponde a 528 MHz de acuerdo a la definición de pulso de banda ancha del capítulo 1. Se observará también el nivel de potencia de esta señal en dB y se determinará que componentes de frecuencia no sufren gran atenuación por los efectos de ruido y desvanecimiento del canal.

La figura 3.9 muestra el espectro de frecuencia para la señal recibida después de ser afectada por el canal de transmisión.

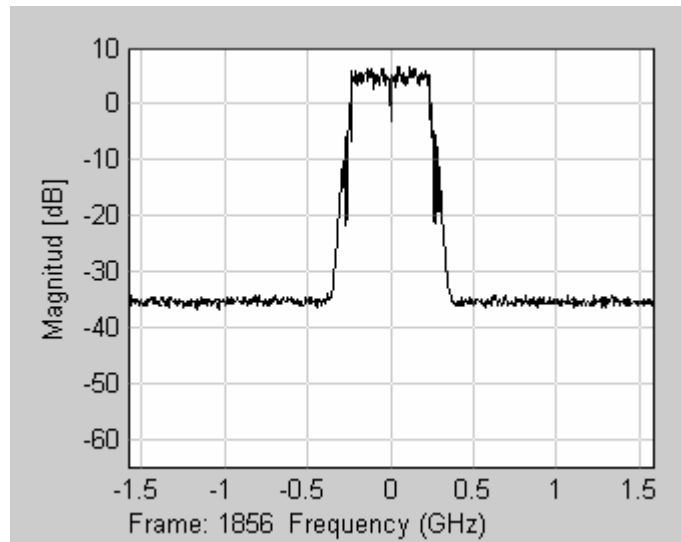


Figura 3.9 Espectro de la señal recibida para $E_s/N_o = 40$ dB

Como puede observarse en la figura 3.9 la señal corresponde a una señal compleja de banda base que ha sido afectada por el canal de transmisión, para este caso la E_s/N_o del canal ha sido establecida en un valor arbitrario de 40dB. Puede observarse que las componentes de la señal con potencias por debajo de ~ -35 dB han sido enmascaradas por el ruido y se han perdido. Más adelante en este capítulo se hará un análisis del efecto de la variación de la E_s/N_o del canal en la señal recibida.

Al igual que en la señal transmitida puede observarse que existen frecuencias negativas debidas a la naturaleza compleja de la señal y que la mayor cantidad de potencia se encuentra en las frecuencias en el rango de ~ -250 MHz a 0 y de 0 a ~ 250 MHz, el ancho de banda de este intervalo corresponde aproximadamente al ancho de banda del pulso de 528 MHz. Sin embargo, aunque los efectos del ruido pueden apreciarse en la figura 3.9, estos no afectan la detección de la señal debido a la muy baja potencia de las

componentes que han sido enmascaradas y a las ventajas inherentes a la multiplexación OFDM tratadas en el capítulo 1.

3.5.2 Subportadoras de datos por símbolo OFDM

La comprobación de la cantidad de subportadoras por símbolo OFDM se realizará de forma visual, por medio de la función descrita en la sección 3.3.1. En este caso cada símbolo OFDM debe estar compuesto de 165 subportadoras, tal como puede comprobarse en la figura 3.10.



Figura 3.10 Comprobación de la cantidad de subportadoras por símbolo OFDM

3.5.3 Símbolos QPSK por trama

La comprobación de la cantidad de símbolos QPSK por trama después del proceso de demultiplexación OFDM, se realizará de forma visual, por medio de la función descrita en la sección 3.3.1. En este caso se tienen 100 símbolos QPSK por trama, tal como puede comprobarse en la figura 3.11.

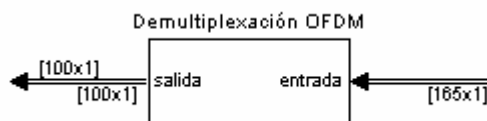


Figura 3.11 Comprobación de la cantidad de símbolos QPSK por trama

3.5.4 Símbolos QPSK recibidos

Los símbolos QPSK recibidos serán evaluados de forma visual mediante el uso de un diagrama de constelación en donde se observaran los 4 puntos

correspondientes a las 4 fases de la modulación QPSK, se evaluará también mediante un despliegue que será el encargado de mostrar de forma instantánea el vector complejo con las componentes I Q que forman el símbolo QPSK.

La figura 3.12 muestra el diagrama de constelación de los símbolos QPSK recibidos, antes de su demodulación en datos binarios.

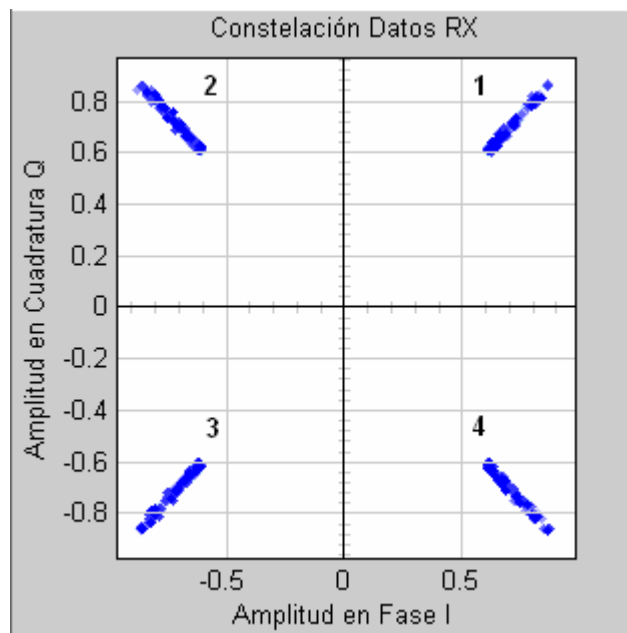


Figura 3.12 Constelación de los símbolos QPSK recibidos para $E_s/N_0 = 40$ dB

Como puede observarse en la figura 3.12 los símbolos QPSK son recibidos con diferente magnitud pero conservan casi perfectamente su posición de acuerdo a las 4 posibles valores de fase que pueden tomar. Se comprueba aquí que el efecto de la degradación del canal es efectivamente compensado por la multiplexación OFDM y por la magnitud de potencia de las componentes de la señal recibidas por encima del umbral de ruido. Más adelante se mostrará el efecto del cambio de las características del canal sobre los símbolos QPSK, reflejado en un diagrama de constelación.

En la figura 3.13 se muestra el vector complejo obtenido mediante el uso del despliegue, pueden observarse cada uno de los valores de las 4 posibles fases.

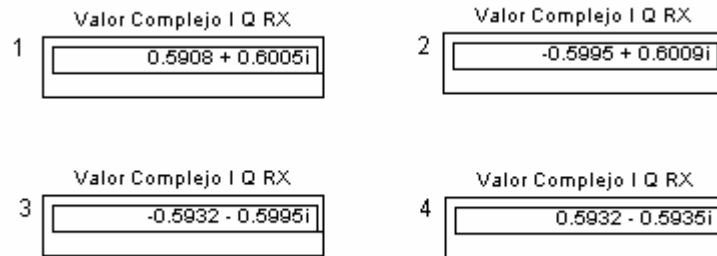


Figura 3.13 Vectores complejos correspondientes a las fases de los símbolos QPSK

3.5.5 Comprobación de los bits por trama

La comprobación de la cantidad de bits por trama después de la remoción de la perforación, se realizará de forma visual, por medio de la función descrita en la sección 3.3.1. En este caso se tienen 375 bits por trama, tal como puede comprobarse en la figura 3.14.

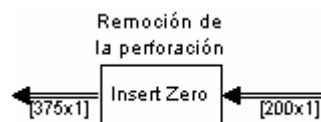


Figura 3.14 Comprobación de los bits por trama después de la remoción de la perforación

Los 375 bits por trama son posteriormente decodificados en el decodificador de Viterbi con tasa 1/3 y es después de este proceso donde se obtienen los 125 bits por trama originalmente generados por el primer subsistema. Esto se muestra en la figura 3.15



Figura 3.15 Comprobación de los bits por trama después de la decodificación

3.5.6 Visualización y comparación de los datos

Los datos recibidos y procesados por el receptor son visualizados por medio de un visualizador de vectores, tal como lo muestra la figura 3.16.

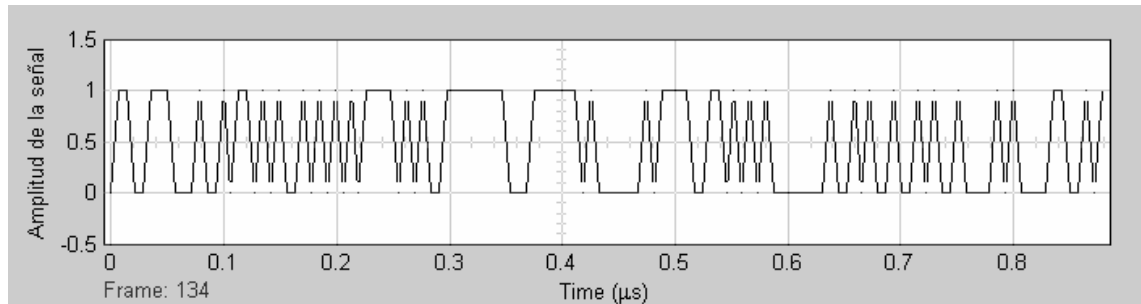


Figura 3.16 Visualización de los datos recibidos

El valor instantáneo del bit recibido se muestra por medio de un despliegue, tal como puede observarse en la figura 3.17

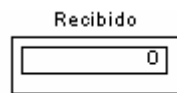


Figura 3.17 Valor instantáneo del bit recibido

En la figura 3.18 se muestra una comparación visual y cualitativa de los datos generados y recibidos. Cabe resaltar que los datos recibidos sufren un retardo derivado de la transmisión y el procesamiento tanto en el transmisor como en el receptor, con respecto a los datos generados por el primer subsistema.

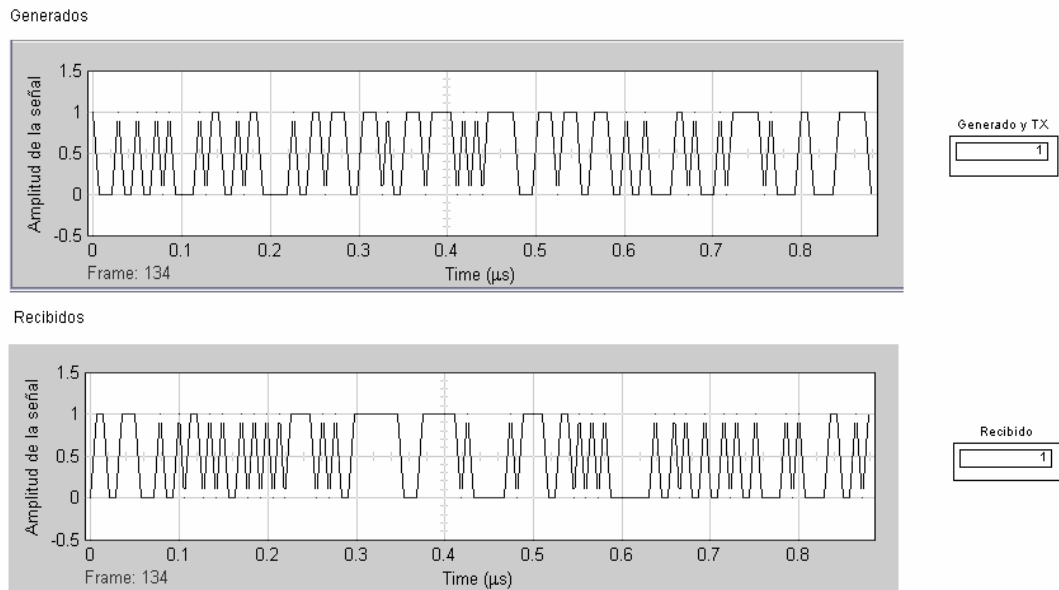


Figura 3.18 Comparación de los datos generados y recibidos

Como puede observarse en la figura 3.18 el vector de datos generados y el vector de datos recibidos no corresponden visualmente debido a que los valores desplegados son leídos trama a trama y no se tiene en cuenta el retardo introducido en los datos recibidos, sino que se utiliza una la misma escala de tiempo y se ha procesado la misma cantidad de tramas.

3.5.7 Tasa de error de bit (BER) y total de datos recibidos

La comprobación de los bits erróneos recibidos se hará por medio de un elemento calculador de la tasa de error y de un despliegue que se encargará de mostrar la BER, la cantidad de bits erróneos y la totalidad de bits recibidos.

Para las mejores condiciones que implican una E_s/N_0 elevada en el canal, se espera que la BER tienda a cero, esto se muestra en la figura 3.19.

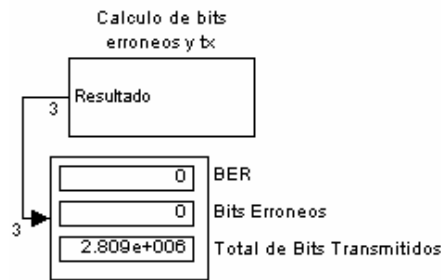


Figura 3.19 BER, cantidad de bits erróneos y totalidad de bits recibidos

Como puede observarse en la figura 3.19, para una E_s/N_0 de 40 dB en el canal de transmisión, el cual es un valor elevado fijado a propósito para obtener una respuesta casi perfecta del sistema, se obtiene una BER cero y por ende una cantidad de bits erróneos también cero. Sin embargo, como se observará en la siguiente sección para valores de E_s/N_0 ligeramente mayores a los de umbral la BER crece continuamente así como lo hace la cantidad de bits erróneos.

De la figura 3.9 también puede observarse que la cantidad de bits recibidos para un tiempo de simulado de ejecución de 0,01 segundos es de $2,809 \times 10^6$ bits, lo cual equivale a una velocidad de $\sim 280,9$ Mbps, esto debido a que el desempeño de 400 Mbps es teórico y debe tenerse en cuenta que de la cantidad de bits que conforman la trama, una parte significativa corresponde a los diversos encabezados estudiados en el capítulo 1 lo cual conlleva a una velocidad real de la capa física considerablemente menor a la teórica. Este es un fenómeno propio de todos los sistemas de comunicación de datos y en especial es apreciable en tecnologías inalámbricas como Wi-Fi en cualquiera de sus versiones (802.11a,b,g).

3.5.8 Efecto del cambio de las condiciones del canal en los bits recibidos

En esta sección se estudiará el efecto del cambio de las condiciones del canal de transmisión, representadas por el parámetro E_s/N_0 , en los bits recibidos y procesados por el receptor.

Se realizó mediante ensayo y error una búsqueda del nivel de umbral para la E_s/N_0 de receptor y se encontró que este nivel es $\sim 9,5$ dB, valor a partir del cual la BER empieza a disminuir. A continuación se analizarán 4 casos, el primero con un valor de E_s/N_0 de 40 dB, el segundo caso con una E_s/N_0 de 12,5 db, 3 dB por encima del valor de umbral, el tercer caso con una E_s/N_0 de 9,5 dB y el cuarto caso con una E_s/N_0 de 6,5 dB, 3 dB por debajo del umbral. En todos los casos se realizó la simulación de un tiempo de funcionamiento de 1ms.

Caso 1: $E_s/N_0= 40$ dB

Este caso corresponde al mostrado en los análisis anteriores para la constelación QPSK y la BER de las secciones 3.5.4 y 3.5.7 respectivamente. Como pudo observarse la respuesta del sistema es casi perfecta, la BER es nula, lo que deriva en cero símbolos erróneos y los símbolos QPSK tienen una de las 4 fases posibles sin mayores corrimientos.

Caso 2: $E_s/N_0= 12,5$ dB

En este caso con una E_s/N_0 2 veces mayor al valor de umbral, se obtiene una respuesta del sistema apenas adecuada para la transmisión de los datos. En la figura 3.20 se muestra la constelación de símbolos QPSK en donde puede observarse que los corrimientos de fase son apreciables y que la mayoría de símbolos están cerca del nivel de decisión (en los ejes I y Q) del demodulador lo cual se traduce en posibles errores en la demodulación y por ende en los bits recibidos.

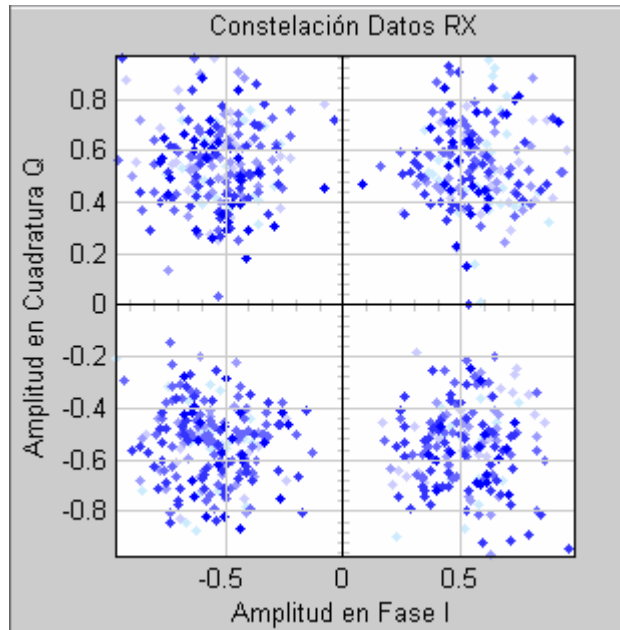


Figura 3.20 Constelación de símbolos QPSK para $E_s/N_0 = 12,5$ dB

En la figura 3.21 se muestra el espectro de los datos recibidos.

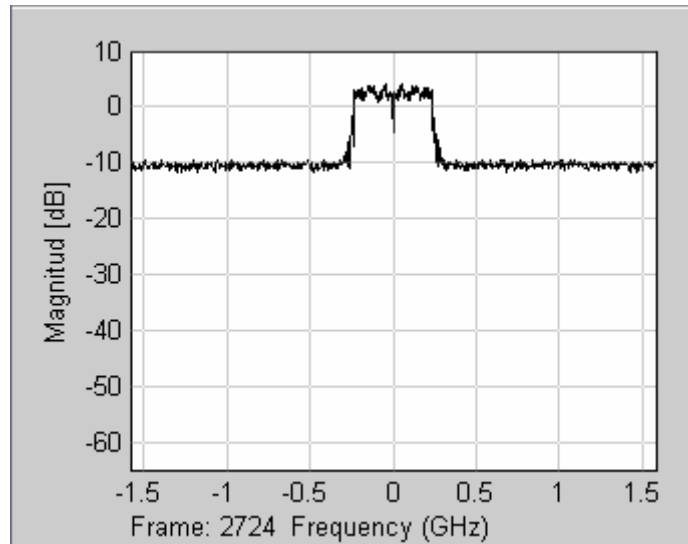


Figura 3.21 Espectro de los datos recibidos para $E_s/N_0 = 12,5$ dB

Como puede observarse en la figura 3.21 las componentes de frecuencia con la mayor potencia aún se conservan y es debido a esto que los datos pueden ser recuperados con alta exactitud y pocos errores.

La figura 3.22 muestra la cantidad de bits recibidos y la BER. Corresponde a una velocidad de ~ 268,1 Mbps.

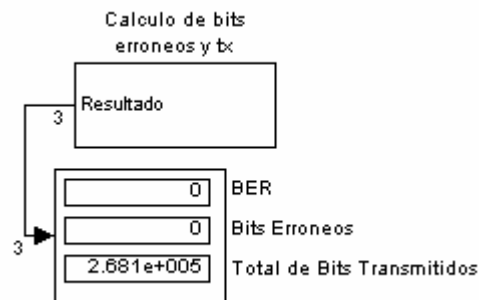


Figura 3.22 Cantidad de bits recibidos y BER para $E_s/N_0 = 12,5$ dB

Caso 3: $E_s/N_0 = 9,5$ dB

En este caso la E_s/N_0 es igual al nivel de umbral de 9,5 dB, como puede observarse en las figuras 3.23 a 3.25 la respuesta del sistema es apenas adecuada para la transmisión de datos y los bits erróneos así como la BER aumentan constantemente. La figura 3.23 muestra la constelación de los símbolos QPSK recibidos.

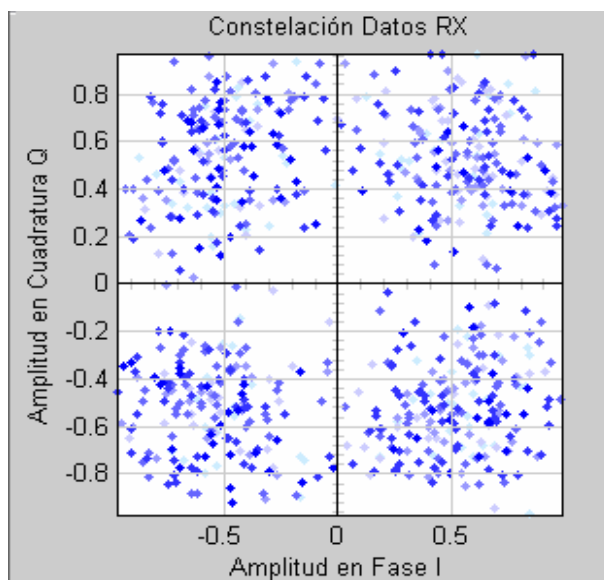


Figura 3.23 Constelación de símbolos QPSK recibidos para $E_s/N_0 = 9,5$ dB

Como puede observarse el demodulador QPSK deberá trabajar casi en el umbral de decisión con gran cantidad de símbolos QPSK, lo cual origina una

respuesta impredecible de los bits decodificados a partir de estos símbolos QPSK que pueden ser erróneos o exactos.

En la figura 3.24 se muestra el espectro de la señal recibida. Puede observarse que algunas de las frecuencias con niveles elevados de potencia han sido comprometidas por el nivel de ruido y se han perdido, esto genera la respuesta de los símbolos QPSK observada en la figura 3.23.

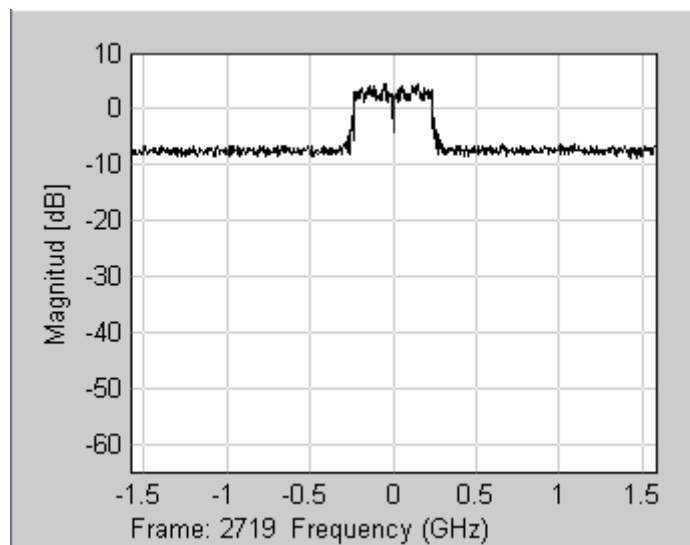


Figura 3.24 Espectro de la señal recibida para $E_s/N_0 = 9,5$ dB

En la figura 3.25 se muestra la BER y la cantidad de bits recibidos. Corresponde a una velocidad de 268,1 Mbps

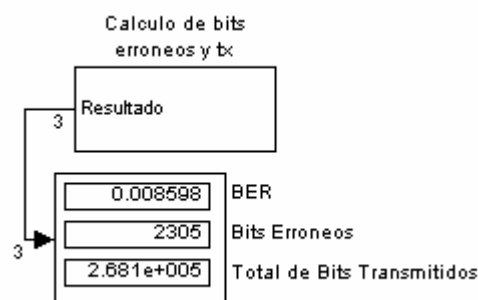


Figura 3.25 Cantidad de bits recibidos y BER para $E_s/N_0 = 9,5$ dB

Caso 4: $E_s/N_0 = 6,5$ dB

En este caso la E_s/N_0 es la mitad del umbral, el sistema no es capaz de sostener la velocidad de bits, la BER y los bits erróneos aumentan constantemente haciendo imposible la transmisión de datos.

La figura 3.26 muestra la constelación de los símbolos QPSK en donde puede observarse que la mayoría de estos cruzan el umbral de decisión del demodulador QPSK, generándose así una gran cantidad de bits erróneamente demodulados.

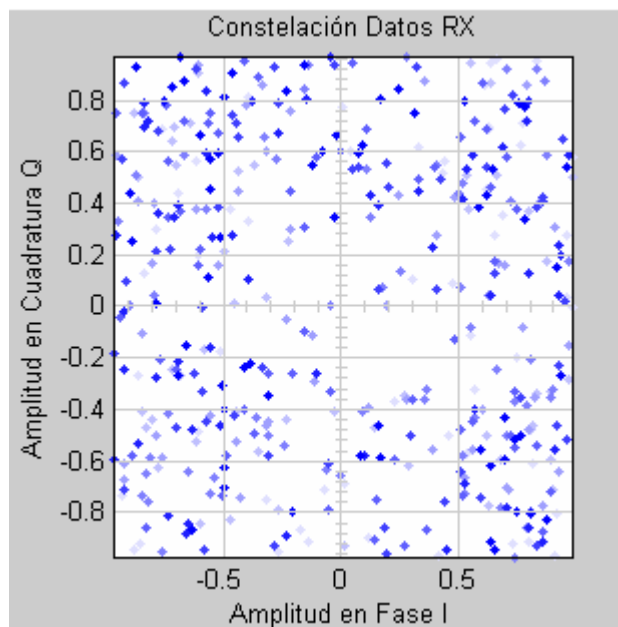


Figura 3.26 Constelación de símbolos QPSK recibidos para $E_s/N_0 = 6,5$ dB

La figura 3.27 muestra el espectro de la señal recibida. Puede observarse que la gran mayoría de las frecuencias con alta potencia han sido enmascaradas por el ruido, lo cual hace muy difícil poder recuperar la información transmitida.

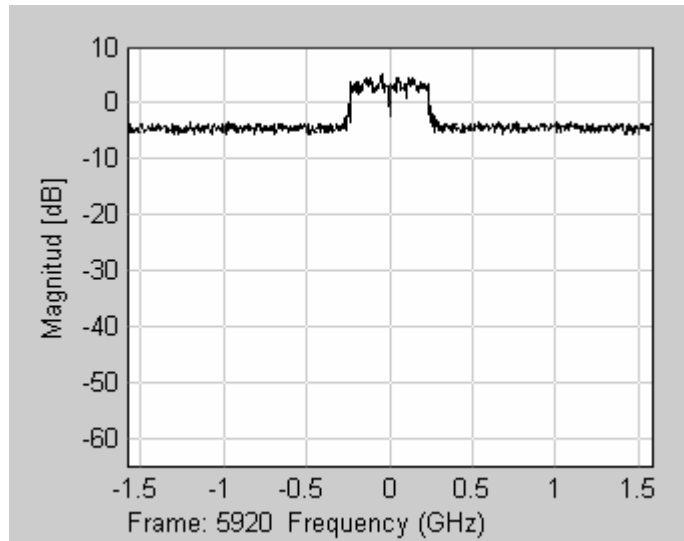


Figura 3.27 Espectro de la señal recibida para $E_s/N_o = 6,5$ dB

La figura 3.28 muestra la cantidad de bits recibidos y la BER. Corresponde a una velocidad de 268,1 Mbps.

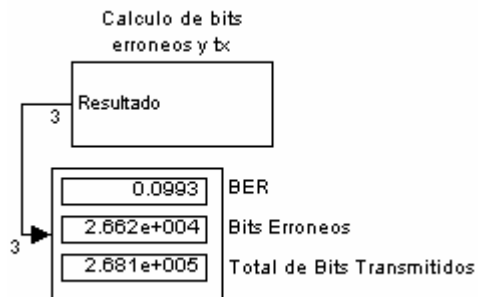


Figura 3.28 Cantidad de bits recibidos y BER para $E_s/N_o = 6,5$ dB

Como puede observarse para una E_s/N_o por debajo del umbral la respuesta del sistema no es apropiada para la velocidad de transmisión que se está utilizando y la cantidad de bits erróneos es demasiado grande como para permitir que el sistema pueda seguir operando a esta velocidad.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

- La simulación es una herramienta ideal para el análisis y la comprensión del funcionamiento interno de sistemas complejos de telecomunicaciones, especialmente ante la imposibilidad de que estos sean construidos o adquiridos. Permite además la realización de estudios y pruebas con flexibilidad en el manejo del tiempo y evita que para ello deba ser interrumpido el funcionamiento del sistema real y utilizados sus recursos.
- MATLAB® y SIMULINK® constituyen una potente herramienta para el modelamiento, la simulación y el análisis de diversos tipos de sistemas de telecomunicaciones. Para el trabajo con sistemas inalámbricos, proporciona una amplia gama de funcionalidades, librerías y conjuntos de bloques (DSP, Comunicaciones, etc.) que permiten el desarrollo de sistemas básicos y avanzados, así como aplicaciones específicas de estos sistemas.
- La aplicación de una metodología de simulación es importante porque permite definir de forma clara los objetivos, las etapas y alcances de un proyecto de simulación, requisitos indispensables para el desarrollo de modelos adecuados que conduzcan a la obtención de los resultados esperados.

- La metodología de simulación de equipos de telecomunicaciones es adecuada para el modelamiento de sistemas de comunicaciones porque permite manejar la complejidad del sistema a través de la definición de modelos basados en bloques funcionales (objetos) fácilmente adaptables a entornos de simulación como Simulink®.
- UWB es una tecnología que no desplazará totalmente a otras tecnologías como Wi-Fi y Bluetooth, siendo un complemento de estas y con aplicaciones específicas que en muchos casos no pueden ser suplidas por estas otras tecnologías.
- UWB es una tecnología capaz de coexistir con las demás tecnologías inalámbricas tanto de WLAN como de WPAN, sin interferir en su funcionamiento. Además no afecta a otras tecnologías y aplicaciones que funcionan dentro del espectro que le ha sido asignado, debido a las estrictas limitaciones de potencia que le han sido impuestas por organismos como la FCC.
- Las velocidades de transmisión ofrecidas por UWB son superiores a las encontradas en las soluciones inalámbricas actuales y aunque no están a la par de las velocidades de las tecnologías cableadas, si son suficientes para las aplicaciones que soportará UWB en el marco del entretenimiento y la multimedia en el hogar.
- La simulación desarrollada permitió observar y analizar el procesamiento de la señal en cada una de las etapas de UWB (IEEE 802.15.3a) desde que ésta es generada en el transmisor hasta que es recuperada y comparada en el receptor.
- El sistema simulado aunque es una versión simplificada de los sistemas reales y no tiene algunas de las funcionalidades de estos, permite un

buen acercamiento a tecnologías tan importantes como OFDM y al funcionamiento real de sistemas avanzados como lo son los de UWB.

- Se implementó y documentó satisfactoriamente los procesos que se llevan a cabo dentro de un transmisor y un receptor UWB para un flujo de datos aleatorio que representa los datos del usuario.
- Se visualizaron secuencialmente los procesos implementados (a excepción de la etapa de RF que no fue modelada) para corroborar que los resultados de estos se ajustaran a lo que indica el borrador de la norma IEEE 802.15.3a concluyendo que fueron los apropiados para el proceso que se llevó a cabo sobre el flujo de datos.
- Por medio de la verificación y visualización de algunos parámetros relevantes como señales de entrada y salida, magnitud de estas, vectores I-Q y la tasa de errores de bit, se determinó que el modelo implementado representa adecuadamente al sistema.
- En las pruebas realizadas pudo observarse como por la robustez en el diseño de los sistemas UWB y por la aplicación de tecnologías de multiplexación como OFDM la respuesta del sistema es casi perfecta aún para las condiciones más adversas de funcionamiento como lo es una muy baja relación de E_s/N_0 que a velocidades de transferencia tan elevadas como 400 Mbps puede estar apenas por encima de un nivel de umbral de $\sim 9,5$ dB.
- El desarrollo de simulaciones de este tipo permiten la aplicación y complemento de los conocimientos adquiridos en las materias del programa de pregrado en Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, materias como teoría de telecomunicaciones I y II, sistemas de

telecomunicaciones, la materia electiva sistemas inalámbricos en comunicación de datos, etc.

- El desarrollo de simulaciones de sistemas inalámbricos de comunicaciones permite dar a conocer las tecnologías en cuestión y diversas técnicas de base como es el caso de OFDM y así despertar el interés de los alumnos y los docentes del programa de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, en la investigación y la aplicación de estas y otras tecnologías afines.
- Actualmente hay un creciente interés en la investigación y el desarrollo de sistemas, aplicaciones y simulaciones de sistemas de comunicaciones inalámbricos, interés que se ve reflejado en el gran número de proyectos y trabajos desarrollados por diferentes grupos de investigación en el país y en el exterior.
- Se logró mostrar la multiplexación OFDM y resaltar su importancia en la prevención de errores y en el incremento de la eficiencia espectral y de la velocidad de transmisión tanto en sistemas de comunicaciones actuales y como en los sistemas de comunicaciones del futuro como Wi-Fi (IEEE 802.11a), UWB, tercera y cuarta generación celular (3G y 4G), WiMAX, mmWave (802.15.3c), etc.

4.2 RECOMENDACIONES

- Estudiar y desarrollar simulaciones que permitan el análisis de otras tecnologías inalámbricas emergentes que reemplazarán dentro de pocos años a las actuales Wi-Fi (802.11a,b,g) y Bluetooth (802.15.1), así como a tecnologías futuras como UWB.

- Conocer y adquirir herramientas como *Ansoft Designer*, *CoWare™ SPW 5-XP* y *Elanix SystemView®*, que permitan simular aspectos que no pudieron ser tratados¹² en esta simulación debido a las restricciones técnicas y de recursos tanto de MATLAB® como de Simulink®.
- Adquirir e incluir herramientas de simulación en las materias y laboratorios del programa de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones como una alternativa a la adquisición de costosos y muchas veces inexistentes equipos de HW para soportar y reforzar los procesos de aprendizaje prácticos de los temas propios de estas materias y laboratorios.
- Buscar convenios con empresas y organizaciones que provean herramientas de simulación y desarrollo a universidades bajo licencias académicas de bajo costo o donativos.
- Desarrollar a partir de esta simulación un sistema más complejo que incluya aspectos no tratados como la etapa de RF y la capa MAC. Haciendo uso de las herramientas adecuadas para ello y del estándar de la capa MAC una vez este disponible para el público.

¹² Estos aspectos se mencionan en la sección 4.4 del anexo B de este trabajo de grado. Sin embargo, los aspectos más relevantes se mencionan a continuación:

- Conversión hacia arriba (upconversion) y conversión hacia abajo (downconversion) y en general toda la etapa de RF.
- No se simularon elementos como el *TXVECTOR*, *RXVECTOR* y el *HFS/FCS*, pertenecientes a la capa MAC.
- No se modelaron los 4 tipos de canales propuestos por el TG3a.
- Los datos de usuario fueron generados aleatoriamente y el proceso de “*Scrambling*” fue obviado.

BIBLIOGRAFÍA

- MBOA. MBOA UWB White Paper, Documento PDF. 2004; 17 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
http://www.multibandofdm.org/papers/MBOA_UWB_White_Paper.pdf
- LAWREY, Eric. Adaptive Techniques for Multiuser OFDM, Townsville: James Cook University; 2001. Páginas 21-31.
- MATHWORKS. MATLAB® Help. Manual de consulta. 2005.
- MBOA: MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15.3a – September 2004. Documento PDF; 2004. 125 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
http://www.multibandofdm.org/papers/MultiBand_OFDM_Physical_Layer_Proposal_for_IEEE_802.15.3a_Sept_04.pdf.
- BATRA, Anuj. Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. Dallas: Texas Instruments; 2004. 66 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/04/03268r3P802-15_TG3a-Multi-band-CFP-Document
- OPPERMANN, Ian; HÄMÄLÄINEN, Matti; LINATTI, Jari. UWB Theory and Applications. West Sussex: John Wiley and Sons. Ltd; 2004. 250 Páginas. ISBN 0-470-86917-8.

- MUÑOZ, Carlos; MUÑOZ, José. Metodología para la Simulación de Equipos de Telecomunicaciones. Popayán: Tesis Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca; 1995.
- BOLAÑOS, Camilo; ESTUPIÑÁN, Andrés. Estudio, Análisis y Simulación de Sistemas de Comunicaciones Móviles Basados en CDMA. Popayán: Tesis Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca; 2004. 149 Páginas.
- HEISKALA, Juha; TERRY, John. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide. Sams. 2004. 275 Páginas. ISBN: 0-672-32157-2
- FOERSTER, Jeff. Channel Modeling Sub-committee Report Final. Hillsboro: INTEL R & D; 2003. 52 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/04/02490r1P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip
- INTEL: Ultra-Wideband (UWB) Technology. Enabling high-speed wireless personal area networks. Santa Clara; 2004. 8 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
www.intel.com/technology/comms/uwb/download/Ultra-Wideband.pdf
- FCC: Part 15 Regulations. Washington; 2005. 155 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
www.fcc.gov/oet/info/rules/part15/part15-91905.pdf
- FCC: Memorandum Opinion and Order and Further Notice of Proposed Rule Making. Washington; 2003. 89 Páginas. [Documento en Internet]. Se encuentra en:
<http://www.intel.com/technology/comms/uwb/download/FCC-03-33A1.pdf>

- IEEE: IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a); 2006 [Sitio en Internet]. Disponible en: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>
- STREMLER, Ferrel. Introducción a los Sistemas de Comunicación. Wilmington: Addison-Wesley Iberoamericana, S.A.; 1993. 761 Páginas. ISBN: 0-201-51878-3
- SCHULZE, Henrik; LÜDERS, Christian. Theory and Applications of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications. West Sussex: John Wiley and Sons. Ltd; 2005. 408 Páginas. ISBN 0-470-85069-8.
- DUARTE, Melissa. Análisis y Simulación de un Receptor Rastrillo y Comparación con el Receptor Óptimo para CDMA. Bogotá: Pontificia Universidad Javeriana. Tesis; 2004.127 páginas.
- Google Inc: Google; 2006. [Sitio en Internet]. Disponible en: <http://www.google.com.co/>
- WIKIPEDIA FOUNDATION, INC: Wikipedia, la enciclopedia libre; 2006 [Sitio en Internet]. Disponible en: <http://es.wikipedia.org/wiki/Portada>

CAPA FÍSICA DE MULTIBAND OFDM UWB (802.15.3a) - VELOCIDAD DE TRANSFERENCIA 400 Mbps

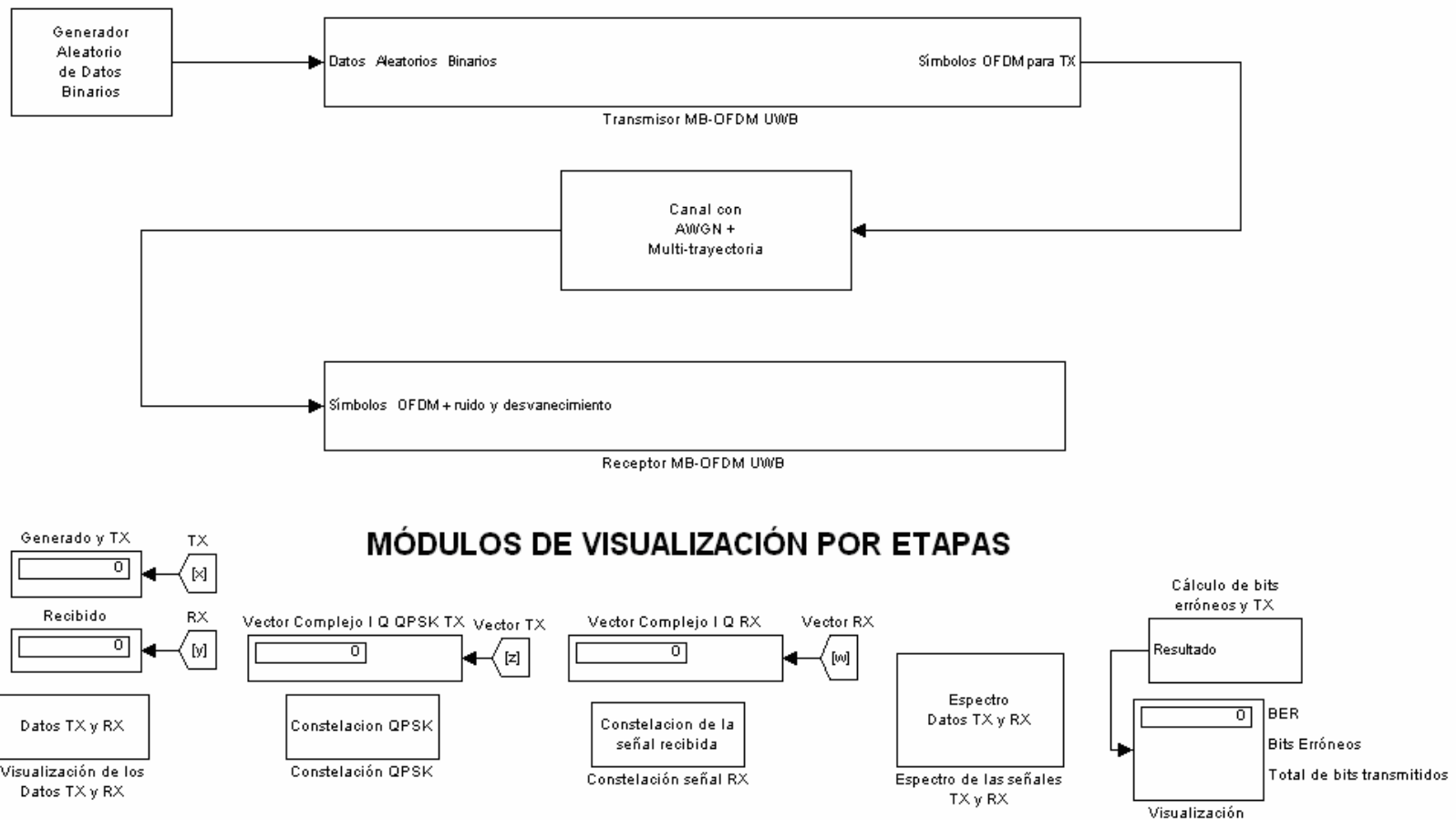


Figura 2.73 Diagrama general del modelo de simulación implementado

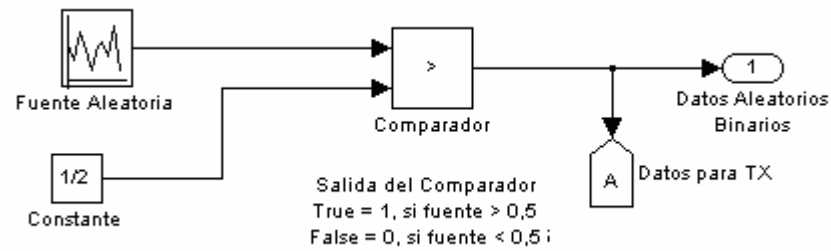
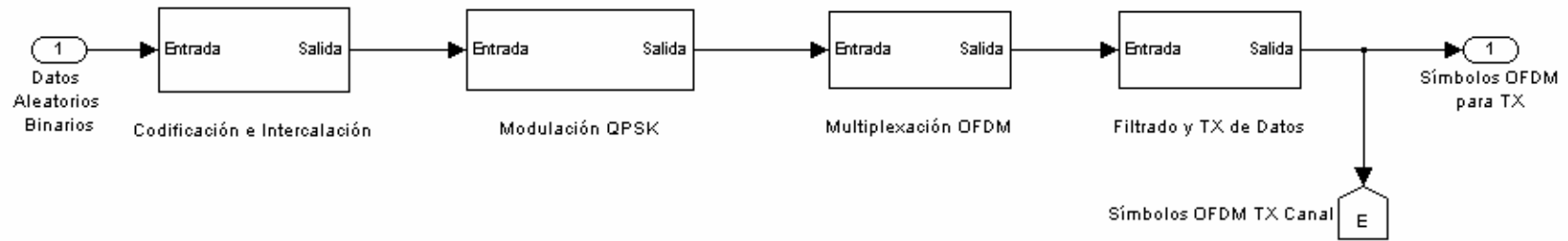
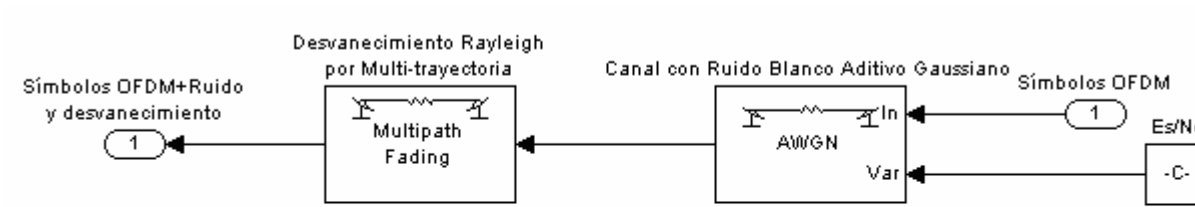


Figura 2.74 Diagrama general del subsistema generador aleatorio de datos binarios



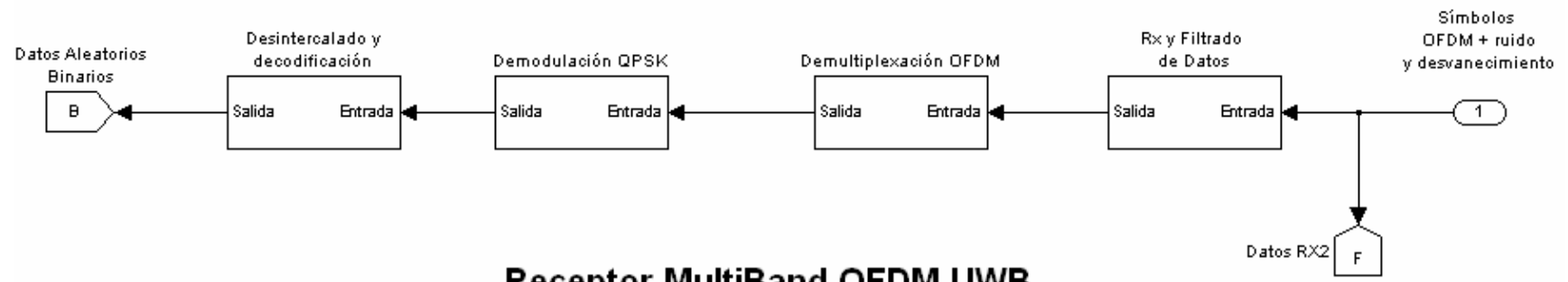
Transmisor MultiBand OFDM UWB

Figura 2.75 Diagrama general del subsistema transmisor



Canal de Transmisión

Figura 2.76 Diagrama general del subsistema canal de transmisión



Receptor MultiBand OFDM UWB

Figura 2.77 Diagrama general del subsistema receptor