

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación



**“DISEÑO, SIMULACIÓN, E IMPLEMENTACIÓN DE LA SINCRONIZACIÓN
DE LA PORTADORA Y DE LA TRAMA EN SISTEMAS OFDM”**

TESINA DE SEMINARIO

Previo a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

Eduardo Luis Chancay Rojas

Carlos Alberto Chonillo Ramírez

Guayaquil – Ecuador

2013

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mis padres que me han brindado siempre su apoyo incondicional en los momentos más difíciles. Al PhD. Boris Ramos por haber sido un excelente guía durante este trabajo y a la ESPOL por haberme brindado los conocimientos y las herramientas necesarias para enfrentar cualquier reto.

Eduardo Luis Chancay Rojas

Agradezco a Dios por darme fuerzas para seguir adelante y a mis padres por la ayuda brindada. A nuestro director PhD. Boris Ramos por su constante apoyo durante la realización de este trabajo. A la ESPOL por los conocimientos adquiridos a lo largo de mi carrera y a mi primo Ing. Elec. Christian Astudillo por haberme impartido sus conocimientos de manera incondicional.

Carlos Alberto Chonillo Ramírez

DEDICATORIA

Este trabajo es dedicado a la persona que me enseñó que todo lo bueno en esta vida se consigue con esfuerzo, mi mamá.

Eduardo Luis Chancay Rojas

El presente trabajo lo dedico a mis padres y hermanos por su apoyo incondicional durante todos estos años.

Carlos Alberto Chonillo Ramírez

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



PhD. BORIS RAMOS

PROFESOR DEL SEMINARIO
DE GRADUACIÓN



ING. JORGE GÓMEZ

PROFESOR DELEGADO POR
LA UNIDAD ACADÉMICA

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesina de seminario, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Graduación de la ESPOL)



Eduardo Luis Chancay Rojas



Carlos Alberto Chonillo Ramírez

RESUMEN

El presente proyecto hace una breve explicación de lo que implica el sistema de transmisión OFDM y cómo funciona mediante el aprovechamiento del espectro radioeléctrico de una manera más óptima, para luego centrarse en el objetivo principal que es explicar los algoritmos de sincronización, con lo que se busca mejorar el rendimiento en un sistema multiportadora OFDM.

Se enuncia y se explica la matemática del cálculo de la detección de las tramas recibidas, y la auto-correlación para la estimación del inicio de la trama y desplazamiento de la frecuencia de portadora.

Se hará una explicación gráfica a través de simulación de cómo es el proceso y el efecto del uso de secuencias de prueba para detectar el inicio de la trama OFDM, bajo los distintos métodos de sincronización.

Para terminar, se realizan simulaciones para evaluar la eficiencia de los algoritmos bajo niveles de ruido específicos y utilizando distintos esquemas de modulación en banda base, y se compararán las métricas de correlación obtenidas.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO	I
DEDICATORIA	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	III
DECLARACIÓN EXPRESA	IV
RESUMEN.....	V
ÍNDICE GENERAL	VI
ABREVIATURAS	XI
SIMBOLOGÍA	XIV
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XVII
ÍNDICE DE TABLAS	XXV
INTRODUCCIÓN.....	XXVI
1 CAPÍTULO 1	1
2 CAPÍTULO 2	6
2.1 Introducción al esquema de modulación OFDM	7
2.1.1 Evolución de OFDM	10
2.1.2 Transformada Rápida de Fourier FFT/IFFT	15
2.1.2.1 Transformada Discreta de Fourier	17
2.1.2.2 Algoritmos rápidos de Fourier	23

2.1.2.3	Uso de la FFT en OFDM	28
2.1.3	Transmisor/Receptor OFDM.....	32
2.1.3.1	Transmisor OFDM.....	33
2.1.3.2	Receptor OFDM.....	37
2.1.4	Tiempo de Guarda y Prefijo Cíclico	39
2.1.5	Estructura de la Short Training Sequence IEEE 802.11a	43
2.1.5.1	Secuencia de Prueba Corta	44
2.1.6	La etapa de Radiofrecuencia	44
2.1.7	Ventajas y Alcance de OFDM.....	48
2.2	Algoritmos de Sincronización en el Receptor	52
2.2.1	Algoritmo de Schmidl & Cox	52
2.2.2	Mejoras para el Algoritmo de Schmidl & Cox.....	58
2.2.3	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	63
2.2.4	Algoritmo de Moose.....	68
2.3	Canales Multitrayecto	69
2.3.1	Canal ISI	69
2.3.2	Distribución Rayleigh.....	70
2.3.3	Canal Rayleigh	73
2.4	OFDM y las Tecnologías de Acceso Fijo Inalámbrico.....	74

2.4.1	Diversidad en Frecuencia	75
2.4.1.1	Entrelazado y Codificación	75
2.4.1.2	Modulación y Carga Adaptable	77
2.4.1.3	Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales	79
2.4.2	Diversidad en Tiempo.....	80
2.4.2.1	ARQF	80
2.4.3	Diversidad en el Espacio	81
2.4.3.1	Diversidad en las Antenas.....	81
2.4.3.2	Antenas Inteligentes.....	82
2.4.3.3	Cancelación de Interferencia.....	83
3	CAPÍTULO 3.....	85
3.1	Descripción del sistema.....	86
3.1.1	El Transmisor	86
3.1.2	El Receptor.....	90
3.2	El bloque de sincronización	94
3.2.1	El bloque de Temporización de Símbolos.....	97
3.2.2	El bloque de Detección de Trama.....	100
3.3	Implementación de los Algoritmos	101
3.3.1	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante..	102

3.3.2	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	109
4	CAPÍTULO 4	116
4.1	Configuración del Transmisor y el Receptor	117
4.1.1	Configuración del Transmisor	117
4.1.2	Configuración del Receptor	122
4.2	Resultados y Análisis Comparativo utilizando un canal AWGN	125
4.2.1	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante ..	125
4.2.2	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	127
4.2.3	Gráficos comparativos	130
4.3	Resultados y Análisis Comparativo utilizando un canal multitrayecto simple.....	132
4.3.1	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante ..	132
4.3.2	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	134
4.3.3	Gráficos comparativos	135
4.4	Resultados y Análisis Comparativo utilizando un canal multitrayecto con desvanecimiento.....	138
4.4.1	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante ..	140
4.4.2	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	141
4.4.3	Gráficos comparativos	142

4.5	Análisis comparativo de BER vs SNR respecto al canal utilizado.....	145
4.5.1	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante..	146
4.5.2	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	147
4.6	Capacidad de los algoritmos para detectar correctamente el inicio de la trama	148
4.7	Capacidad de los algoritmos para corregir desplazamientos de frecuencias	151
4.7.1	Desempeño en canal AWGN.....	152
4.7.2	Desempeño en canal Rayleigh.....	158
4.8	Desempeño de los algoritmos en un canal multitrayecto real	163
4.8.1	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante..	164
4.8.2	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante.....	166
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	169
	Conclusiones	169
	Recomendaciones.....	170
	REFERENCIAS	172
	ANEXOS	177

ABREVIATURAS

ADC	Convertidos analógico al digital
ADSL	Línea de subscritor digital asimétrico
AFE	Asociación para facilitar la ingeniería
AGC	Control Automático de Ganancia
ARQF	Repetición automática con petición fragmentada
BER	Tasa de Error de Bits
CD	Diversidad de código
COFDM	Código de multiplexacion por división de frecuencias ortogonales
CP	Prefijo Cíclico
DAB	Difusión de Audio Digital
DAC	Convertidos digital a analógico
DFT	Transformada Discreta de Fourier
DR	Tasa de Datos
DSP	Procesamiento Digital de Portadora
DVB-T	Radiodifusión de video digital terrestre
ETSI	Instituto de estándares de telecomunicaciones Europeos
FD	Diversidad de Frecuencia
FDM	Acceso múltiple por división de frecuencia
FFT	Transformada rápida de Fourier

FHSS	Espectro de difusión de salto de frecuencia
GI	Intervalo de Guarda
HF	Alta frecuencia
ICI	Interferencia inter portadora
IDFT	Transformada Discreta de Fourier Inversa
IEEE	Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos
IFFT	Transformada rápida de Fourier Inversa
ISI	Interferencia intersimbólica
LO	Oscilador Local
MIMO	Múltiples Entradas – Múltiples Salidas
MISO	Múltiples Entradas – Única Salida
MMSE	Errores medios mínimos cuadrados
MODEM	Modulador-Demodulador
OFDM	Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales
PAPR	Índice de Potencia Pico Promedio
PIC	Cancelación de Interferencia Paralela
PLC	Controlador lógico programable
PN	Pseudo Ruido
PSK	Codificación por desplazamiento de fase
QAM	Modulación de Amplitud en Cuadratura
QPSK	Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura
RF	Radio Frecuencia

SC	Única portadora
SCA	Algoritmo de Schmidl y Cox
SCA-SW	Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante
SCA-V	Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante
SD	Diversidad de espacio
SDR	Software Defined Radio
SIC	Cancelación de interferencia sucesiva
SINR	Señal e interferencia y ruido
SNR	Relación Señal a Ruido
TD	Diversidad de Tiempo
VGA	Amplificador de Ganancia Variable
VLSI	Muy grande escala de integración
WLAN	Red Inalámbrica de Área Local

SIMBOLOGÍA

B	Ancho de Banda
B_s	Ancho de Banda de Sub-portadora
B_c	Ancho de Banda de Coherencia
$B(g)$	Métrica de Correlación para la parte entera de la portadora de la frecuencia de desplazamiento
$E\{.\}$	Valor Esperado
E_b	Energía por bit
f	frecuencia
f_c	Frecuencia Central
F_s	Frecuencia de Muestreo
Δf_c	Desplazamiento de Frecuencia
$(\Delta f_c)_{frac}$	Parte Fraccional de la frecuencia de Portadora
g	Índice entero para la frecuencia de desplazamiento
i	Índice
j	$\sqrt{-1}$
k	Índice de tiempo discreto
l	Índice de frecuencia discreta
$Log(.)$	Logaritmo con base 10
L_c	Longitud del Prefijo Cíclico
$\mathcal{M}(d)$	Métrica de Sincronización de la trama de tiempo

N_o	Potencia de Ruido
N_c	Numero de Sub-portadoras de la Secuencia de Prueba
N_{FFT}	Número de muestras que utiliza la FFT (Sub-portadoras)
N_g	Longitud del Intervalo de guarda
N_s	Numero de símbolos OFDM por trama OFDM
R_b	Promedio de bit
$\mathcal{R}(d)$	Energía recibida para la sincronización
$S(\theta)$	Periodo de energía para la sincronización
t	Tiempo
T_g	Duración del intervalo de guarda
T_s	Periodo de Símbolo
T_{sample}	Duración de muestra
X_k	k-ésimo elemento de la transmisión de la señal en tiempo discreto
Y_k	k-ésimo elemento de la recepción de la señal en tiempo discreto
σ_t	Coefficiente de Dispersión Temporal
K	Factor de Rice
α	Factor de Roll-off
β	Ancho de banda
$\delta(t)$	Función Delta de Dirac
$\gamma(\theta)$	Magnitud de Correlación Ponderada
λ	Longitud de Onda

$\phi(t)$	Función de Auto correlación
ρ	Coeficiente de Correlación
τ	Retardo
θ	Índice del comienzo del intervalo de guarda de sincronización
$(.) * (.)$	Convolución
$(.)^k$	Valor del k-ésimo usuario
$(.)^{-1}$	Inversión
$(.)^*$	Conjugado complejo
$ \cdot $	Valor Absoluto
$\angle(\cdot)$	Angulo de valor complejo
$\widehat{(\cdot)}$	Valor Estimado
∞	Infinito

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1. Diagrama de Bloques del Transmisor OFDM	4
Fig. 1.2. Diagrama de Bloques del Receptor OFDM	4
Fig. 2.1. Comparación entre transmisión SC y Multi-portadora OFDM.....	8
Fig. 2.2. Modulación OFDM realizada en RF con 8 sub-portadoras	11
Fig. 2.3. Transceptor según Estándar 802.11 a usando OFDM	15
Fig. 2.4. Grafico comparativo entre algoritmos en DTF	24
Fig. 2.5. Dígrafo correspondiente al algoritmo Radix-2 FFT para N=8	26
Fig. 2.6. Estructura Radix-2 Butterfly	27
Fig. 2.7. Esquema de Modulación/Demodulación OFDM.....	29
Fig. 2.8. Disposición de los datos en los canales de frecuencias contiguos en OFDM.....	32
Fig. 2.9. Constelación 16-QAM usando código Gray	35
Fig. 2.10. El prefijo Cíclico	39
Fig. 2.11. Estructura del Símbolo OFDM	43
Fig. 2.12. RF y AFE: Transmisor (a) y Receptor (b)	45
Fig. 2.13. Cálculo de la variable Rayleigh	71
Fig. 2.14. Esquema de codificación con entrelazado	77
Fig. 2.15. Modulación y Carga adaptable a la respuesta del canal en frecuencia	78
Fig. 2.16. Principio de sub-canalización para OFDMA	79

Fig. 2.17. Esquema básico del multiplexación espacial con 3 antenas transmisora y 3 receptoras	82
Fig. 3.1. Panel frontal del VI top_ofdm_tx	87
Fig. 3.2. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_tx	87
Fig. 3.3. Panel frontal del VI OFDM_transmitter.....	88
Fig. 3.4. Diagrama de bloques del VI OFDM_transmitter (parte I).....	89
Fig. 3.5. Diagrama de bloques del VI OFDM_transmitter (parte II).....	89
Fig. 3.6. Panel frontal del VI top_ofdm_rx	90
Fig. 3.7. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_rx (parte I)	91
Fig. 3.8. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_rx (parte II)	91
Fig. 3.9. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_rx (parte III)	92
Fig. 3.10. Panel frontal del VI OFDM_receiver	93
Fig. 3.11. Diagrama de bloques del VI OFDM_receiver (parte I)	93
Fig. 3.12. Diagrama de bloques del VI OFDM_receiver (parte II)	94
Fig. 3.13. Panel frontal del VI OFDM_synchronize.....	95
Fig. 3.14. Diagrama de bloques del VI OFDM_synchronize (Parte I)	95
Fig. 3.15. Diagrama de bloques del VI OFDM_synchronize (Parte II)	96
Fig. 3.16. Panel frontal del VI symbol_timing	98
Fig. 3.17. Diagrama de bloques del VI symbol_timing (Parte I).....	98
Fig. 3.18. Diagrama de bloques del VI symbol_timing (Parte II).....	99
Fig. 3.19. Panel frontal del VI frame_detect	100
Fig. 3.20. Diagrama de bloques del VI frame_detect (Parte I).....	100

Fig. 3.21. Diagrama de bloques del VI frame_detect (Parte II).....	101
Fig. 3.22. Diagrama de flujo del algoritmo SCA-SW.....	106
Fig. 3.23. Panel frontal del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow	107
Fig. 3.24. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte I)	107
Fig. 3.25. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte II)	108
Fig. 3.26. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte III)	108
Fig. 3.27. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte IV).....	109
Fig. 3.28. Diagrama de Flujo del algoritmo SCA-V.....	113
Fig. 3.29. Panel Frontal del VI Schmidl&Cox-Variant.....	114
Fig. 3.30. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-Variant (Parte I)	114
Fig. 3.31. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-Variant (Parte II)	115
Fig. 3.32. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-Variant (Parte III)	115
Fig. 4.1. Vista de la constelación transmitida y los parámetros de modulación fijados	117
Fig. 4.2. Parámetros de configuración del hardware transmisor (NI-USRP 2920)	118
Fig. 4.3. Parámetros del canal	118
Fig. 4.4. Parámetros OFDM del transmisor.....	119

Fig. 4.5. Vista del panel de control del receptor y los parámetros de configuración del hardware	122
Fig. 4.6. Parámetros de modulación del receptor.....	123
Fig. 4.7. Parámetros OFDM del receptor	123
Fig. 4.8. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal AWGN	126
Fig. 4.9. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal AWGN	128
Fig. 4.10. BER vs SNR en canal AWGN con SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	130
Fig. 4.11. BER vs SNR en canal AWGN con SCA-V como algoritmo de sincronización.....	130
Fig. 4.12. Comparación de BER vs SNR en canal AWGN entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)	131
Fig. 4.13. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal ISI	133
Fig. 4.14. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal ISI..	134
Fig. 4.15. BER vs SNR en canal ISI con SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	135
Fig. 4.16. BER vs SNR en canal ISI con SCA-V como algoritmo de sincronización.....	136

Fig. 4.17. Comparación de BER vs SNR en canal ISI entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)	137
Fig. 4.18. Respuesta al Impulso del Canal Rayleigh	138
Fig. 4.19. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh (Desvanecimiento Selectivo).....	139
Fig. 4.20. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh (Desvanecimiento Plano)	139
Fig. 4.21. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal Rayleigh	140
Fig. 4.22. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal Rayleigh	141
Fig. 4.23. BER vs SNR en canal Rayleigh con SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	142
Fig. 4.24. BER vs SNR en canal Rayleigh con SCA-V como algoritmo de sincronización.....	143
Fig. 4.25. Comparación de BER vs SNR en canal Rayleigh entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco).....	144
Fig. 4.26. Comportamiento del algoritmo SCA-SW en los distintos canales utilizados	146

Fig. 4.27. Comportamiento del algoritmo SCA-V en los distintos canales utilizados	147
Fig. 4.28. Métricas de Correlación obtenidas con canal AWGN para cada uno de los algoritmos: Schmidl y Cox (blanca), Método de la Ventana Deslizante (amarilla), y variante de Schmidl y Cox (verde).....	148
Fig. 4.29. Métricas de Correlación obtenidas con canal ISI para cada uno de los algoritmos: Schmidl y Cox (blanca), Método de la Ventana Deslizante (amarilla), y variante de Schmidl y Cox (verde).....	149
Fig. 4.30. Métricas de Correlación obtenidas con canal Rayleigh para cada uno de los algoritmos: Schmidl y Cox (blanca), Método de la Ventana Deslizante (amarilla), y variante de Schmidl y Cox (verde)	149
Fig. 4.31. Constelación recibida utilizando SCA-SW sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN	152
Fig. 4.32. Constelación recibida utilizando SCA-V sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN	152
Fig. 4.33. Constelación recibida utilizando SCA-SW con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN	153
Fig. 4.34. Constelación recibida utilizando SCA-V con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN	154
Fig. 4.35. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN con SCA-SW como algoritmo de sincronización	155

Fig. 4.36. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN con SCA-V como algoritmo de sincronización	155
Fig. 4.37. Comparación de BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)	157
Fig. 4.38. Constelación recibida utilizando SCA-SW sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh	158
Fig. 4.39. Constelación recibida utilizando SCA-V sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh	158
Fig. 4.40. Constelación recibida utilizando SCA-SW con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh	159
Fig. 4.41. Constelación recibida utilizando SCA-SW con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh	160
Fig. 4.42. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal Rayleigh con SCA-SW como algoritmo de sincronización	161
Fig. 4.43. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal Rayleigh con SCA-V como algoritmo de sincronización	161
Fig. 4.44. Comparación de BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)	162
Fig. 4.45. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal multitrayecto real	164

Fig. 4.46. Respuesta en Frecuencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	164
Fig. 4.47. Perfil de Retardos de Potencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	165
Fig. 4.48. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal multirayecto real	166
Fig. 4.49. Respuesta en Frecuencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	167
Fig. 4.50. Perfil de Retardos de Potencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización.....	167

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Historia del desarrollo del Sistema OFDM.....	14
Tabla 4.1. Variabilidad de los datos tomados.....	145

INTRODUCCIÓN

Por muchos años el contar con mayores velocidades de transmisión de datos, confiabilidad y seguridad, han sido factores muy decisivos dentro de nuestra sociedad cada vez más dependiente de una sistema de comunicación que se ajuste a la necesidades actuales de consumo.

Pero existe un factor a tener en cuenta, que es el ancho de banda. Este es un recurso limitado que está regulado por entidades gubernamentales; por consiguiente al ser un recurso muy escaso, es también muy costoso por lo cual debemos aprovechar el espectro disponible de manera eficiente.

Por la importancia del tema se ha decidido proponer como proyecto de tesina, el desarrollo de un sistema de comunicación inalámbrico basado en la técnica de modulación de múltiples portadoras (OFDM); con especial énfasis en el análisis y desarrollo de algoritmos de sincronización de trama y corrección de desplazamiento de frecuencia. Los objetivos específicos son los siguientes:

- Disminuir la carga computacional con la implementación de algoritmos eficientes para sistemas que utilicen OFDM como esquema de modulación.

- Análisis y comparación de dos algoritmos de sincronización de trama y corrección del desplazamiento de frecuencia.
- Simulación e implementación en un SDR, utilizando módulos NI-USRP 2920 para la transmisión y recepción de la señal.

En el capítulo uno se da una breve explicación acerca de cómo se pretende mejorar la eficiencia del sistema de comunicación OFDM, y la explicación de un esquema general de transmisión y recepción con múltiples portadoras.

En el capítulo dos se describe de manera más extensa cada una de las partes que conforman el sistema de comunicación OFDM y los conceptos necesarios para el entendimiento de este tipo de sistemas. Además se realiza el análisis de las variables de estimación dentro los algoritmos de sincronización de trama y corrección de la frecuencia de portadora. Estos valores serán verificados a través de simulaciones.

En el capítulo tres se implementan los algoritmos en la plataforma de programación LabVIEW. Se mostrará la ubicación de los bloques

correspondientes a los algoritmos dentro del sistema y se indicará paso a paso la forma de construirlos.

En el capítulo cuatro se realizan las diferentes pruebas para comprobar el correcto funcionamiento de los algoritmos, y se realizan comparaciones del desempeño de los algoritmos bajo distintas circunstancias.

CAPÍTULO 1

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El origen de OFDM data de la mitad de los años sesenta cuando R.W.Chang publica "Síntesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission".

En este libro se describe un principio para transmitir mensajes simultáneamente en un canal limitado en banda sin interferencia entre canales (ICI) ni entre símbolos (ISI). La siguiente gran aportación fue presentada por SB.Weinstein y P.M. Ebert en 1971, quienes usaron la Transformada Discreta de Fourier (DFT) para llevar a cabo la modulación/demodulación de la señal en banda base. Este trabajo se centró en la eliminación de interferencias entre canales (ICI) y entre símbolos (ISI)

más que en mejorar los canales individuales y también soluciono el problema de tener que utilizar un banco de osciladores. Para intentar eliminar la ISI usaron un espacio de guarda entre los símbolos y una ventana de coseno alzado en el dominio temporal. Aunque los resultados mejoraron con creces todos los obtenidos anteriormente, quedaba un problema por mejorar, que era mantener la ortogonalidad de las señales en el receptor.

La gran aportación se debe a Peled y Ruiz que en 1980, introdujeron el Prefijo cíclico. En lugar del espacio de guarda vacío ellos utilizaron una extensión del símbolo OFDM para eliminar el problema de la ortogonalidad.

Por último comentar que actualmente se siguen estudiando otros esquemas alternativos propuestos por Peled y Ruiz que aunque mantienen la DFT no requieren de prefijo así como diferentes esquemas para la sincronización y ecualización. También habría que comentar que si bien el trabajo de Weinstein y Ebert solucionaron el problema de los bancos de osciladores, la evolución de la electrónica hace posible hoy día la transmisión de señales OFDM mediante bancos de osciladores digitales.

Las primeras aplicaciones para enviar texto rápidamente se ven copadas de nuevas ideas, así mismo la transmisión de imágenes estáticas es un hecho

aumentando su nitidez, para rápidamente avanzar a imágenes en movimiento. La música ahora se puede enviar como información binaria, pero hay que aun escalar mucho para que el nuevo sistema de transmisión digital pueda rivalizar y mostrar su superioridad sobre los antiguos estándares en todas partes del mundo. Las tasas de bit tienden a ser cada vez más altas, más aun si se pretende que el video en alta resolución en demanda y otras tecnologías que requieren el traslado de unos y ceros a alta velocidad sean suficientes para un mercado cada vez más deseoso por innovaciones tecnológicas.

La migración de todos los sistemas de comunicación hacia un medio universal y omnipresente está casi a la vuelta de la esquina. Pero el mayor problema al parecer sería lograr altas tasas de transferencia de bits a través de un medio inalámbrico que parece estar cada día más saturado. El sistema OFDM hace un uso eficiente de este medio al transmitir múltiples portadoras en un ancho de banda reducido, a altas velocidades, satisfaciendo así las necesidades actuales del mercado. En las Figs. Fig. 1.1 y Fig. 1.2 se presenta un esquema general de los bloques que conforman el transmisor y receptor en un sistema OFDM.

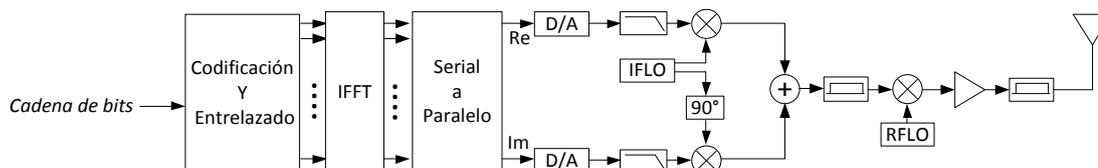


Fig. 1.1. Diagrama de Bloques del Transmisor OFDM

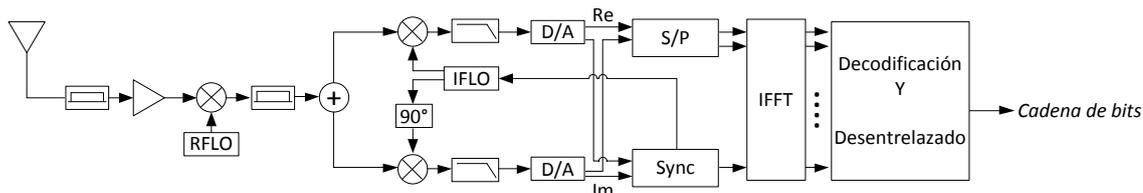


Fig. 1.2. Diagrama de Bloques del Receptor OFDM

Una de las alternativas para lograr esto es que el transmisor y el receptor de nuestro sistema de comunicación estén sincronizados, pero para lograr esto se presentan algunos obstáculos como son: muestreo incorrecto, detección incorrecta de la trama, y desplazamiento de la frecuencia portadora, todos producidos en el receptor.

Haremos especial énfasis en la corrección de la sincronización de trama y desplazamiento de frecuencia utilizando algoritmos de sincronización adecuados para corregir estos problemas. Nosotros presentamos algunas alternativas, utilizando como transmisor y receptor el módulo NI-USRP 2920 y como plataforma de programación, LABVIEW.

Al ser los moduladores, filtros y demás bloques implementados en software en lugar de ser equipos físicos, el entorno en el que trabajaremos se denomina SDR (Software Defined Radio), utilizándose como adaptadores de RF los NI USRP-2920.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTO TEÓRICO

En este capítulo se describirá con detalle cada una de las partes que conforman al sistema de comunicación inalámbrico. Se describen los principios básicos y el funcionamiento de los algoritmos. Así como también los parámetros de importancia para la obtención de la máxima eficiencia y exactitud en la sincronización.

En OFDM el ahorro de ancho de banda se logra gracias a la transmisión de múltiples sub-portadoras ortogonales entre sí, evitando así la interferencia intersimbólica (ISI) y disminuyendo el espaciamiento entre sub-portadoras.

Debido a esta característica única en el sistema, la sincronización de la trama enviada debe de ser receptada con la mayor exactitud posible, ya que el más leve retardo puede causar que el sistema pierda su ortogonalidad aumentando así la interferencia intersimbólica (ISI); aumentando así lo errores en el receptor, un correcto tratamiento en la sincronización de la señal es tema de gran interés en las telecomunicaciones. A continuación los fundamentos básicos se detallaran.

2.1 Introducción al esquema de modulación OFDM

La Modulación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) es un esquema de modulación/demodulación multiportadora [1], por lo que su uso se centra en aplicaciones de banda ancha.

En contraposición a lo que vemos en las típicas comunicaciones monoportadora o Single Carrier (SC), donde cada símbolo se transmite serialmente (uno a la vez) ocupando todo el ancho de banda disponible, en una modulación multiportadora se envían los símbolos paralelamente en subportadoras adyacentes, es decir, usando algún tipo de multiplexaje por división de frecuencias (FDM) [1]. Una comparación gráfica se puede observar en la Fig. 2.1.

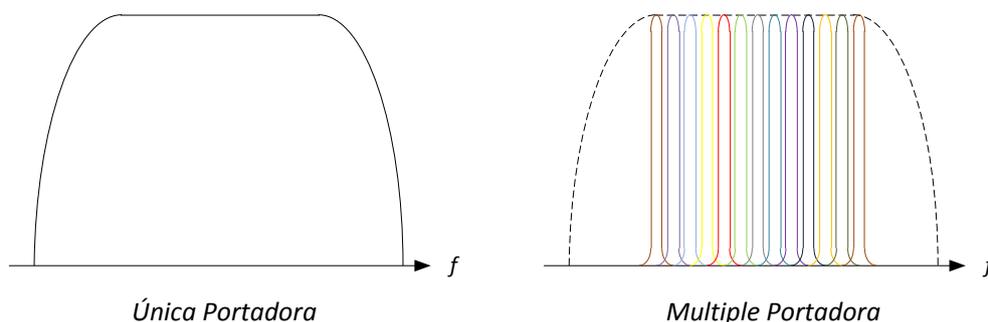


Fig. 2.1. Comparación entre transmisión SC y Multi-portadora OFDM

De manera conceptual OFDM ha existido durante décadas; pero su implementación real y a costos aceptables no fue posible sino con la llegada de tecnologías como los microprocesadores de alta velocidad de procesamiento y los dispositivos de lógica programable para poder hacer fiable el procesamiento digital (DSP) requerido. Así se ha convertido en una tecnología ampliamente utilizada en aplicaciones de comunicaciones inalámbricas [2].

La principal característica para su implementación en la actualidad es la utilización de la transformada rápida de Fourier o FFT para lograr la transmisión por medio de sub-portadoras paralelas de manera que se elimina en lo posible la interferencia entre ellas. Es por esto que el número de sub-portadoras está ligado al número de muestras que usa la FFT (N_{FFT}). Podría decirse que OFDM posibilita la transmisión de una

trama digital que requiere una gran tasa de transferencia mediante N_{FFT} líneas paralelas más lentas, en sub-portadoras contiguas y ortogonales, que transportan símbolos independientes que son producto de algún tipo de modulación digital como QPSK, 16-QAM, 64-QAM, etc., dependiendo del sistema [3].

Siendo N sub-portadoras ortogonales las que se utilizan para un sistema OFDM cualquiera, éstas estarán separadas en frecuencia justamente por el valor correspondiente a la inversa del tiempo útil del símbolo OFDM o T_u , como se explicará más adelante (en la sección 2.1.2.4), y durante este período se transmitirán N símbolos independientes codificados por cualquier tipo de modulación I/Q. Entonces la señal modulada puede expresarse mediante la siguiente expresión [3]:

$$S(t) = Re \left[e^{j\omega_c t} \cdot \sum_{k=1}^N A_k e^{j\frac{2\pi kt}{T_u}} \right] = \sum_{k=1}^N A_k \cos \left[\left(\omega_c + \frac{2\pi kt}{T_u} \right) \cdot t + \theta_k \right] \quad (2.1)$$

donde A_k y θ_k toman todos los valores posibles de acuerdo a su constelación correspondiente.

Si cada fase y amplitud se mantiene estable durante todo el período de símbolo como se expone, entonces se puede demostrar la ortogonalidad existente entre las subportadoras comprobando que para valores diferentes de m y n se cumple que [3]:

$$\int_{T_u} A_m e^{j\left(\left(\omega_c + \frac{2\pi m}{T_u}\right)t + \theta_m\right)} \cdot A_n e^{-j\left(\left(\omega_c + \frac{2\pi n}{T_u}\right)t + \theta_n\right)} dt = 0 \quad (2.2)$$

2.1.1 Evolución de OFDM

Diversos métodos para FDM han sido ampliamente utilizados para canales selectivos en frecuencia, tal como lo sería un canal multitrayecto. El problema que se presentaba constantemente en este tipo de multiplexaje es la interferencia entre subportadoras, lo que hace necesaria la colocación de una región de espectro de separación entre ellas, la cual no debería afectar la precisión de los filtros en el receptor [3]. La separación y posterior discriminación entre sub-portadoras no supone tampoco un eficiente aprovechamiento del ancho de banda. Es por esto que se propone OFDM como esquema de modulación, pues emplea tonos ortogonales para modular las señales. De este modo los

tonos están espaciados a intervalos de frecuencia iguales a la tasa de símbolo (T_s) [4].

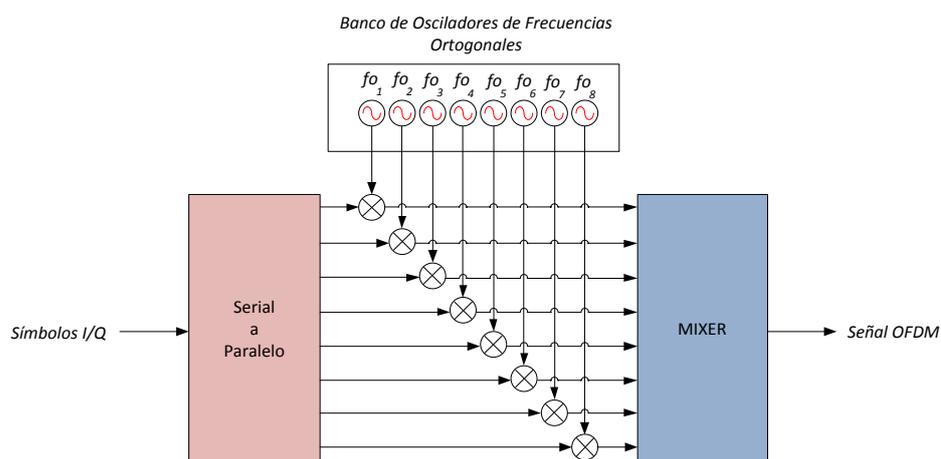


Fig. 2.2. Modulación OFDM realizada en RF con 8 sub-portadoras

En la Fig. 2.2 se observa un esquema de una implementación de OFDM con 8 frecuencias ortogonales, realizada totalmente en la etapa de radiofrecuencia (RF). Se observa la dependencia del sistema de la precisión de cada oscilador y demás elementos (mezcladores y divisores) que pueden introducir espurias, y debemos contar con las no linealidades de filtros y amplificadores que suponen una demodulación coherente en el receptor. Si tomamos en cuenta que normalmente se requerirían muchas más sub-portadoras, es fácil imaginar la complejidad y altos costos de

este tipo de dispositivos. A pesar de estas limitaciones este concepto fue introducido ya en los años 60's para usarse en radios militares de alta frecuencia [4,5].

Más adelante se presenta la transformada discreta de Fourier (DFT) y su inversa (IDFT) como los métodos que le darían viabilidad a OFDM, en lugar de los bancos de osciladores y la inmensa y costosa circuitería de RF. El uso de estos algoritmos implica pasar el trabajo a una etapa de procesamiento digital de señales (DSP). Por eso la implementación pudo hacerse efectiva con los avances en dispositivos de muy larga escala de integración (VLSI) y el desarrollo de los algoritmos de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) [5].

Fue en 1971 en que Weinstein y Ebert introdujeron la IFFT/FFT para OFDM junto con el concepto de intervalo de guarda para evitar la interferencia intersimbólica (ISI) y la interferencia intercanal (ICI) [5]. Desde ese entonces la técnica ha empezado a ocupar un sitio importante dentro de las comunicaciones siendo posiblemente en la actualidad su aplicación más difundida y trascendental el Estándar Europeo para Difusión de Video Digital por Redes Terrestres (DVB-T), cuya forma usada se denomina

OFDM Codificada (COFDM) [3,5,6]. Pero también está el estándar Europeo para Difusión de Audio Digital (DAB) [3,6] y otros para transmisión de datos como Cable-MODEM y DSL Asimétrico (ADSL) [7,8]. En años más recientes OFDM se ha introducido en estándares para redes de área local inalámbricas (WLAN) como el IEEE 802.11a en Norteamérica e HIPERLAN/2 en Europa [5,10] y por supuesto en el IEEE 802.16 popularizado con el nombre comercial de WiMAX [11,12]. Hoy en día ya se perfila como uno de los principales contendientes para 4G [4], donde se ha llegado a proponer “Fast Lowlatency Access with Seamless Handoff OFDM” (FLASH-OFDM) como un estándar más completo que abarca capas superiores [8].

En la Tabla 2.1 podemos ver detallado el proceso histórico de OFDM en aplicaciones inalámbricas [5,8] y en la Fig. 2.3 encontramos un esquema de un transceptor con el Estándar 802.16a para WLAN.

Tabla 2.1. Historia del desarrollo del Sistema OFDM

1957	Kineplex, multi-carrier high frequency (HF) MODEM
1966	R. W. Chang, Bell Labs, OFDM paper + patente
1971	Weinstein y Ebert proponen el uso de la FFT y el intervalo de Guarda
1985	Cimini describió el uso de OFDM para comunicaciones móviles
1985	MODEM Telebit Trailblazer fue incorporado usando un protocolo de ensamblaje de paquetes de 512 portadoras
1987	Alard&Lasalle propone OFDM para difusión digital
1988	TH-CSF LER, primer enlace experimental de TV Digital con OFDM, Área de París
1993	Morris: OFDM de 150Mbit/s wireless LAN experimental
1995	La ETSI establece el primer estándar basado en OFDM, el DAB
1997	El Estándar DVT-T fue adoptado
1997	Se emplea en difusión de Internet con Línea de Suscriptor Digital Asimétrica (ADSL).
1998	El proyecto Magic WAND demostró módems OFDM para W-LAN
1999	Los estándares IEEE 802.11a (WiFi) e HIPERLAN/2 son establecidos para W-LAN
2000	Vector-OFDM (V-OFDM) para acceso fijo inalámbrico y otros

	estándares propietarios como FLASH-OFDM
2001	OFDM fue considerado para los estándares IEEE 802.11g (W-LAN) e IEEE 802.16 (W-MAN).
2002	IEEE 802.11g para Wireless LAN
2004	IEEE 802.16-2004, para Wireless MAN (WiMax)

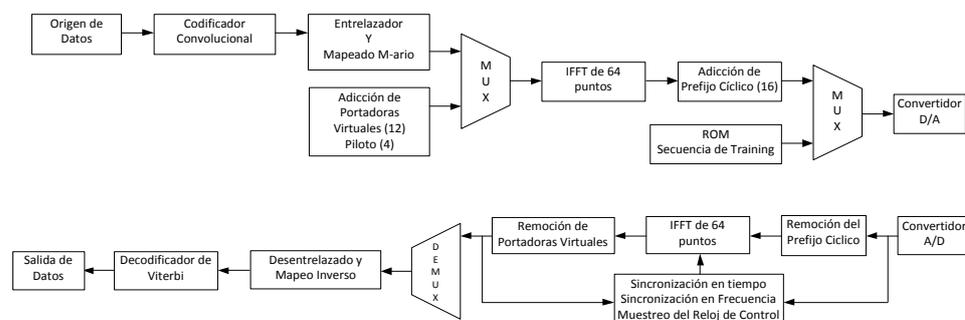


Fig. 2.3. Transceptor según Estándar 802.11 a usando OFDM

2.1.2 Transformada Rápida de Fourier FFT/IFFT

Las etapas de la FFT/IFFT constituyen el núcleo del esquema de modulación OFDM, al ser la que reemplaza los grandes bancos de osciladores e incluso de filtros [5].

Para comprender su uso deberemos partir del concepto mismo de la Transformada de Fourier y su inversa, así conocidos, teniendo

establecida cualquier señal continua $x(t)$ en el dominio del tiempo, la transformada de Fourier $\mathcal{F}\{x(t)\}$, constituye la relación con la misma señal en su representación en el dominio de la frecuencia, $X(\omega)$, tal como rezan las ecuaciones (2.3) que define la Transformada de Fourier y (2.4) que define la transformada inversa de Fourier [13].

$$X(\omega) = \int_{-\alpha}^{\alpha} x(t)e^{-j\omega t} dt = \mathcal{F}\{x(t)\} \quad (2.3)$$

$$x(t) = \int_{-\alpha}^{\alpha} X(\omega)e^{-j\omega t} d\omega = \mathcal{F}^{-1}\{X(\omega)\} \quad (2.4)$$

Siempre recordando la relación entre la frecuencia en radianes con la frecuencia en hertzios, descrita en (2.5).

$$\omega = 2\pi f \quad (2.5)$$

Estas relaciones son ampliamente estudiadas en el mundo de las telecomunicaciones, y de manera más intensiva en las

inalámbricas, donde el análisis en frecuencia tiene una inestimable importancia al ser el espectro un recurso limitado y controlado por los reguladores estatales. Sin embargo su utilización está limitada al campo de los conceptos, al no ser aprovechables de manera práctica cuando hay que usar métodos numéricos.

2.1.2.1 Transformada Discreta de Fourier

En un sistema digital, como lo sería nuestro esquema OFDM, el paso al mundo analógico se da mediante convertidores analógico al digital (DACs) y digital a analógico (ADCs) ubicados en la misma frontera del sistema que maneja la modulación en banda base. Esto lo podemos observar gráficamente en la figura 2.3. En vista de esto, las señales que manejamos en realidad están muestreadas, y son así mismo, señales discretas.

Por otro lado, incluso para los análisis realizados con la ayuda de una computadora, como al utilizar LABVIEW, jamás tendremos realmente señales continuas, sino muestras de ellas. Y para realizar el análisis necesario en frecuencia, y luego entender los métodos numéricos que se deben usar, comenzaremos por contemplar la utilización de la transformada de Fourier de una señal muestreada [13].

El muestreo implica una separación constante en el tiempo de los impulsos, y por lo tanto de las muestras; a esta separación se denomina “período de muestreo”, T_s ; que es la inversa de la “frecuencia de muestreo”, f , según ecuación (2.6) [13]. A veces también referidos como “período de resolución” y “frecuencia de resolución”, en referencia a los DACs y ADCs, en los que implican el valor límite de resolución [5].

$$T_s = 1/f_s \quad (2.6)$$

De este modo, siendo la señal continua en el tiempo $x(t)$, siendo n el índice de las muestras de dicha señal, $x(nT)$ es para cada valor de n , una de las muestras de la señal $x(t)$ [13].

Defínase un tren de impulsos $\sigma(t)$:

$$\sigma(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\delta(t - nT_s) \quad (2.7)$$

Matemáticamente la señal muestreada la constituye la multiplicación del tren de impulsos $\sigma(t)$ por la señal $x(t)$. A la “versión muestreada de la señal continua en el tiempo” la podemos denotar con $\tilde{x}(t)$. Y su transformada de Fourier se definiría de la siguiente manera [13,14]:

$$\begin{aligned}\mathcal{F}\{\tilde{x}(t)\} = \tilde{X}(\omega) &= \mathcal{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s)\right\} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)e^{-j\omega T_s n}\end{aligned}\quad (2.8)$$

Resultado logrado usando adecuadamente las propiedades lineales y de desplazamiento en el tiempo que tiene la transformada de Fourier [13].

Otra manera de escribir esta relación es la siguiente [13,14]:

$$\mathcal{F}\{\tilde{x}(t)\} = \tilde{X}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_s} X(\omega - n\omega_s) \quad (2.9)$$

donde:

$$\omega_s = 2\pi/T_s \quad (2.10)$$

Las ecuaciones (2.6) y (2.7) definen lo que se denomina “transformada de Fourier en tiempo discreto” o DTFT [13,14]. Al tratar de aterrizar estos conceptos con lo que se podría usar en la realidad, vemos que la utilización de la DTFT como método numérico o para DSP tiene dos limitantes básicas:

- Una sumatoria infinita no es computablemente posible
- Según el teorema de Nyquist, la frecuencia de muestreo limita el ancho de banda de las señales a la mitad de su valor [13].

Por esta razón la versión computable de Fourier es la denominada Transformada Discreta de Fourier o DFT. Ésta es un algoritmo basado en la misma DTFT, pero donde se usa un número limitado de muestras en el tiempo, y como consecuencia obtendremos así

mismo la misma cantidad de muestras en el dominio de la frecuencia [13].

Entonces definiremos $\hat{x}(n)$ como la versión truncada de $\tilde{x}(n)$, cuya relación es la siguiente [13]:

$$\hat{x}(n) = x(nT_s) \quad (2.11)$$

$$\tilde{X}(\omega)|_{\Omega=T_s, \omega} = \hat{X}(\Omega) \quad (2.12)$$

Y la DFT para N_s muestras, queda definida por [13,14]:

$$\begin{aligned} \hat{X}(k) &= \sum_{n=0}^{N_s-1} \hat{x}(n) e^{-j\Omega_k n} \\ &= \sum_{n=0}^{N_s-1} \hat{x}(n) e^{-j \frac{2\pi n k}{N_s}} \\ &= \sum_{n=0}^{N_s-1} \hat{x}(n) W^{kn}, \quad k \\ &= 1, 2, \dots, N_s - 1 \end{aligned} \quad (2.13)$$

donde:

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N_s}} \quad (2.14)$$

A W^2 normalmente se lo suele denominar como factor de giro (“twiddle factor”) [13]. También queda establecido el índice k para las muestras en el dominio de la frecuencia, y n en el del tiempo.

Nótese que la relación inversa está dada básicamente por la misma relación, en vista que tan solo tendríamos que cambiar los índices, sin embargo se considera incluir un factor de compensación a la sumatoria. Entonces la IDFT se define [14]:

$$\begin{aligned} \hat{X}(k) &= \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \hat{X}(k) e^{-j\Omega_k k} \\ &= \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} \hat{X}(k) e^{-j\frac{2\pi nk}{N_s}} \\ &= \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \hat{X}(k) W^{kn} \quad , n \\ & \quad = 1, 2, \dots, N_s - 1 \end{aligned} \quad (2.15)$$

2.1.2.2 Algoritmos rápidos de Fourier

El cálculo de la DFT o su inversa, de acuerdo a las expresiones base (2.13) y (2.15) implica para su cálculo la realización de sucesivas multiplicaciones y sumas, además de los gastos de memoria que crecen de acuerdo al valor de muestras. Considerando el algoritmo basado en lazos, es decir, la realización secuencial de N_s multiplicaciones por cada valor de k , el esfuerzo computacional asciende en función N_s^2 , que sería el número total de multiplicaciones [14].

Con el objeto básico de reducir dicho número de multiplicaciones, fue diseñada la denominada “Transformada Rápida de Fourier” o FFT, en el cual el número de multiplicaciones se reduce a $\frac{N(\log_2 N)}{2}$. La figura 1.4 muestra la gran diferencia entre los dos algoritmos en cuanto al número de cálculos realizados, lo que justifica plenamente su uso, no obstante su complejidad.

La FFT logra la eficiencia algorítmica a través de la estrategia “divide y vencerás”. La idea básica es que un grupo de N muestras de la sumatoria de la DFT pueden ser expresadas como una combinación de sumatorias de DFT de $N/2$ muestras. Siendo así,

cuando N es una potencia de dos, el proceso se puede repetir hasta llegar al caso de la simple sumatoria para DFT de solo 2 muestras [15]. Podemos concluir que el proceso es además recursivo.

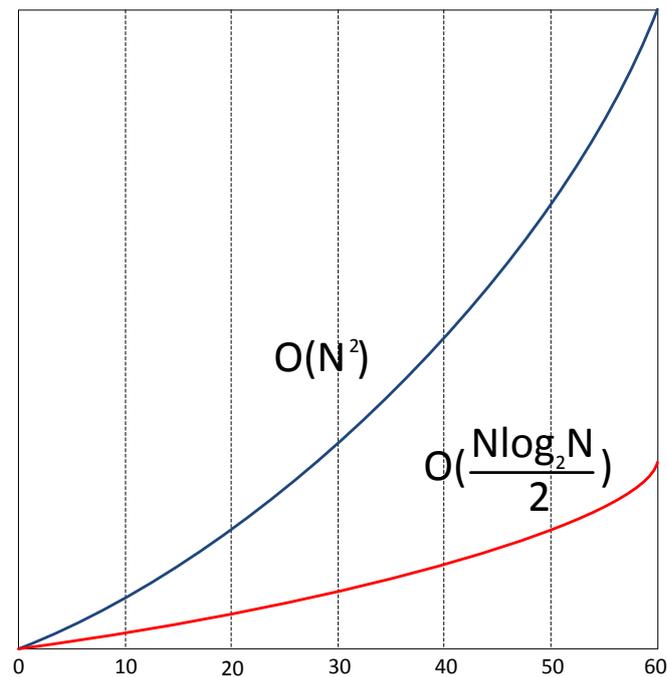


Fig. 2.4. Gráfico comparativo entre algoritmos en DTF

De la ecuación (1.13) se puede derivar la denominada radix-2 FFT, aprovechando las simetrías que presenta la sumatoria de la DFT [14,15]:

$$\begin{aligned}
 \hat{X}(k) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}(2n) W_{\frac{N}{2}}^{nk} \\
 &+ W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}(2n+1) W_{\frac{N}{2}}^{nk}
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

donde el factor de giro, tiene la siguiente relación con (1.14):

$$W_{\frac{N}{2}} = e^{-j\frac{2\pi}{N}} = e^{-j\frac{2\pi(2)}{N}} = W_N^2 \tag{2.17}$$

En la Fig. 2.5 se pueden observar un ejemplo para $N=8$ para completar el algoritmo de acuerdo a este esquema.

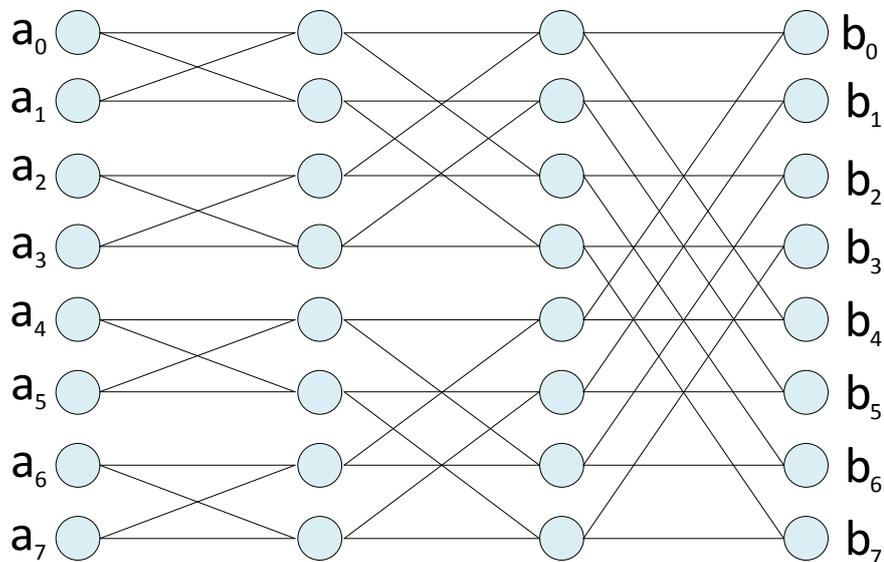


Fig. 2.5. Dígrafo correspondiente al algoritmo Radix-2 FFT para $N=8$

Nótese que de acuerdo al flujo de los datos es totalmente factible la reutilización de los mismos recursos en cada etapa subsiguiente de la sumatoria, con el apoyo de memorias temporales y acumuladores. Esto ayuda significativamente en cuanto al ahorro de recursos.

La estructura computacional básica que permite este cálculo recursivo se denomina “butterfly” (mariposa), y en el caso de Radix-2 FFT requiere una multiplicación compleja y dos sumas complejas [15]. El diagrama de este circuito se observa en la Fig. 2.6.

De acuerdo a factores como el número total de muestras y la optimización alcanzada en algún tipo específico de circuito Butterfly, también se pueden hacer agrupaciones de diferentes tamaños con las muestras. Es así que se puede optimizar la Radix-4 FFT, Radix-16 FFT, Radix-32 FFT, y así en adelante para grupos de muestras cuya dimensión sea una potencia de 2.

Asimismo, para cantidades de muestras que no son estrictamente potencias de 2, pero combinaciones de ellas, se pueden mezclar algoritmos, dado como resultados denominaciones tales como Radix-2-4 FFT o Radix-2-16 [15].

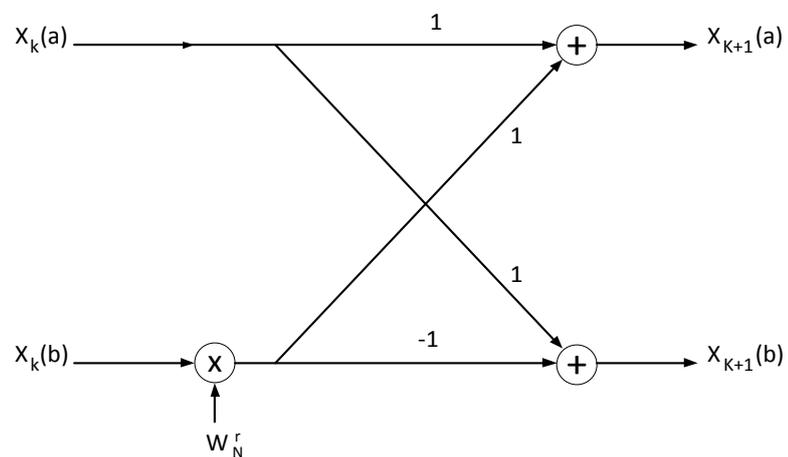


Fig. 2.6. Estructura Radix-2 Butterfly

Como es lógico, para circuitos Butterfly de mayor índice, la complejidad de los cálculos crecerá, pero al ser a la vez más cálculos hechos a la vez, al crecer el índice también crece la eficiencia computacional prácticamente de la misma manera exponencial, no obstante, siempre pueden usar la misma estructura básica del Radix-2 Butterfly [15].

2.1.2.3 Uso de la FFT en OFDM

La FFT, como una implementación de la DFT, también tiene su inversa, la IFFT, que funciona exactamente con el mismo algoritmo. Comprendiendo la base de que esta transformada toma un número definido de muestras N_{FFT} en el tiempo y nos da como resultado N_{FFT} muestras en el dominio de la frecuencia, ahora podemos observar su aplicación en OFDM.

Al requerir OFDM una señal que sea la sumatoria de señales tales que, en el dominio de la frecuencia correspondan a frecuencias adyacentes y con una separación constante. Es exactamente esta la disposición de la información del contenido espectral que nos ofrece la FFT. Entonces, más bien, para la generación y transmisión de OFDM, deberemos usar la IFFT, puesto que el paso previo será el hacer un mapeo del contenido de cada sub-

portadora para que luego la transformada inversa convierta esto en la muestras de una señal en tiempo. Luego de la transmisión, es la FFT quien hace el trabajo de separar los datos entre sub-portadoras en el lado del demodulador [7,10]. Este esquema se lo puede observar en la Fig. 2.7.

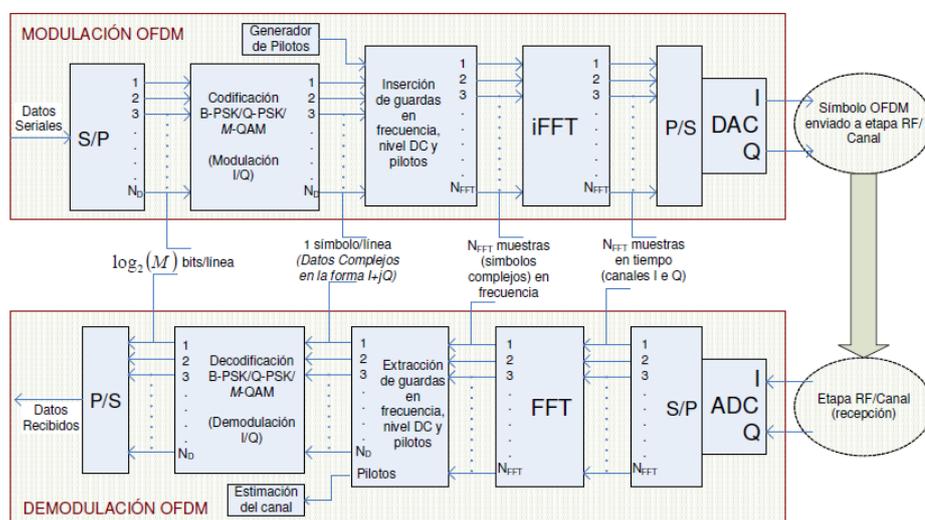


Fig. 2.7. Esquema de Modulación/Demodulación OFDM

De esta manera, de una forma sencilla y muy eficiente con la IFFT se asegura que las sub-portadoras producidas sean además, ortogonales entre sí [16].

Como se indicó en la ecuación (1.8), el trabajo con las señales discretas y sus transformadas, implica el trabajo bajo el régimen de un tiempo de muestreo T_s , que es básicamente el que pone las limitantes básicas, y por ende, principales características del sistema.

Es así que el ancho de banda teórico W es igual f_s -ecuación (1.6), y el espaciamiento entre sub-portadoras, o lo que es lo mismo, ancho de banda de sub-portadora, está dado por:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N_{FFT}} = \frac{1}{T_u} \quad (2.18)$$

recordando que T_u es el tiempo útil del símbolo OFDM que sirvió para definir la forma de la señal en la ecuación (1.1). Éste valor se puede definir de la misma ecuación (1.18), reescribiéndola como:

$$T_u = \frac{N_{FFT}}{f_s} \quad (2.19)$$

Normalmente se pensaría que el ancho de banda debe ser, de acuerdo al criterio de Nyquist, la mitad del valor de la frecuencia de muestro para señales en banda base, sin embargo, en vista de que estamos en posibilidad de colocar los datos en todas las posiciones correspondientes tanto al rango positivo como negativo, se puede decir que de algún modo se van a reutilizar todas las frecuencias, pero esto deja de ser así en el momento que la señal pasa a RF.

En la Fig. 2.8 se puede observar la disposición de las sub-portadoras dentro del rango de frecuencias. Nótese que la disposición de las sub-portadoras, tomando como eje d_0 (la correspondiente a la portadora de frecuencia=0 cuando está en banda base, o a la frecuencia de la portadora, en RF), van en el rango $[d_{\frac{N_{FFT}}{2}} \dots d_{\frac{N_{FFT}}{2}-1}]$, donde, siendo f_k correspondiente a la sub-portadora d_k :

$$f_k = \frac{k \cdot f_s}{N_{FFT}} + f_0, \quad k \in \left[-\frac{N_{FFT}}{2}, \frac{N_{FFT}}{2} - 1 \right] \quad (2.20)$$

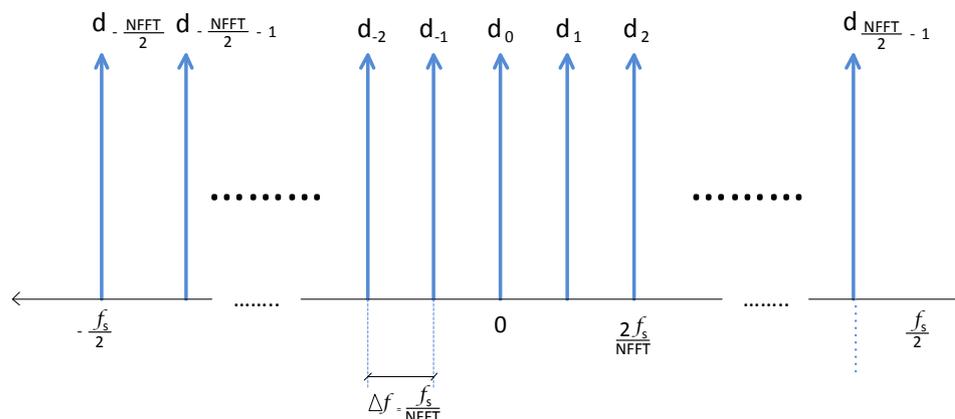


Fig. 2.8. Disposición de los datos en los canales de frecuencias contiguos en OFDM

2.1.3 Transmisor/Receptor OFDM

Un esquema básico para la modulación y demodulación OFDM ya fue presentado en la Fig. 2.7. Sin embargo, actualmente, rara vez se trabaja de manera práctica con un sistema así de básico para comunicaciones, siendo ahora prácticamente inseparable la etapa de inserción del prefijo cíclico tal como si fuera un estándar intrínseco incluso para las más simples implementaciones de OFDM [5, 7, 10, 17, 19].

A continuación se describen las principales características de un transmisor/receptor OFDM, la etapa RF y se explicará en que consiste el tiempo de guarda y prefijo cíclico.

2.1.3.1 Transmisor OFDM

El transmisor OFDM básicamente trabaja transformando un grupo de bits en un grupo de números complejos correspondientes a valores dentro de las constelaciones disponibles para realizar la modulación I/Q [4]. Sus elementos esenciales ya se han estudiado y algunos más se pueden visualizar en la Fig. 2.7, además se mostró un ejemplo más completo en la Fig. 2.3 (MODEM 802.11a), donde podemos observar etapas destinadas a corrección de errores y la adición del prefijo cíclico.

En general todo el tratamiento adicional que se deba hacer a los datos se realiza previo a la IFFT, que es el que hace la modulación OFDM propiamente dicha, a la cual ya llegan únicamente los símbolos I/Q ordenados en la trama que es la que se desea enviar. En general con esto nos referimos a etapas de adición de códigos convolucionales o redundancia cíclica. Asimismo se puede incluir adición de FEC en virtud de los cual se puede denominar al sistema como COFDM (Codec OFDM) [1].

En la etapa de codificación I/Q, se cuenta con un número finito de esquemas entre los que se puede escoger para operar entre los de mayor o menor orden de acuerdo al estándar a utilizar. En

general los sistemas cableados como xDSL tienden a usar aquellos de mayor orden como 256-QAM, mientras los sistemas inalámbricos se mantienen usando los de menor como BPSK o QPSK o sus modos diferenciales [1].

Si el sistema soportara más de un tipo de modulación en esta parte, esto implica que el sistema en su conjunto debe ser capaz de soportar en las etapas previas diferentes tasas de bits correspondientes a cada orden en que opere el transmisor [4]. También la adición de códigos de corrección afectará la tasa de bits que deberá adaptarse.

Los mapas o constelaciones usan, se puede decir que de manera generalizada, código gray, lo cual sirve para asegurar que si ocurre un error a nivel de éstos símbolos por el desplazamiento hacia una posición adyacente, en el decodificador esto significará tan solo un bit de error [4]. Un ejemplo de uno de estos mapas está en la Fig. 2.9.

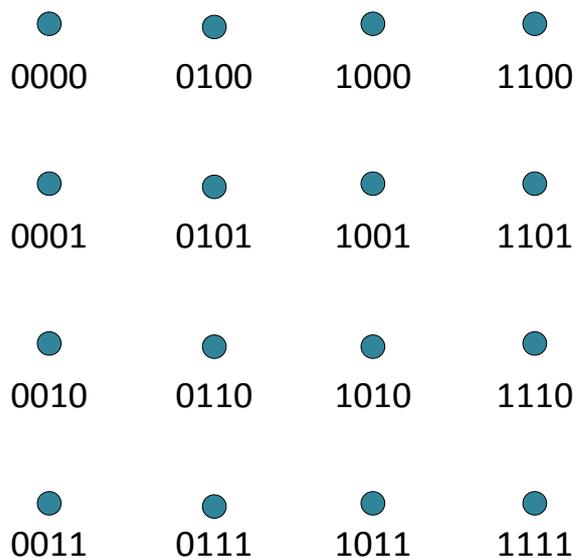


Fig. 2.9. Constelación 16-QAM usando código Gray

Otra etapa que normalmente se incluye luego de los codificadores para corrección de errores es la del entrelazado, que bien se puede hacer antes o después de generar los símbolos I/Q, la diferencia hace que este trabajo afecte la distribución de los posibles errores a través de la dimensión del tiempo o a la de la frecuencia.

La trama OFDM se completa con la inserción de pilotos. Como se observa en la Fig. 2.7, usan frecuencias fijas que no son usadas para datos, en su lugar se envían secuencias de datos conocidas

o pseudo-aleatorias (PN) codificadas con modulaciones de bajo orden como BPSK o QPSK [3].

Los pilotos tienen diversas utilidades, entre ellas el facilitar la sincronización y la estimación del canal [3], así como la detección de desplazamientos en fase y frecuencia [5,18].

Además de los pilotos, también reducen la capacidad de transporte de información la utilización de guardas en frecuencia, que se usan con la finalidad de evitar ICI, que se da por el traslape con los canales adyacentes. Éstas guardas en frecuencia, así como la portadora correspondiente al nivel DC, simplemente se dejan en su valor de cero, y reducen la cantidad de energía utilizada en la transmisión [12].

Con la trama completa, puede tener lugar una etapa de moldeamiento (shaping) del espectro de la señal, en función de los requerimientos en frecuencia de las etapas analógicas o de los DACs. Según el caso, este trabajo puede ser realizado por una tabla de búsqueda sencilla según frecuencias, o bien por un filtro

complejo para hacer las variaciones en amplitud y fase. Entonces, esta trama reformada es la que se introduce en la IFFT [1].

Luego de tener muestras de la trama en el tiempo, es decir, luego de la sacarle IFFT, es que añade el intervalo de guarda o prefijo cíclico (CP), cuya función se explica más a fondo en 2.1.4.

En el transmisor también tiene lugar la generación del preámbulo o tramas de entrenamiento (training), que consiste en un grupo de símbolos OFDM con datos conocidos para el receptor, generados especialmente al inicio de la transmisión, y luego de cada bloque, de acuerdo a lo que se encuentre configurado. Su principal objetivo es el poder realizar la sincronización, pero también puede servir para control automático de ganancia (AGC) y estimación del canal [1, 5, 19].

2.1.3.2 Receptor OFDM

El receptor se encarga de recibir la señal en forma compleja por medio de los canales I e Q (en fase y en cuadratura) para realizar el trabajo de demodulación, el cual primordialmente lo efectúa la FFT como se explicó en la sección 2.1.2.3. La complejidad en su

conjunto dependerá mucho de todas las etapas adicionales que hayan contemplado el estándar respectivo y demás mejoras que se hayan implementado en la parte del transmisor [1].

A la señal digitalizada por los ADCs que se obtiene, normalmente se le debe extraer el CP o intervalo de guarda, lo que para el sistema significará reducir el número de muestras a N , sobre las cuales se realizará la FFT que convertirá las muestras en tiempo, en muestras en frecuencia [10, 7].

El receptor también deberá encargarse de la sincronización en tiempo y en frecuencia o ecualización, y, de haber sido consideradas estas etapas, efectuar la realimentación necesaria a la etapa de RF para realizar el AGC y la estimación del canal, para lo cual debe valerse de las secuencias de entrenamiento enviadas con datos conocidos, así como de los pilotos insertados en medio de los datos que se envían en todas las tramas [1, 3, 5, 19, 20]. El flujo de datos para algunas de estas etapas se puede observar tanto en la Fig. 2.3 como en la Fig. 2.7.

Luego de extraer todas estas componentes que no son información propiamente dicha, se hace la demodulación I/Q (B-PSK, Q-PSK o M-QAM) y, en caso de haberse incluido en el modulador, las etapas de desentrelazado y de detección y corrección de errores. Frecuentemente se usa un decodificador de Viterbi, y entonces se puede incluir el mecanismo de Forward Error Correction (FEC) para solicitud de reenvío de datos mal receptados [1].

2.1.4 Tiempo de Guarda y Prefijo Cíclico

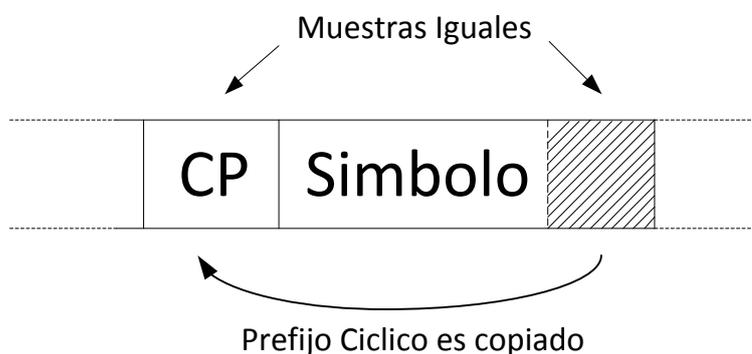


Fig. 2.10. El prefijo Cíclico

El tiempo de guarda o intervalo de guarda (GI) se refiere a aquel período que se deja entre símbolos OFDM consecutivos. Esta técnica tiene la finalidad de evitar la interferencia intersímbolo (ISI) e intercanal (ICI) en canales multitrayectoria. De acuerdo a la

teoría, para cumplir con estos objetivos, su longitud debe corresponder al menos a la misma longitud del tiempo máximo de exceso de retardo (maximum excess delay time) o T_m que caracteriza el canal [3, 5, 16, 19].

Para OFDM, ya es prácticamente un estándar el utilizar un prefijo cíclico durante este intervalo. De esta manera se completa el símbolo OFDM: añadiendo por delante de las N_{FFT} muestras que emite la IFFT, N_g muestras que no son más que copias de los últimos N_g datos del símbolo. Entonces debemos distinguir entre un período útil T_u y el de guarda T_g dentro del período de símbolo T_{sym} [3, 11, 16]. Lo que inevitablemente reducirá la eficiencia de la transmisión, no obstante los beneficios de la técnica [5].

La secuencia del símbolo se completa con las N_g copias:

$$\{x_{-N_g}, x_{-N_g+1}, \dots, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N_{FFT}-2}, x_{N_{FFT}-1}\},$$

donde la subsecuencia

$$\{x_{-N_g}, x_{-N_g+1}, \dots, x_{-1}\} = \{x_{N_{FFT}-N_g}, x_{N_{FFT}-N_g-1}, \dots, x_{N_{FFT}-2}, x_{N_{FFT}-1}\},$$

como muestra la Fig. 2.10 [10].

De acuerdo con los conceptos establecidos anteriormente, se generan las siguientes relaciones:

$$T_{sym} = T_u + T_g \quad (2.21)$$

para el tiempo total de símbolo, y

$$T_g = N_g x T_s \quad (2.22)$$

para el tiempo de guarda, recordando que T_u está definido por (1.19).

La reducción por ocupación de tiempo-espacio en el espectro debida a la técnica está dada por un factor de $\left(\frac{N_{FFT}}{N_g + N_{FFT}}\right)$ [5], por lo que el ancho de banda total BT estaría dado por (2.23) (cada estándar se lo puede definir según algunos parámetros adicionales):

$$BT = \left(\frac{N_{FFT}}{N_g + N_{FFT}} \right) xW \quad (2.23)$$

Existen más posibilidades para trabajar con el intervalo de guarda aparte de dejarlo en cero, como la variación de su longitud. Se puede mencionar el uso de un prefijo cíclico de 50% de ocupación del tiempo de guarda con cero señales en la otra mitad del período. Este tipo de implementación ofrece ventajas para la temporización del sistema, pero no presenta mucha protección contra canales multitrayecto [16].

El CP trabaja específicamente durante la transmisión, donde, gracias a las propiedades de la DFT, se realiza una convolución circular con el canal [14], dando más elementos a favor de la señal en cada símbolo. Luego, en el receptor, las muestras que lo conforman son extraídas para nuevamente tener N_{FFT} muestras [5].

Uno de los alcances que tiene la aplicación de ésta técnica es la posibilidad de poder implementar redes de frecuencia única o de isofrecuencia, debido a que se puede hacer retransmisiones de

una misma señal a través de retransmisores en una gran área, y la manera en que un receptor recibe copias de uno u otro transmisor no es distinta a la generada por multi-trayectoria, lo cual se lograría regular con éxito graduando el tamaño del CP [3].

2.1.5 Estructura de la Short Training Sequence IEEE 802.11a

Los símbolos OFDM tienen la siguiente estructura:

- Secuencia de Prueba Corta (Short Training Sequence)
- Secuencia de Prueba Larga (Long training Sequence)
- Índice de Longitud (Rate Length)
- Datos de Servicio (Service Data)

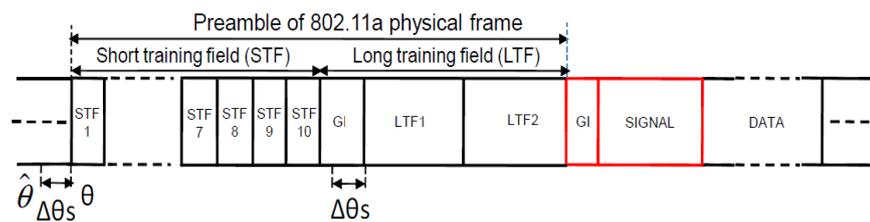


Fig. 2.11. Estructura del Símbolo OFDM

2.1.5.1 Secuencia de Prueba Corta

Compuesta por la repetición de 10 símbolos de prueba, usa un CAG (Control Automático de Ganancia) convergente, diversidad de selección, tiempo de adquisición, y frecuencia robusta en el receptor.

Un símbolo de prueba corto OFDM consiste de 12 sub-portadoras, las cuales son moduladas por los elementos de la secuencia S, dada por:

$$S_{-26,26} = \sqrt{13/6} x\{0,0, (1+j), 0,0,0, (-1-j), 0,0,0, (1+j), 0,0,0, (-1-j), 0,0,0, (-1+j), 0,0,0, (1+j), 0,0,0,0,0,0, (-1-j), 0,0,0, (-1-j), 0,0,0, (1+j), 0,0,0, (1+j), 0,0,0, (1+j), 0,0,0, (1+j), 0,0\} \quad (2.42)$$

La multiplicación por $\sqrt{13/6}$ es para normalizar la potencia promedio del resultado del símbolo OFDM, la cual utiliza 12 de las 52 sub-portadoras.

2.1.6 La etapa de Radiofrecuencia

Debido a todo el trabajo realizado en la etapa de DSP, la etapa de RF y terminación analógica (AFE) básicamente consistirá en una

cadena de conversión de frecuencias donde se lleva de banda base a radio frecuencia [18]. Un ejemplo de esta cadena para un Front-End de 5,25 GHz tomado de [18] lo podemos observar en la Fig. 2.12.

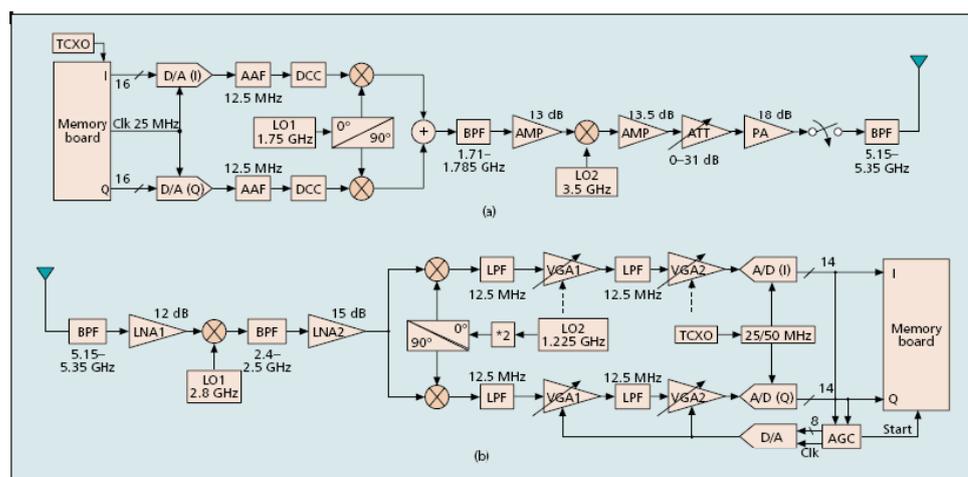


Fig. 2.12. RF y AFE: Transmisor (a) y Receptor (b)

El esquema mostrado en la Fig. 2.12 puede ser aplicado de manera general para otras bandas. Se caracteriza por utilizar dos etapas de conversión en frecuencia, las cuales se encuentran claramente delimitadas, cada una por su oscilador local LO. La primera etapa (o la segunda para el caso del receptor) es la que realiza la mezcla/derivación de las señales I e Q que provienen de los DACs (o se envían a los ADCs) que marcan la frontera con la

parte de DSP. A esta etapa, que viene acompañada del modulador de cuadratura I/Q, se denomina también etapa de IF o de frecuencia intermedia. Esta etapa también puede ser reemplazada por filtros digitales implementados en la tramo de DSP que frecuentemente vienen ya como opciones de fábrica en modelos de DACs y ADCs [19, 20]. En (t) se puede ver un ejemplo de DAC donde se genera modulación en IF gracias a un filtro de interpolación.

Continuando con el mismo esquemático, se encuentran más elementos de precisión tales como los osciladores con compensación de temperatura TCXO, el bloque de control DC (DCC), y la combinación de un atenuador variable (ATT) y un amplificador de potencia (AMP) que ajustan la señal a los niveles óptimos para el acople con la antena [18]. Los amplificadores de ganancia variable (VGAs), pudiendo funcionar en combinación con un lazo de AGC, se encargan de equiparar cuidadosamente las diferencias que se pudieran haber acumulado en toda la cadena con diferente peso para el canal I y para el canal Q. Todos los ajustes de las partes variables, únicamente lo son para la etapa de diseño donde se calcularán el ruido y demás ajustes que se

necesiten hacer; salvo por el AGC que actuaría con realimentación desde la etapa de DSP [1, 18, 19, 20].

En vista de la gran capacidad de generar ruido de diferente clase durante toda la cadena, se debe tener mucha preocupación durante el diseño e implementación. Entre las fallas que se pueden estar generando podemos mencionar algunos de los más comunes como el desacoplamiento I/Q, ruido de fase, y desplazamientos o cambios en la frecuencia de portadora y frecuencia de muestreo [18].

Algunas desmejoras a la señal son, de hecho, heredadas de la etapa previa, y ésta deberá también saberlas superar. Es así que los DACs/ADCs introducen ruido debido a cuantización, saturaciones y espurias. También se encuentra el retardo en los relojes digitales causado por la propagación en la circuitería. Los osciladores locales también pueden introducir ruido de fase y drifting en la señal [19].

Esta parte debe tomar en consideración además otros detalles adicionales que más bien tienen que ver con las especificaciones

generales de diseño, así como en materia de regulación: máscaras, máximo EIRP, niveles máximos y tolerables de señales de interferencia, etc. [19].

2.1.7 Ventajas y Alcance de OFDM

Una sus principales ventajas es su resistencia a la degradación debida a la multi-trayectoria que se dan en ambientes sin líneas de vista o con línea de vista problemáticos, dos escenarios muy típicos en las ciudades. Y esta capacidad le otorga a esta tecnología un importante atractivo a las empresas, pues convierte a éste un modo más rápido y barato de implementación de redes considerando la facilidad para el lado del suscriptor que no tendría que contar con una antena fuertemente direccionada como es lo normal [2].

Desde el punto de vista de las técnicas de implementación y uso de recursos se cuenta con el que obtenemos una mejor eficiencia espectral a lo que se conseguiría con técnicas SC y que la implementación basada en la FFT reduce la complejidad de transmisor y receptor. La versatilidad del sistema permite la implementación de un sinnúmero de tecnologías complementarias

que tienden a mejorar su funcionamiento global y aprovechar aún mejor el espectro, tal como se explicará en la sección 2.3. [2, 22].

Aunque se habla de un uso más eficiente del espectro esto no significa directamente que gracias a OFDM en el mismo ancho de banda obtendremos una mayor tasa de datos comparado con SC, esto se consigue mediante técnicas combinadas.

Para visualizar esto consideremos el mismo tipo de modulación I/Q para todas las sub-portadoras en OFDM y para SC, en tal caso se transmitirán $\log_2 M$ bits por portadora en cada símbolo; portadoras que son N_{FFT} para OFDM y solo una para SC.

Sin considerar las guardas en frecuencia ni pilotos con los que se pierde eficiencia espectral al poner en desuso para datos algunas sub-portadoras en OFDM, la tasa de datos estaría dada por:

$$DR_{OFDM} = \frac{(\log_2 M)(N_{FFT})}{T_u} \quad (2.42)$$

Retomando cómo fue definido el tiempo útil T_u (del símbolo OFDM) en (1.19):

$$DR_{OFDM} = \frac{(\log_2 M)(N_{FFT})}{N_{FFT}/f_s} = \log_2 M \cdot f_s \quad (2.43)$$

Cómo se indicó en la parte 1.1.2.4, el ancho de banda teórico para OFDM es igual a f_s , entonces la tasa de datos (DR) es:

$$DR_{OFDM} = \log_2 M \cdot W \quad (2.44)$$

En cambio, para SC el ancho de banda está definido como el inverso de su período de símbolo:

$$W = \frac{1}{T_{symSC}} \quad (2.45)$$

Así la tasa de datos vendría dada por:

$$DR_{sc} = \frac{\log_2 M}{T_{symSC}} = \log_2 M \cdot W \quad (2.46)$$

que es lo mismo que en (1.26) para el caso de OFDM.

Adicional a esta realidad, nos encontramos de cara a un diseño que debe considerar todos los problemas inherentes a un ambiente multitrayectoria y con más emisiones en bandas adyacentes, es decir, inconvenientes como la ISI, la ICI y el desplazamiento de fase, lo que requeriría una muy robusta sincronización y la mayor exactitud posible en todos los elementos de RF [10, 19, 22].

Finalmente comparando con SC también se debe mencionar que en OFDM existe una mayor relación de potencia pico-promedio (PAPR), que nuevamente incurre en la necesidad de una calibración de gran precisión en los elementos pasivos e

inteligencia complementaria a ella, como es el caso de los AGCs y estimación del canal [10, 19].

2.2 Algoritmos de Sincronización en el Receptor

2.2.1 Algoritmo de Schmidl & Cox

Este algoritmo incluye la búsqueda del inicio de trama y la corrección del desplazamiento de frecuencia y se puede ampliar para el ajuste de frecuencia de muestreo [24, 25].

El algoritmo necesita hasta dos símbolos de prueba OFDM para lograr la sincronización completa. El primer símbolo OFDM de prueba consta de sólo sub-portadoras pares aplicando una secuencia PN. El resultado son dos medio-símbolos idénticos consecutivos en el dominio del tiempo, que consta de $N_c/2$ muestras cada uno. El segundo símbolo OFDM consiste en la formación de sub-portadoras de índice par que son moduladas diferencialmente a las sub-portadoras de índice par del primer símbolo OFDM de prueba. La modulación diferencial se realiza con una secuencia PN. Las sub-portadoras de índice impar del segundo símbolo de prueba pueden ser utilizadas individualmente para los datos, piloto o símbolos de referencia. La sincronización

se consigue en varios pasos por métricas que computan las propiedades únicas de los dos símbolos de prueba OFDM.

Paso 1: Dado que la representación en el dominio del tiempo del primer símbolo de prueba de sincronización OFDM es idéntico para la primera y la segunda mitad del símbolo, muestrea valores complejo y_k y $y_{k+N_c/2}$ de la cadena de muestras I / Q del convertidor A / D están perfectamente igual en esa parte y facilitan la construcción del vector suma.

$$\begin{aligned}
 P(d) &= \sum_{k=0}^{\frac{N_c-1}{2}} y_{d+k}^* \cdot y_{d+k+\frac{N_c}{2}} \\
 &= P(d-1) + \left(y_{d+\frac{N_c}{2}-1}^* \cdot y_{d+N_c-1} \right) \\
 &\quad - \left(y_{d-1}^* \cdot y_{d-1+\frac{N_c}{2}} \right)
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

donde d es el índice de puntos de distribución. Esta suma se maximiza para $d = d_{\text{opt}}$ correspondiente a la primera muestra del primer símbolo OFDM de prueba ya que todos los elementos se

alinearán en fase. Si existe un intervalo de guarda, también se maximizará para todas las posiciones dentro del intervalo de guarda que no se ve afectada por la diversidad en el tiempo del canal. La energía recibida $R(d)$ durante la segunda mitad del símbolo también se debe calcular:

$$\begin{aligned}
 R(d) &= \sum_{k=0}^{\frac{N_c}{2}-1} \left| y_{d+k+\frac{N_c}{2}} \right|^2 \\
 &= R(d-1) + \left| y_{d+N_c-1} \right|^2 - \left| y_{d-1+\frac{N_c}{2}} \right|^2
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Para maximizar la temporización de la trama de la métrica

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \tag{2.26}$$

La estimación óptima para la trama y temporización de símbolos d_{opt} se puede encontrar. Si se supone que la potencia recibida es casi constante, el término $R(d)$ se puede despreciar.

Paso 2: En el punto óptimo de temporización d_{opt} , la suma vectorial $P(d_{opt})$ puede tener un desplazamiento de fase

$$\phi = L(P(d_{opt})) = \pi \cdot T_s \cdot \Delta f_c \quad (2.27)$$

Debido a la posible frecuencia de desplazamiento Δf_c , debido al rango limitado entre $-\pi < \phi \leq \pi$ únicamente a la parte fraccionaria del desplazamiento en frecuencia de la portadora

$$\widehat{(\Delta f_c)}_{frac} = \frac{\hat{\phi}}{\pi \cdot T_s} \quad (2.28)$$

Que puede ser estimado en el rango $-F_s < (\Delta f_c)_{frac} \leq F_s$

Paso 3: Para poder calcular también una posible parte entera

$$(\Delta f_c)_{\text{int}} = \frac{2g}{T_s} \quad (2.29)$$

de la frecuencia de desplazamiento, donde $g \in G = \{-W, -W + 1 \dots -1, 0, 1 \dots W - 2, W - 1\}$ con $W_{\text{max}} = \frac{N_c}{4}$, ambos símbolos de prueba OFDM primero necesitan ser corregidos con la parte fraccionaria antes de calcular la FFT de los dos símbolos resultantes en las representaciones del dominio de frecuencia \vec{Y}_1 y \vec{Y}_2 . Las sub-portadoras incluso de los símbolos OFDM \vec{Y}_1 y \vec{Y}_2 son entonces elemento sabios diferencialmente demodulados. El resultado se compara con la secuencia PN pre-calculada

$$v_l = \sqrt{2} \cdot \frac{x_{2,l}}{x_{1,l}}, \quad \forall l \in \left\{ -\frac{N_c}{2}, -\frac{N_c}{2} + 2, \dots, -2, 2, \dots, \frac{N_c}{2} - 4, \frac{N_c}{2} - 2 \right\}$$

que resulta de los correspondientes símbolos transmitidos \vec{X}_1 y \vec{X}_2 .

A partir de estos valores de una nueva correlación métricas

$$B(g) = \frac{|\sum_l Y_{1,l+2g}^* \cdot v_1^* \cdot Y_{2,l+2g}|^2}{2 \left(\sum_l |Y_{2,l}|^2 \right)} \quad (2.30)$$

que también elimina parcialmente las posibles influencias del canal de transmisión, se calcula. El \hat{g} que maximiza $B(g)$ obtiene el desplazamiento de frecuencia como un número entero, de modo que la frecuencia total estimada de desplazamiento es

$$\widehat{\Delta f_c} = (\widehat{\Delta f_c})_{\text{frac}} + (\Delta f_c)_{\text{int}} = \frac{\hat{\phi}}{\pi \cdot T_s} + \frac{2\hat{g}}{T_s} \quad (2.31)$$

Paso 4: Con (2.32) la tasa de muestreo de compensación Δf_{clk} se puede calcular

$$\Delta f_{\text{clk}} = \frac{\phi}{2\pi} \cdot F_{\text{muestras TX}} \cdot \frac{T_s}{T_s} \quad (2.32)$$

Donde ϕ , puede ser estimado a través de

$$\phi = \frac{\sum_l \angle(Y_{1,l}^* \cdot v_1^* \cdot Y_{2,l}) \cdot |Y_{1,l}^* \cdot v_1^* \cdot Y_{2,l}|^2 \cdot l}{\sum_l |Y_{1,l}^* \cdot v_1^* \cdot Y_{2,l}|^2 \cdot l^2} \quad (2.33)$$

Esta ecuación realiza estimación de MMSE lineal si los valores esperados de tanto el dominio de la frecuencia OFDM sub-índices de símbolos y las diferencias de fase son iguales a cero cuando ponderado por los cuadrados de las magnitudes de los subcanales.

2.2.2 Mejoras para el Algoritmo de Schmidl & Cox

En lo siguiente, se asume el uso del algoritmo de Schmidl y Cox y se proponen algunas mejoras. Se considera una disminución del ruido introducido por un instante de muestreo no ideal del lado del receptor, la detección correcta y la eliminación del intervalo de guarda [26].

Sobremuestreo del lado del Receptor

A partir de la teoría, un solo símbolo OFDM continuo en el tiempo generado a partir de N_c muestras se puede muestrear y el convertidor A/D en el lado receptor lo puede capturar en cualquier

lugar dentro del intervalo de guarda válido que no se ve afectado por la diversidad en el tiempo del canal. La teoría asume en ese caso, que el convertidor D/A en el lado del transmisor genera impulsos de Dirac ideales T_{samples} espaciados aparte que se envían después a través de un filtro de paso bajo ideal, con frecuencia de corte $F_{\text{samples}}/2$.

En implementaciones prácticas, el proceso de filtrado de paso bajo es no ideal. Esto se traduce en que queda términos de ruido de alta frecuencia, especialmente en los bordes del pulso rectangular no ideal del convertidor D/A del muestreo de formado de pulso. Mientras que el convertidor A/D del receptor toma sus muestras desde el centro de un pulso rectangular previo, los efectos son relativamente pequeños y pueden despreciarse. Pero puesto que las compensaciones en los desplazamientos de la tasa de muestreo $\Delta f_{\text{clk}}/F_{\text{samplesTx}} = 10^{-5}$ pueden no ser suficientes, sucede que las muestras sobre el lado del receptor caen en el área ruidosa entre dos muestras del lado del transmisor, es decir, el desplazamiento del tiempo de muestreo es de $\pm T_{\text{samples}}/2$.

Para evitar esto, el doble del sobre-muestreo se puede utilizar en el lado del receptor, lo que resulta en dos grupos de muestras, donde el primer par de I / Q muestras se pone en el primer grupo y el segundo par de I / Q muestras se pone en el segundo grupo y así sucesivamente. Estos grupos se procesan de forma independiente el uno del otro con el algoritmo para determinar el comienzo de trama. Si ahora un grupo consiste en las muestras de ruido antes mencionados, el pico de la temporización de trama métrica será menos dominante que el pico del otro grupo. Por la presente, el mejor de los dos grupos se pueden seleccionar para la trama OFDM que se procesa actualmente. Dado que el desplazamiento de frecuencia de muestreo es pequeño, se puede suponer que el grupo seleccionado es válido para el procesamiento de toda la trama. Con este método es posible reducir el tiempo de muestreo desplazamiento a un intervalo de $\pm T_{\text{samples}}/4$. Al procesar aún más la diferencia de los dos picos, es posible ajustar el tiempo de muestreo aún más exactamente, puesto que los dos picos pueden ser considerados como estimaciones tempranas y tardías del momento ideal de muestreo.

Detección de Intervalo de Guarda

El Algoritmo de Schmidl y Cox tiene problemas en detectar la posición exacta de comienzo de trama desde el momento en que la métrica produce en el caso sin ruido un intervalo de $(N_g + 1)$ picos de casi igual valor. Esto ha sido ya observada por Schmidl y Cox sí mismos. Existen diferentes métodos que se pueden utilizar para eludir esta estimación de inicio de trama inexacta.

Schmidl y Cox método 90%: Se propone detectar primero el pico máximo de la métrica $M(d)$ y luego encontrar los puntos a la izquierda ya la derecha, que sólo tienen 90% de la amplitud de este pico máximo. Al promediar las dos posiciones obtenidas es posible localizar el centro del intervalo donde es máxima $M(d)$. Añadiendo un desplazamiento, usualmente de $N_g/2$, a la posición central proporciona el inicio de la trama.

El problema que se presenta ahora en los canales de tiempo dispersivos es que el intervalo máximo se compone de menos de $(N_g + 1)$ muestras, por lo que la adición de un desplazamiento a la posición central obtenida es crítica. Todo ello puede conducir a un mal comienzo estimado de la estructura que resulta en ISI.

El algoritmo que llamaremos SCA original en el Capítulo 4 incluye esta mejora, pues en caso contrario el algoritmo solo funciona en condiciones ideales (sin ruido).

Método de la Ventana Deslizante: También conocido como Método del Promedio. Aquí se propone un método diferente de estimar el comienzo de trama. El momento de la métrica se cambia a:

$$M_1(d) = \frac{1}{N_g + 1} \sum_{k=-N_g}^0 M_f(d + k) \quad (2.34)$$

Promediando sobre $(N_g + 1)$ la métrica $M_f(d)$, que viene dada por

$$M_f(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R_f(d))^2} \quad (2.35)$$

Donde

$$R_f(d) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_c-1} |y_{d+k}|^2 \quad (2.36)$$

utiliza todas las muestras de más de un periodo de símbolo para calcular la energía media del símbolo.

Una vez más el problema que se produce en los canales de tiempo-dispersivos es que podría haber una mala estimación del inicio de trama que se traduce en ISI, debido a la suposición de un intervalo máximo con $(N_g + 1)$ valores.

El SCA mejorado con este método será el primer algoritmo de sincronización que implementaremos en el presente proyecto.

2.2.3 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

Esta variante del Algoritmo de Schmidl y Cox fue propuesta por Ch. Nanda Kishore y V. Umapathi Reddy [27]. Este será el segundo algoritmo de sincronización a implementarse en el presente proyecto.

Consideremos la posibilidad de un símbolo OFDM precedido por un CP. Las dos mitades de este símbolo son idénticas (en el dominio del tiempo) por la carga de portadores impares con una secuencia (PN) de pseudo ruido. Si la longitud de CP es al menos tan grande como la de la respuesta de impulso de canal, a continuación, las dos mitades del símbolo siguen siendo idénticas a la salida del canal, a excepción de una diferencia de fase entre ellos debido a la frecuencia portadora desplazada. Teniendo en cuenta este símbolo como un preámbulo, y se obtiene desde el modo de preámbulo WMAN-OFDM, donde se especifica la secuencia PN cargado a priori, proponemos las siguientes mediciones de temporización para la sincronización de trama:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R^2(d)} \quad (2.37)$$

donde $P(d)$ y $R(d)$ están dadas por

$$P(d) = \sum_{i=0}^{M-1} [r(d+i)a(i)] * [r(d+i+M)a(i)] \quad (2.38)$$

$$R(d) = \sum_{i=0}^{M-1} |r(d + i + M)|^2 \quad (2.39)$$

El superíndice "*" indica la conjugada compleja $M = N / 2$, donde N indica la longitud del símbolo, $r(n)$ son las muestras en banda de base equivalente de la señal recibida, y d es un índice de muestra de la primera muestra en una ventana de $2M$ muestras. La función $R(d)$ da una estimación de las muestras del INM de energía de la señal recibida. Las muestras $a(n)$ para $n = 0, 1, \dots, M - 1$ son las muestras transmitidas en el dominio de tiempo en la primera mitad del preámbulo la cual se asume es conocida por el receptor. Se debe tener en cuenta que la métrica es diferente, y la diferencia está en el término numerador $P(d)$, que utiliza muestras de dominio de tiempo $a(n)$.

Para evitar la simple exposición, suponga un canal ideal, sin ruido. Luego, las muestras del preámbulo recibido (precedido por CP) son:

$$r(n) = e^{j\left|\frac{2\pi\epsilon n}{N} + \theta_0\right|} X a((n - L) \bmod M), \quad (2.40)$$

$$n = 0, 1, \dots, 2M + L - 1$$

El producto obtenido multiplicando el conjugado de la primera mitad de una muestra de con la muestra correspondiente a partir de la segunda mitad del símbolo recibido tendrá una fase $\varphi = \pi\epsilon$. Considere el caso donde d corresponde a una muestra en el intervalo que consistente de CP y del límite izquierdo del preámbulo. Sin pérdida de generalidad, dado que la d denota el índice muestra medida con respecto al límite izquierdo de la CP. Es decir, $d = 0$ implica que la ventana de muestras $2M$ comienza en el límite izquierdo de la CP. Entonces, para $0 \leq d \leq L$, se puede expresar como

$$P(d) = e^{j\phi} \sum_{i=0}^{M-1} a^*((d+i-L) \bmod M) X a((d+i+M - L) \bmod M) |a(i)|^2 \quad (2.41)$$

Lo cual simplificamos a

$$P(d) = e^{j\phi} \sum_{i=0}^{M-1} |a((d+i-L) \bmod M)|^2 |a(i)|^2 \quad (2.42)$$

$$= e^{j\phi} G(d-L)$$

donde $G(\tau)$ denota la auto-correlación cíclica de la secuencia de $|a(i)|^2$ para τ retraso. Puesto que $G(\tau)$ tiene un pico a $\tau = 0$, la

magnitud de $P(d)$ alcanza el valor máximo cuando $d = L$, para $0 \leq d \leq L$, $R(d)$ viene dada por

$$R(d) = \sum_{i=0}^{M-1} |a((d + i + M - L) \bmod M)|^2 = \sum_{i=0}^{M-1} |a(i)|^2 \quad (2.43)$$

Puesto que $R(d)$ permanece constante para todos los valores de d bajo consideración y $|P(d)|$ alcanza el valor máximo cuando $d = L$, la métrica $M(d)$ alcanzará un valor máximo cuando el límite izquierdo de la ventana se alinea con el límite izquierdo del preámbulo. El valor relativo de este pico en comparación con los de $d \neq L$ depende de la naturaleza de la auto-correlación $G(\tau)$. La función $G(\tau)$, normalizado con respecto a su valor de pico $G(0)$, para el caso cuando las muestras de un $a(i)$ se generan mediante la carga de sub-portadoras pares del preámbulo con una secuencia PN (en el dominio de la frecuencia) como se especifica para el modo OFDM. La forma de la gráfica de auto-correlación sugiere que la métrica propuesta producirá un pico agudo en el límite del símbolo correcto.

2.2.4 Algoritmo de Moose

Este algoritmo cubre solamente la corrección de la desviación de la frecuencia portadora [30].

Este algoritmo propone enviar dos símbolos idénticos. Se basa en el hecho de que las muestras correspondientes de los dos símbolos en los diferentes tiempos difieren sólo por una rotación de fase debido a la desviación de la frecuencia y la influencia de ruido adicional. La función promedio MLE es la diferencia en torno a todas las sub-portadoras para calcular la frecuencia de portadora desplazada. Es necesario repetir al menos un símbolo dentro del cuadro OFDM, y el rango de adquisición de la desviación de la frecuencia portadora se limita a $-Fs/2 < \Delta fc < Fs/2$. Además, el algoritmo requiere el conocimiento previo de la temporización de trama / símbolo.

En el presente proyecto utilizaremos este algoritmo en la etapa de corrección del desplazamiento de frecuencia, como complemento de las variantes del Algoritmo de Schmidl y Cox que implementaremos.

2.3 Canales Multitrayecto

La propagación multitrayecto se refiere al hecho de que múltiples versiones de la señal transmitida llegan a la antena receptora desplazadas una respecto de otra en términos de tiempo y de orientación espacial. Las fases aleatorias y las amplitudes de las diferentes componentes causan fluctuaciones en la intensidad de la señal, introduciendo desvanecimientos de pequeña escala, distorsión de señal o ambas.

Desvanecimientos basados en dispersión temporal multitrayecto

- **Desvanecimiento Plano:** $B_s \ll B_c$ y $\sigma_T \ll T_s$ [28].
- **Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia:** $B_s > B_c$ y $\sigma_T > T_s$. En la práctica se utiliza la condición $\sigma_T > 0.1T_s$ [28].

2.3.1 Canal ISI

El canal ISI es un canal multitrayecto que genera interferencia intersimbólica. Este canal viene implementado en el sistema. Para utilizarlo es necesario insertar una respuesta del canal (channel estimate) en el transmisor. Esta respuesta del canal es un arreglo de valores complejos de los que se obtienen los pulsos que crean el ambiente multitrayecto.

$$h(t) = \sum_{p=1}^N a_p e^{j\varphi_p} \delta(t - \tau_p) \quad (2.44)$$

La ecuación (2.44) nos muestra cómo se crean los pulsos a partir de los valores complejos. La magnitud del valor complejo a_p corresponde a la amplitud de cada pulso, y la fase φ_p corresponde a la fase de cada pulso. La separación entre los pulsos (retardo) es uniforme.

2.3.2 Distribución Rayleigh

La distribución Rayleigh se utiliza para describir estadísticamente la naturaleza variable en el tiempo de la envolvente de una señal con desvanecimiento plano o la envolvente de las componentes multitrayecto individuales. La envolvente de la suma de dos señales gaussianas en cuadratura obedece a esta distribución [28].

Si X e Y son dos variables aleatorias independientes con media 0 y varianza σ^2 , entonces la variable definida como R tiene distribución Rayleigh [31]:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (2.45)$$

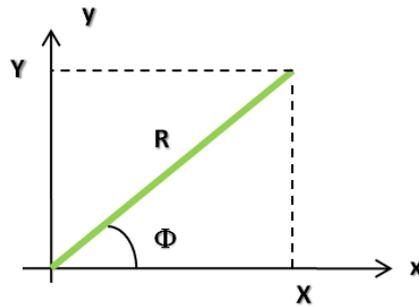


Fig. 2.13. Cálculo de la variable Rayleigh

Para hallar su fdp se introduce un ángulo aleatorio Φ y se comienza con la relación de fdp conjunta [31]:

$$P_{R\Phi}(r, \varphi) |dr d\varphi| = P_{XY}(x, y) |dx dy| \quad (2.46)$$

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (2.47)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (2.48)$$

$$dxdy = r dr d\varphi \quad (2.49)$$

$$P_{XY}(x, y) = p_x(x)p_y(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma^2}} \quad (2.50)$$

$$p(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2.51)$$

La ecuación (2.51) es la fdp de la variable Rayleigh.

$$\mu_{ray} = \sqrt{\pi/2} \sigma_{Gauss} \quad (2.52)$$

$$\sigma_{ray}^2 = \left(\frac{4 - \pi}{2}\right) \sigma_{Gauss}^2 \quad (2.53)$$

La ecuación (2.52) muestra la relación entre la media de la variable Rayleigh y la desviación estándar de las variables Gaussianas, y la ecuación (2.53) muestra la relación entre la varianza de la variable Rayleigh y la varianza de las variables Gaussianas. La desviación estándar de las variables Gaussianas se calcula a partir de la potencia de ruido que ingresamos.

2.3.3 Canal Rayleigh

Este es un canal que además del efecto multitrayecto produce un desvanecimiento con distribución Rayleigh a la señal. Para implementar los pulsos que producen el ambiente multitrayecto se utiliza la ecuación (2.44) tal como en el canal ISI, pero en este caso las amplitudes y retardos de cada pulso vienen dadas por un Perfil de Retardos de Potencia. Para esto se utilizó la Recomendación ITU-R M.1225 [29] (véase Anexo 4). φ_p corresponde a una variable aleatoria uniforme (con valores entre $-\pi$ y π) y a_p se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$a_p = \frac{a_i * f_{v.a.}}{(\sum_{i=1}^N a_i^2)^{1/2}} \quad (2.54)$$

Donde a_i es la amplitud dada por el Perfil de Retardos de Potencia y $f_{v.a.}$ es la variable aleatoria Rayleigh, por lo que esta sólo afectará la amplitud de los pulsos.

2.4 OFDM y las Tecnologías de Acceso Fijo Inalámbrico

Si bien OFDM, contrastando con otros sistemas multi-portadora, hace que se aproveche de un manera más eficiente el espectro; esto no es suficiente para que se escoja su uso ante todos los desafíos que plantea la transmisión de banda ancha en un ambiente multi-trayectoria y N-LOS. Pero justamente una de las fortalezas de este esquema es que sirve como una excelente plataforma a la implementación de diversas técnicas y esquemas que buscan resolver estos retos, algunas de las cuales ya constituyen características de OFDM [6, 4, 19, 23, 24].

De manera genérica se han denominado a la mayoría de estas prácticas en su conjunto como “técnicas de diversidad”, de acuerdo a la dimensión donde trabajan, y por tanto hacen la diferencia entre usarlas o no. Entonces podemos clasificarlas en:

- Diversidad en tiempo
- Diversidad en frecuencia
- Diversidad en espacio

Cada una de las cuales se detallarán a continuación incluyendo la descripción de las técnicas específicas.

2.4.1 Diversidad en Frecuencia

Diversidad en Frecuencia (FD) es una característica intrínseca de OFDM, que refiere a su uso de múltiples frecuencias para enviar datos que pudieren provenir del mismo usuario o diferentes usuarios (canalización). En un canal del tipo selectivo en frecuencia, esto asegura que al menos una parte de los datos llegarán.

2.4.1.1 Entrelazado y Codificación

La diversidad en frecuencia nos permite combinar técnicas como el entrelazado, la codificación turbo y Reed-Solomon a través de los datos que se envían en un símbolo OFDM [6].

El efecto es que los datos, si primero les aplicamos una codificación convolucional que es capaz de recuperar una cantidad de bits dañados seguidos bastante limitados, y luego los mezclamos mediante el entrelazado; el canal aunque dañe un cantidad significativa de sub-portadoras que se encuentran seguidas, la información contenida entre estas no está seguida luego de ordenarlas y la codificación usada será más efectiva al tener errores esparcidos en lugar de concentrados en un sitio del espectro en que fueron enviados. Este funcionamiento con un ejemplo lo podemos observar en la Fig. 2.14.

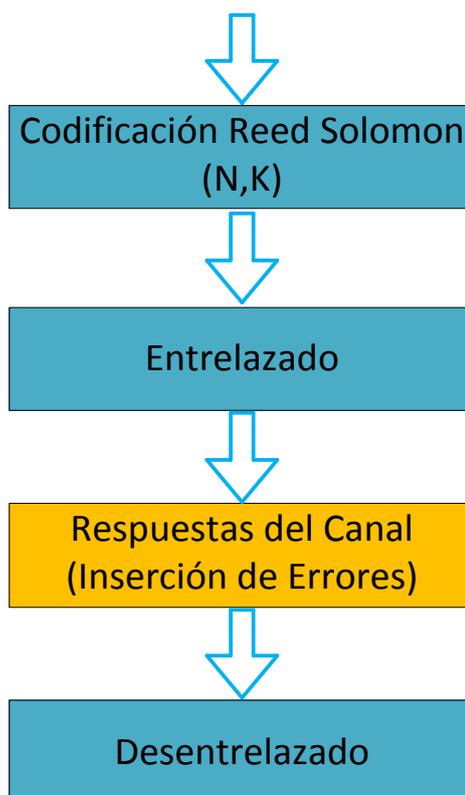


Fig. 2.14. Esquema de codificación con entrelazado

2.4.1.2 Modulación y Carga Adaptable

La modulación y carga adaptable son también poderosas técnicas aplicables sobre OFDM [4]. Consiste básicamente en optimizar el uso del canal de acuerdo a su respuesta en frecuencia, enviando más o menos datos usando el esquema de modulación adecuado (B-PSK, Q-PSK, etc). Y asimismo, con este principio se puede balancear la energía de bit utilizada según la subportadoras lo requieran dadas las condiciones del canal. Un ejemplo lo podemos

observar en la Fig. 2.15 tomada de [4]. Para ver las condiciones y escoger la modulación y carga óptimos se hace necesario hacer la estimación del canal [19].

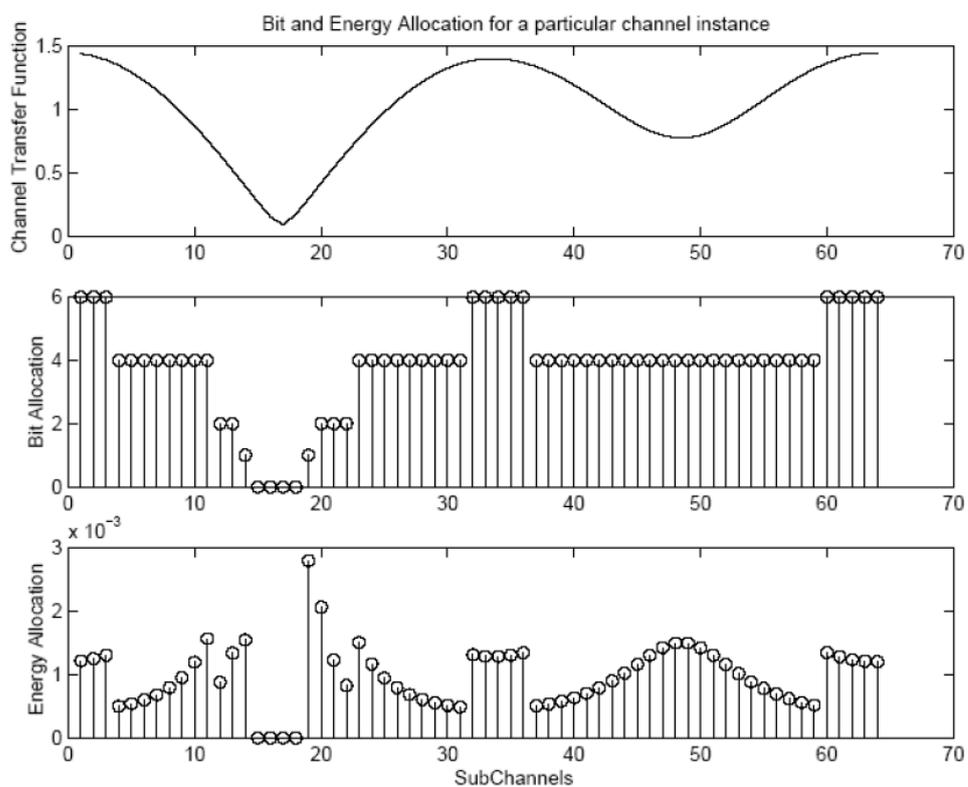


Fig. 2.15. Modulación y Carga adaptable a la respuesta del canal en frecuencia

2.4.1.3 Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales

Sobre OFDM además se puede implementar el acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA), para establecer conexión multiusuarios. Para esto se divide en grupos de subportadoras sobre las cuales se realiza FHSS. El principio de subcanalización que se utiliza se puede ver en la Fig. 2.16 tomada de [6].

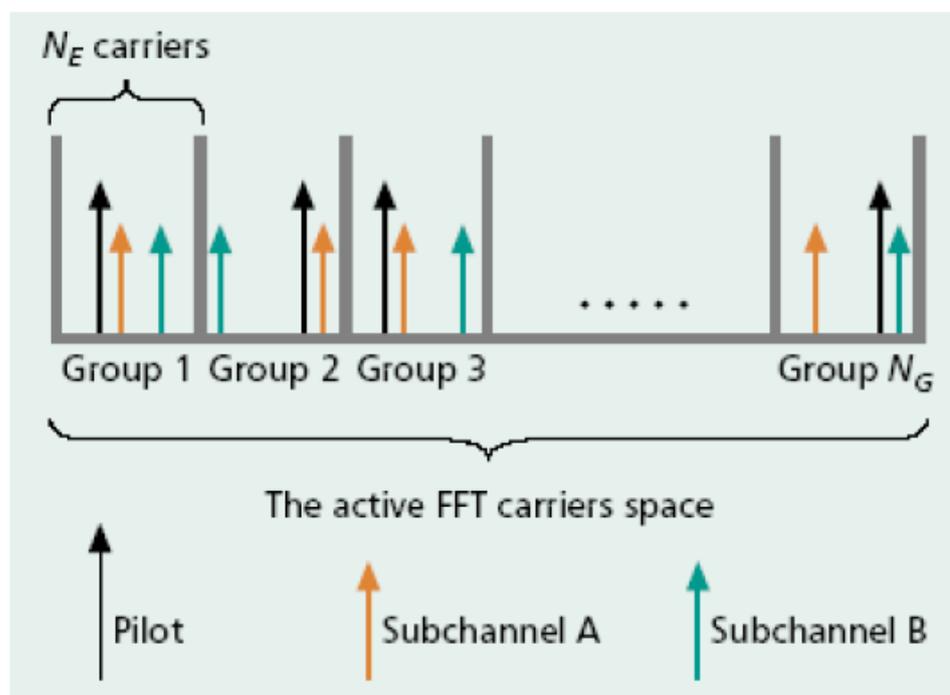


Fig. 2.16. Principio de sub-canalización para OFDMA

2.4.2 Diversidad en Tiempo

Esta propiedad se refiere a las técnicas utilizadas, especialmente en comunicaciones móviles, para enviar bloques de datos durante diferentes espacios de tiempo [23]. La diversidad en el tiempo (TD) pretende conseguir y aprovechar a la vez, el que el desvanecimiento rápido afecta solo una parte de los datos.

Asimismo, podemos ver que con OFDMA, utilizando la técnica de espectro ensanchado con salto en frecuencia (FHSS), obtenemos incrementar la diversidad en tiempo.

2.4.2.1 ARQF

Otra manera de conseguir TD es usando Automatic Repeat Request with Fragmentation (ARQF), incluso en lugar del entrelazado y codificación, limitando la redundancia únicamente cuando se ha verificado que se ha mandado datos errados, y se pide retransmisión, valiéndonos del hecho de que es poco probable que un mismo desvanecimiento afecte igual en dos instancias de tiempo distintas [23].

2.4.3 Diversidad en el Espacio

El principio básico que se sigue para conseguir diversidad espacial (SD) es que es mucho menos probable que algún tipo de desvanecimiento afecte de la misma forma a las señales transmitidas desde dos o más antenas, que enviándolas desde una sola [23]. La misma lógica se aplica al pensar desde el punto de vista del receptor.

2.4.3.1 Diversidad en las Antenas

El esquema tradicional de una sola antena en transmisor y receptor se denomina Single Input/Single Output (SISO), el resto, de acuerdo donde se apliquen las múltiples antenas, pueden ser Multiple Input/Single Output (MISO), Single Input/Multiple Output (SIMO) o Multiple Input/Multiple Output (MIMO). Un ejemplo de diseño de un sistema con MIMO se puede ver en la Fig. 2.17 tomada de [23].

Estos esquemas de transmisión proponen el envío de datos a una tasa alta de transmisión mediante el uso de diversos flujos inalámbricos de información de menor tasa [19].

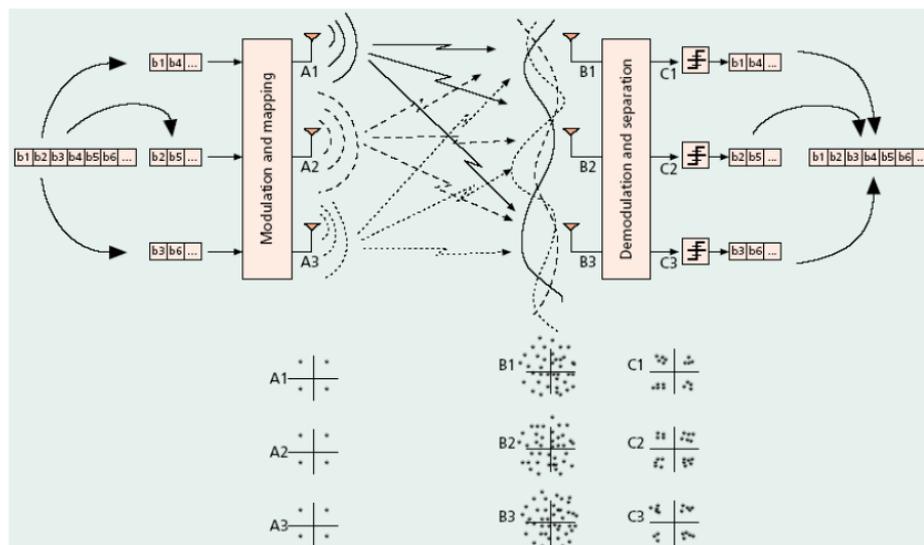


Fig. 2.17. Esquema básico del multiplexación espacial con 3 antenas transmisora y 3 receptoras

2.4.3.2 Antenas Inteligentes

Un paso más adelante, pero sin separarse de los mismos conceptos, está el uso de antenas inteligentes junto a los esquemas de codificación y la diversidad en las antenas; puesto que en un canal tan cambiante como en el que pretendemos trabajar, cabe pensar que las posiciones óptimas de las antenas también variarán en el tiempo. Para la evaluación de estas condiciones también será necesaria realizar una estimación del canal [19, 23].

La inteligencia consiste en la optimización, mediante procesamiento digital, de los pesos que se les daría a cada uno de los elementos de un arreglo de antenas de manera que se consiga alterar su haz para emisión o recepción observando las mejores trayectorias de entre todas las que ocasiona la multitrayectoria. Bajo este principio los beneficios van, además de lograr una mejoría en la eficiencia espectro-espacial, hacia un uso más eficiente de los recursos físicos existentes (los elementos de las antenas) y de la energía [25].

2.4.3.3 Cancelación de Interferencia

Las antenas inteligentes, en vista de los algoritmos de optimización y de separación de canales espaciales que debe usar, ya causa naturalmente cierto nivel de cancelación de interferencia. Sin embargo para conseguirlo de una manera más efectiva se deben aplicar otros algoritmos tales como el de errores medios mínimos cuadrados (MMSE) aplicado a la señal con su estimado. De este modo se consigue maximizar la relación señal a ruido más interferencia (SINR). Para lograr cancelación de interferencia (IC), ya sea de manera paralela (PIC) o sucesiva (SIC), se requiere el conocimiento de las estadísticas de esta figura de mérito del canal que se está usando [19, 25].

Notamos entonces que es necesaria nuevamente una valoración constante del canal para la realización de IC. Esto se puede obtener mediante la recopilación de información de las tramas de entrenamiento, y ahora los pesos de las antenas también deberán considerar las estadísticas para hacer la señal tan ortogonal como sea posible a las marcas de la interferencia detectada [23].

CAPÍTULO 3

IMPLEMENTACIÓN EN LABVIEW

En este capítulo se explicará la forma en que opera el sistema completo en LABVIEW y los pasos a seguir para implementar los algoritmos descritos en el capítulo anterior. Los archivos creados en LABVIEW llevan extensión .vi, por lo que a lo largo de este capítulo nos referiremos a estos como VIs.

Se mostrará tanto el panel frontal como el diagrama de bloques de cada VI y se realizará una breve descripción de su funcionamiento. En el caso en que un VI sea utilizado como subVI (dentro de otro VI), indicaremos su ubicación dentro del VI principal.

3.1 Descripción del sistema

Todo sistema de comunicación consta de tres partes fundamentales: Transmisor, Canal y Receptor. Nosotros trabajaremos con un transmisor y un receptor diseñados en LABVIEW para ser utilizados en un canal inalámbrico.

En este trabajo nos enfocaremos principalmente en el receptor, pues es aquí donde se realiza la sincronización tanto de inicio de la trama como del desplazamiento de la frecuencia, además de la temporización de símbolos.

3.1.1 El Transmisor

El transmisor se encuentra implementado en el VI `top_ofdm_tx`, en el cual se establece la conexión con el NI-USRP (vía ethernet). Dentro de este VI encontramos el VI `OFDM_transmitter`, en el cual se encuentra implementado el esquema de transmisión.

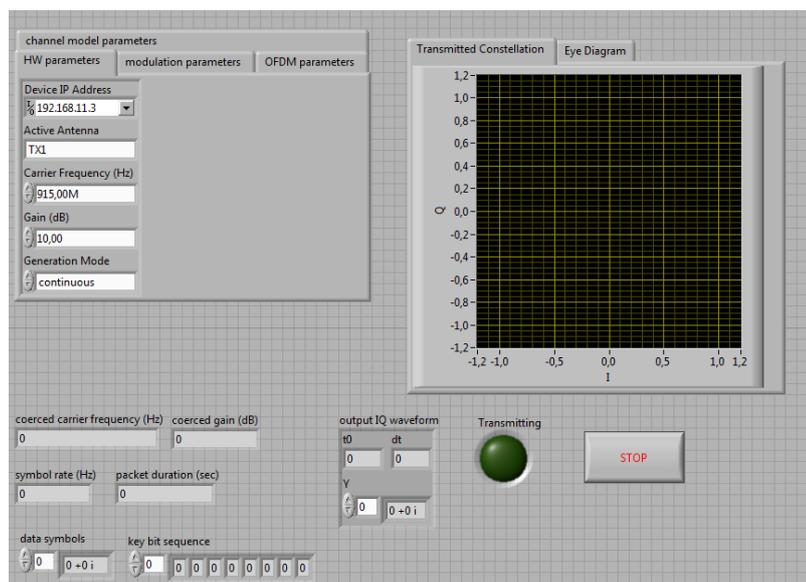


Fig. 3.1. Panel frontal del VI top_ofdm_tx

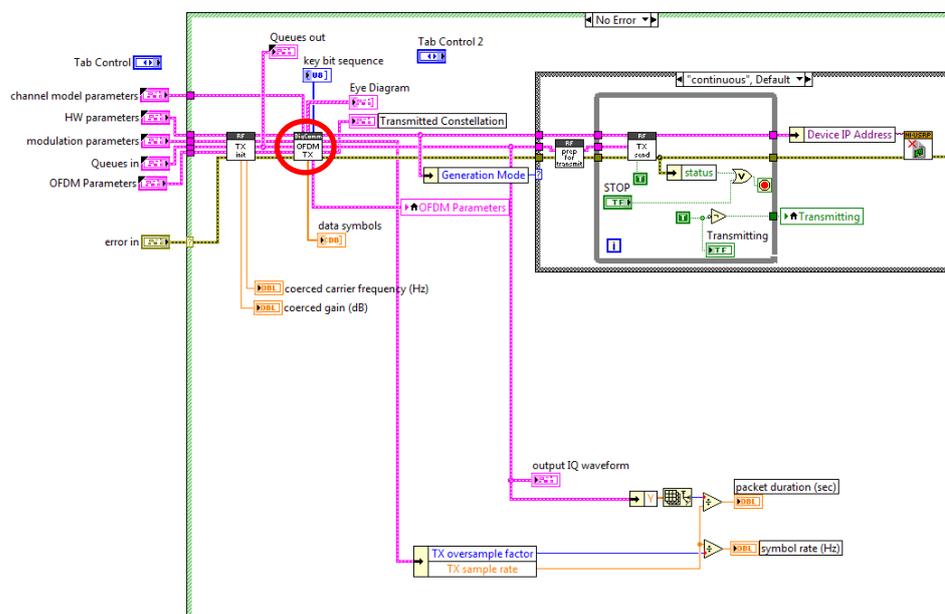


Fig. 3.2. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_tx

En la Fig. 3.2 podemos observar en el círculo rojo el VI OFDM_transmitter. El resto de bloques que se observan sirven para establecer la conexión con el NI-USRP.

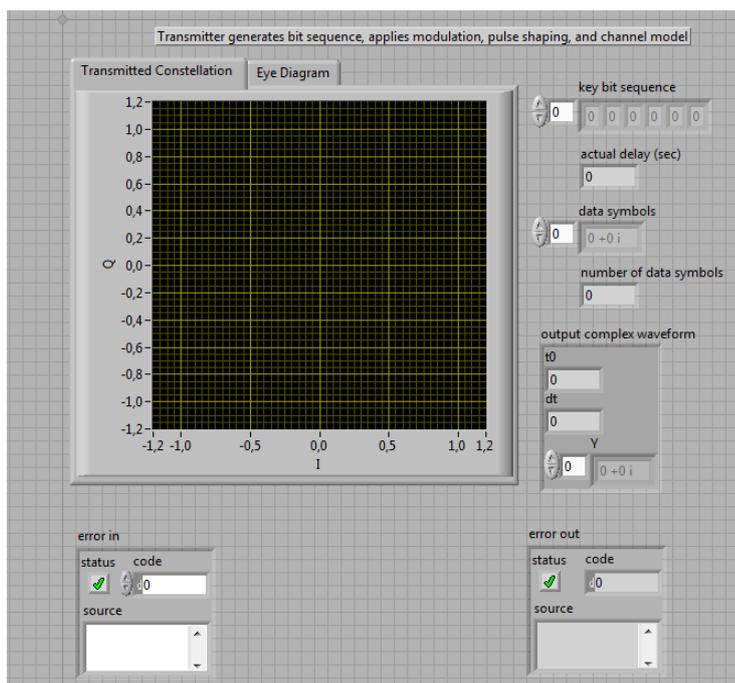


Fig. 3.3. Panel frontal del VI OFDM_transmitter

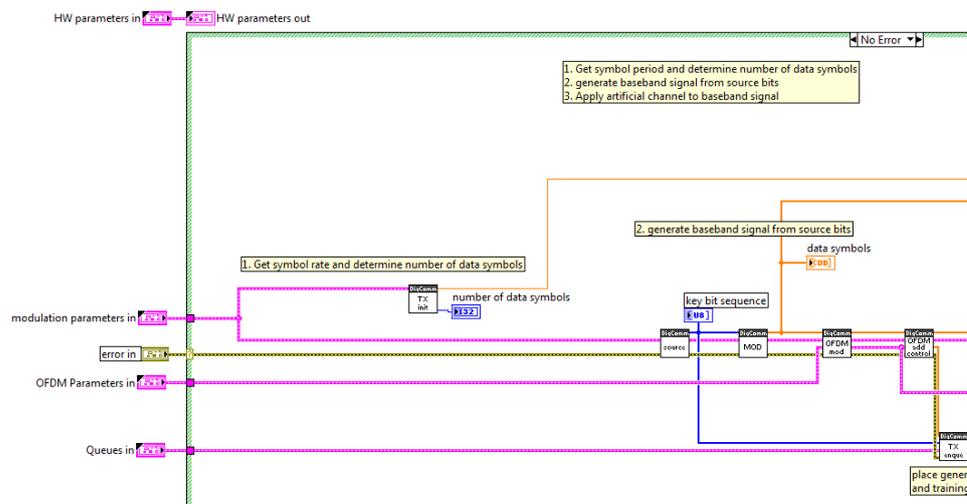


Fig. 3.4. Diagrama de bloques del VI OFDM_transmitter (parte I)

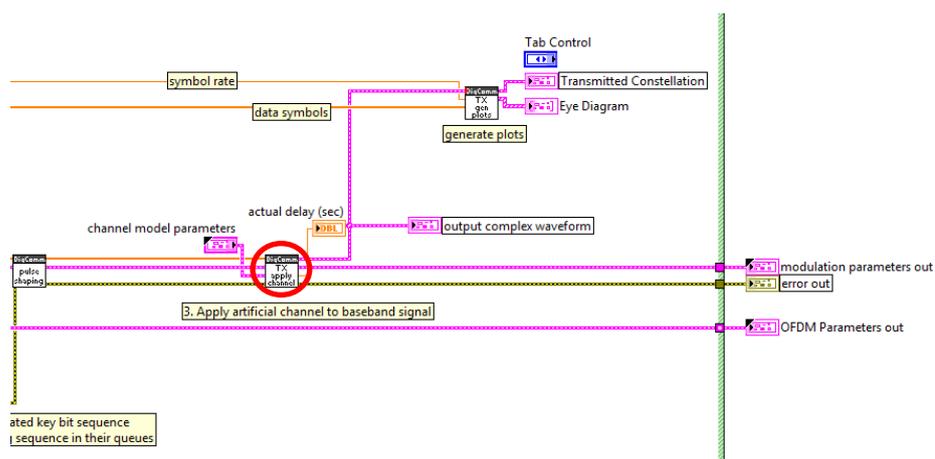


Fig. 3.5. Diagrama de bloques del VI OFDM_transmitter (parte II)

En la Fig. 3.5 podemos observar en el círculo rojo el VI Tx_apply_channel. Aquí se encuentran implementados los diferentes tipos de canales inalámbricos que utilizaremos en la transmisión.

En el resto de bloques que se observan en las Figs. 3.4 y 3.5 se encuentran implementadas las diferentes etapas del transmisor, que son: Modulación en Banda Base, Modulación en OFDM, Adición de la Secuencia de Prueba y Pulse-Shaping.

3.1.2 El Receptor

El receptor se encuentra implementado en el VI `top_ofdm_rx`, en el que se establece la conexión con el NI-USRP. Dentro de este VI encontramos el VI `OFDM_receiver`, en el cual se encuentra implementado el esquema de recepción.

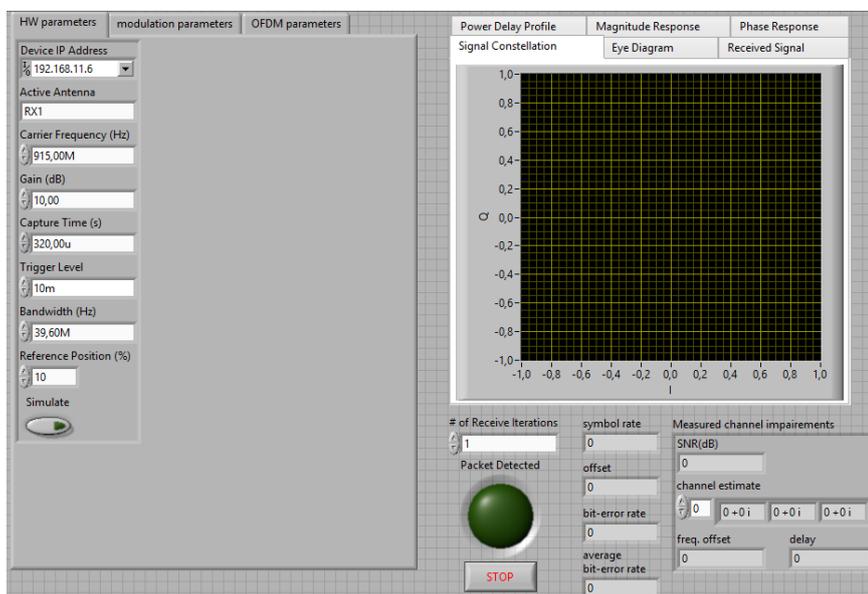


Fig. 3.6. Panel frontal del VI `top_ofdm_rx`

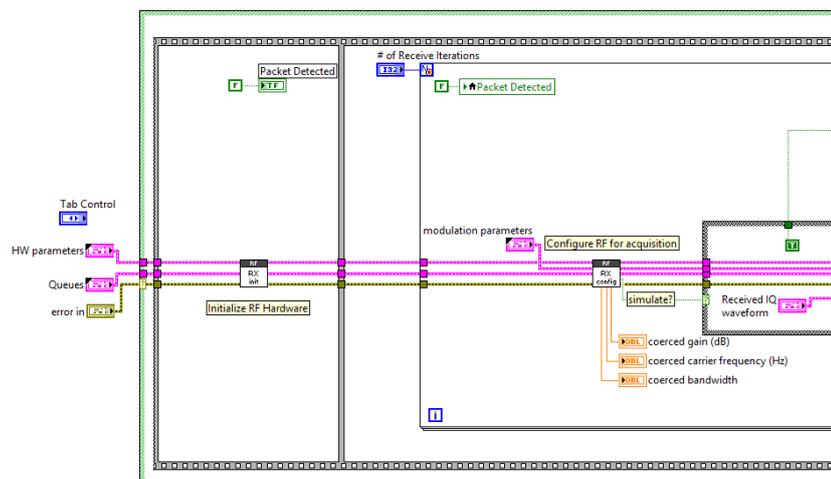


Fig. 3.7. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_rx (parte I)

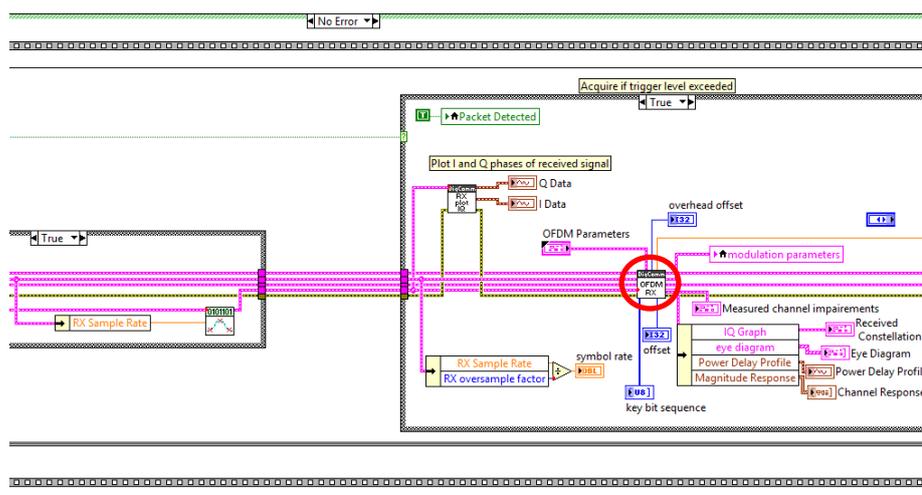


Fig. 3.8. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_rx (parte II)

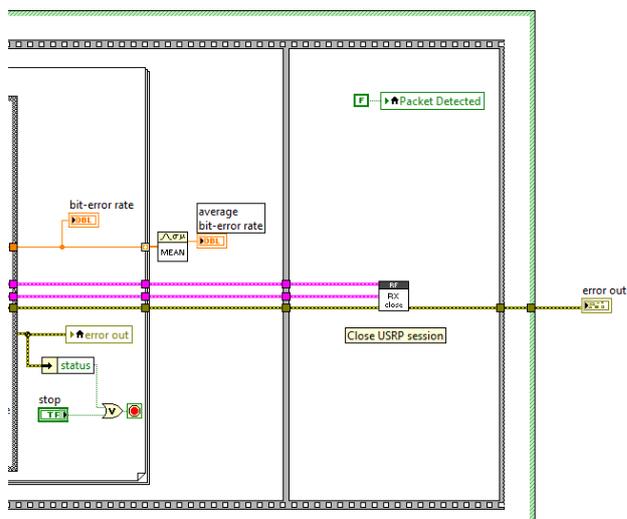


Fig. 3.9. Diagrama de bloques del VI top_ofdm_rx (parte III)

En la Fig. 3.8 podemos observar en el círculo rojo el VI OFDM_receiver. El resto de bloques que se observan (Figs. 3.7 y 3.9) sirven para establecer la conexión con el NI-USRP. El otro bloque que se muestra en la Fig. 3.8 sirve para graficar la señal recibida.

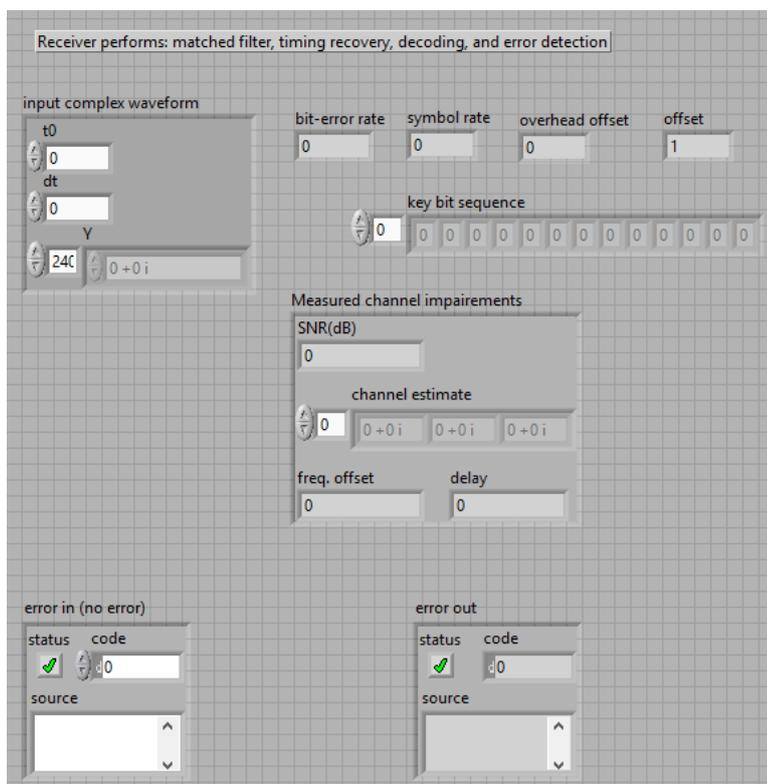


Fig. 3.10. Panel frontal del VI OFDM_receiver

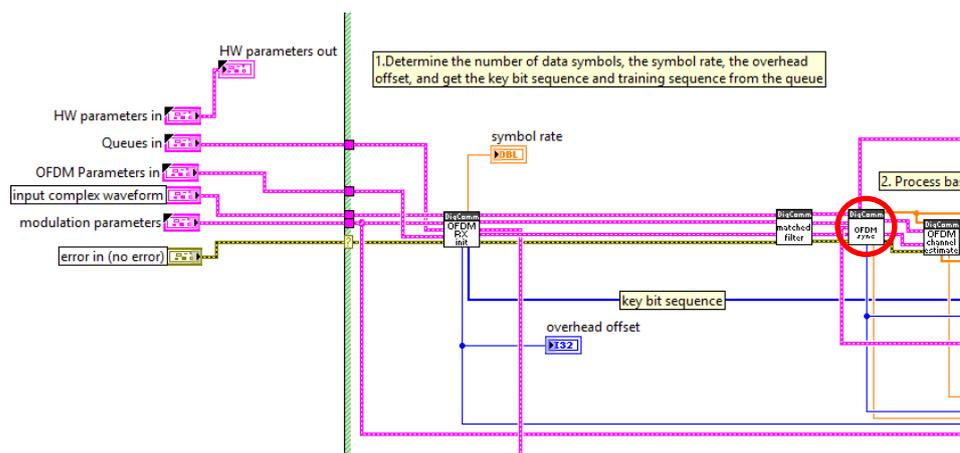


Fig. 3.11. Diagrama de bloques del VI OFDM_receiver (parte I)

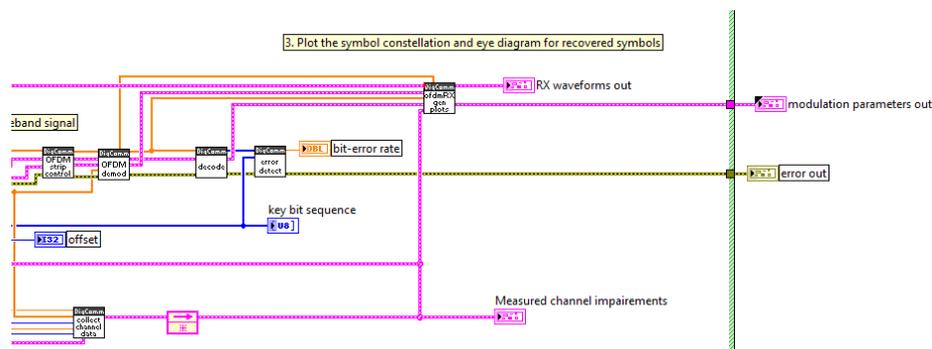


Fig. 3.12. Diagrama de bloques del VI OFDM_receiver (parte II)

En la Fig. 3.11 podemos observar en el círculo rojo el VI OFDM_synchronize. Es aquí donde se deben implementar los algoritmos de sincronización.

El resto de bloques (Figs. 3.11 y 3.12) constituyen el resto de etapas del receptor, que son: Filtrado, Estimación del Canal, Demodulación OFDM, Decodificación y Detección de Errores.

3.2 El bloque de sincronización

En este bloque se realizan tres funciones: Temporización de símbolos, Detección de trama y Estimación del Desplazamiento de Frecuencia. Este bloque se encuentra implementado en el VI OFDM_synchronize, el cual posee dos subVIs: symbol_timing.vi y frame_detect.vi.

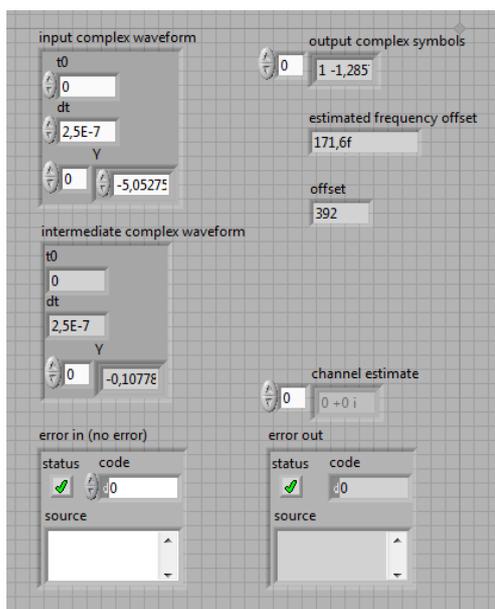


Fig. 3.13. Panel frontal del VI OFDM_synchronize

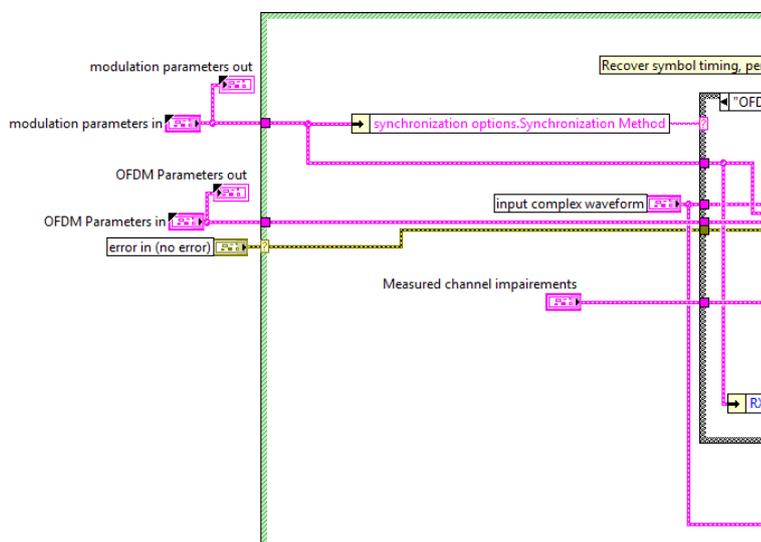


Fig. 3.14. Diagrama de bloques del VI OFDM_synchronize (Parte I)

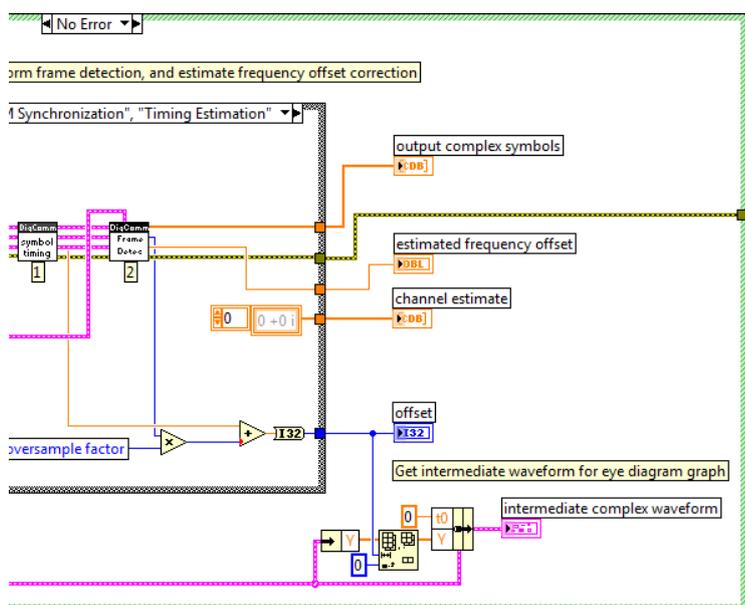


Fig. 3.15. Diagrama de bloques del VI OFDM_synchronize (Parte II)

La Fig. 3.14 nos muestra las entradas del VI. En la Fig. 3.15 podemos notar que primero se realiza la temporización de símbolos (1) y luego se realiza la detección de trama y corrección del desplazamiento de la frecuencia portadora (2).

De los desplazamientos obtenidos en ambos bloques se calcula el desplazamiento total (no se incluye el desplazamiento de frecuencia), para luego corregirlo en la onda compleja. Esta onda compleja se utiliza para construir el diagrama de ojo.

La salida correspondiente a los símbolos complejos es enviada a los bloques siguientes al de sincronización: estimación del canal, control de paquete y al generador de gráficas para graficar la constelación.

El desplazamiento de frecuencia estimado y el offset total calculado son enviados a un bloque que recolecta los datos obtenidos para mostrarlos dentro de un cluster en el panel frontal del receptor.

3.2.1 El bloque de Temporización de Símbolos

Se encuentra implementado en el VI `symbol_timing`. Este bloque se encarga de recuperar la temporización de símbolos, es decir, lograr que el receptor muestree la señal correctamente. Aquí también se realiza el downsampling.

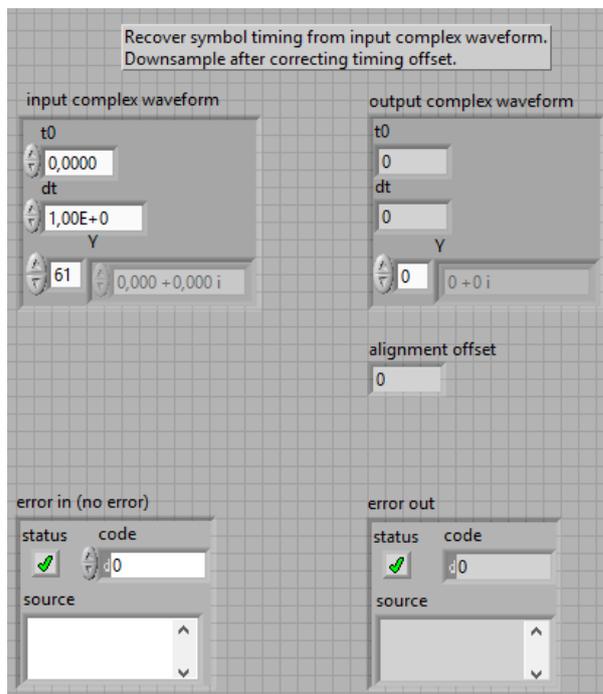


Fig. 3.16. Panel frontal del VI symbol_timing

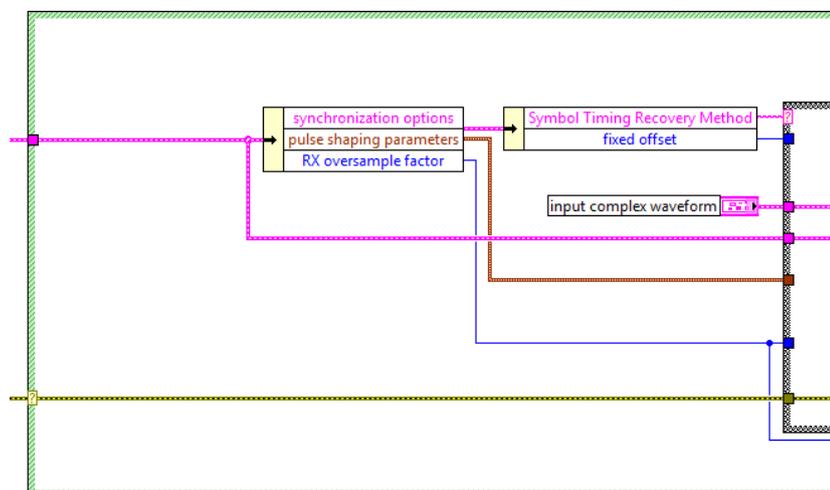


Fig. 3.17. Diagrama de bloques del VI symbol_timing (Parte I)

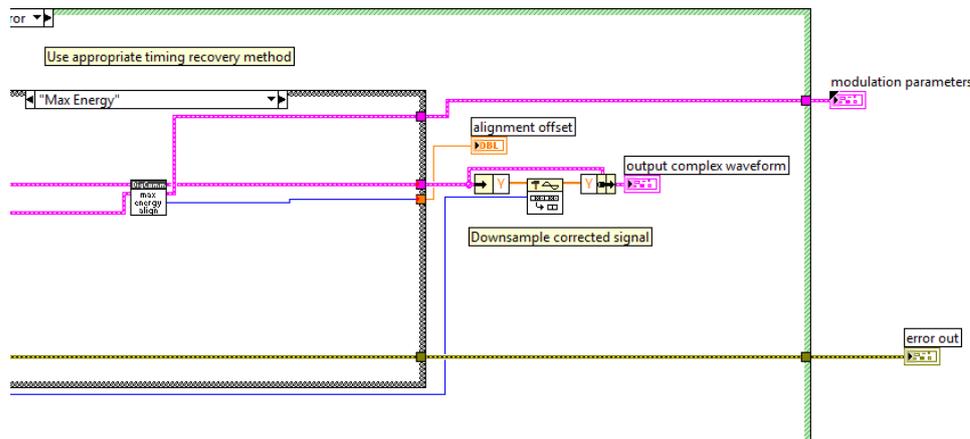


Fig. 3.18. Diagrama de bloques del VI symbol_timing (Parte II)

Dentro de este bloque existen varios subVIs en los que se encuentran implementados los distintos algoritmos para temporización de símbolos. La Fig. 3.17 muestra las entradas del VI. En la Fig. 3.18 observamos el subVI correspondiente al método de máxima energía. Según la opción que elijamos, aparecerá el subVI que corresponda.

La onda compleja que sale de este bloque, con la temporización de símbolos adecuada, será la entrada del bloque de detección de trama.

3.2.2 El bloque de Detección de Trama

Se encuentra implementado en el VI `frame_detect`. Este bloque se encarga de detectar el inicio de la trama y corregir, si se desea, el desplazamiento de frecuencia.

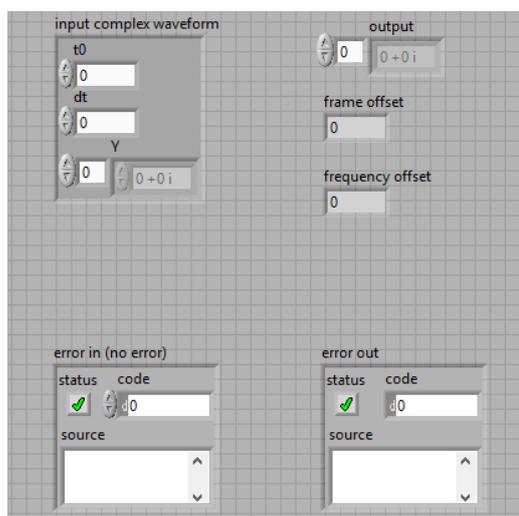


Fig. 3.19. Panel frontal del VI `frame_detect`

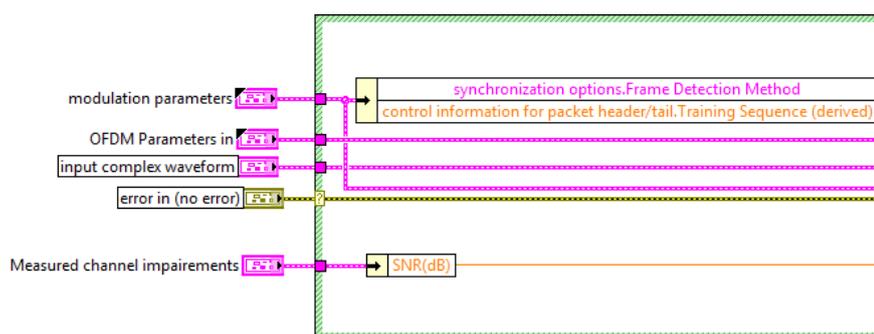


Fig. 3.20. Diagrama de bloques del VI `frame_detect` (Parte I)

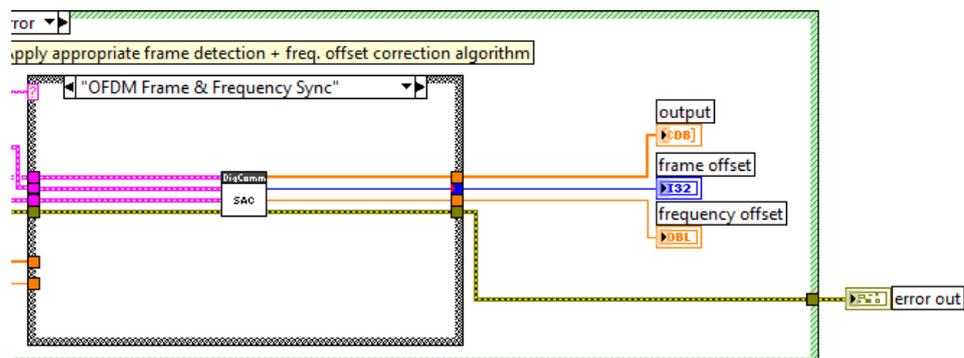


Fig. 3.21. Diagrama de bloques del VI frame_detect (Parte II)

Dentro de este bloque se encuentran los subVIs donde están implementados los algoritmos de detección de trama. La Fig. 3.20 muestra las entradas del VI. En la Fig. 3.21 observamos el subVI correspondiente al algoritmo de Schmidl & Cox. Según la opción que elijamos, aparecerá el subVI que corresponda.

3.3 Implementación de los Algoritmos

A continuación se describirá paso a paso como se implementaron en LABVIEW cada uno de los algoritmos citados en el capítulo anterior. Mostraremos el panel de control y el diagrama de bloques de cada VI creado.

3.3.1 Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante

Como se indicó en el capítulo anterior, este método es una mejora al algoritmo de Schmidl & Cox. Para su implementación se deben seguir los siguientes pasos:

1. Calculamos el ancho de la ventana de prueba (W) dividiendo el tamaño de la secuencia de prueba (que se obtiene con la herramienta Array Size (1)) para dos, utilizando la herramienta Quotient & Remainder (2) para obtener el cociente entero de la división.
2. Insertamos la cantidad de ceros dada por Zero Pad Length al inicio de la secuencia de datos. Esto se realiza creando un arreglo con la longitud dada anteriormente (Zero Pad Length) inicializado en 0+0i con la herramienta Initialize Array (3) y luego insertándolo en el inicio de la secuencia de datos (índice 0) con la herramienta Insert Into Array (4).
3. Calculamos el tamaño de la ventana de búsqueda (N_g) de la siguiente forma: Sumamos la longitud del prefijo cíclico (Length of CP) y el tamaño de un símbolo OFDM (FFT size).

Multiplicamos el resultado por el total de símbolos OFDM de la secuencia (Number of OFDM symbols). Finalmente restamos este resultado de la longitud de la secuencia total (datos y ceros, calculada utilizando la herramienta Array Size (5)).

4. Obtenemos $y[n + d]$ y $y[n + d + W]$ de la siguiente manera:
Dentro de un lazo FOR tomamos N_g porciones de la secuencia total con la herramienta Array Subset (6) colocando como índice el número de iteración del lazo FOR. Luego, de cada una de estas porciones de la secuencia tomamos dos nuevas porciones (Array Subset (7) y (8)), ambas de longitud igual al número de datos de la secuencia de prueba (Training Sequence FFT size), a una le colocamos como índice 0 ($y[n + d]$) y a la otra le colocamos como índice el tamaño de la ventana de prueba calculado en el primer paso ($y[n + d + W]$).
5. Calculamos $R_f[d]$, $P[d]$, y $M_f[d]$ según lo indica el algoritmo de Schmidl y Cox (LABVIEW cuenta con los operadores matemáticos necesarios).

6. Calculamos $M_1(d)$ de la siguiente forma: Dentro de un lazo FOR tomamos N_g porciones de $M_f(d)$ con la herramienta Array Subset (9) colocando como índice la diferencia del número de iteración del lazo FOR con N_g . Luego sumamos los valores de cada porción y dividimos el resultado para $N_g + 1$. $M_1(d)$ será un arreglo que contendrá el resultado de la división para cada una de las N_g porciones.

7. Calculamos el parámetro de retardo obteniendo el índice para el que $M_1(d)$ es 0.98 veces su valor máximo (Épsilon = 0.02), utilizando la herramienta Array Max & Min (10). Recordemos que en LABVIEW es posible comparar un arreglo con un escalar, obteniéndose un arreglo de booleanos. Con la herramienta Search 1D Array (11) ubicamos el índice deseado.

8. Hallamos el Inicio de la Trama restando el valor obtenido en el paso 3 del índice obtenido en el paso anterior y corregimos la secuencia utilizando la herramienta Array Subset (12) colocando el resultado de la resta como índice.

9. Obtenemos el Desplazamiento de la Frecuencia Portadora con el algoritmo de Moose (subVI Moose.vi (13)). Con la ayuda de un Case Structure obtenemos la secuencia corregida si así lo deseamos.

El paso 6 es en el que se implementa el método de la ventana deslizante o promedio. El resto de pasos comprenden el algoritmo de Schmidl y Cox.

En todos los pasos, los números entre paréntesis indican el bloque al que hacen referencia en el diagrama de bloques (Figs. 3.24, 3.25, 3.26 y 3.27).

A continuación se presenta el diagrama de flujo del Método de la Ventana Deslizante:

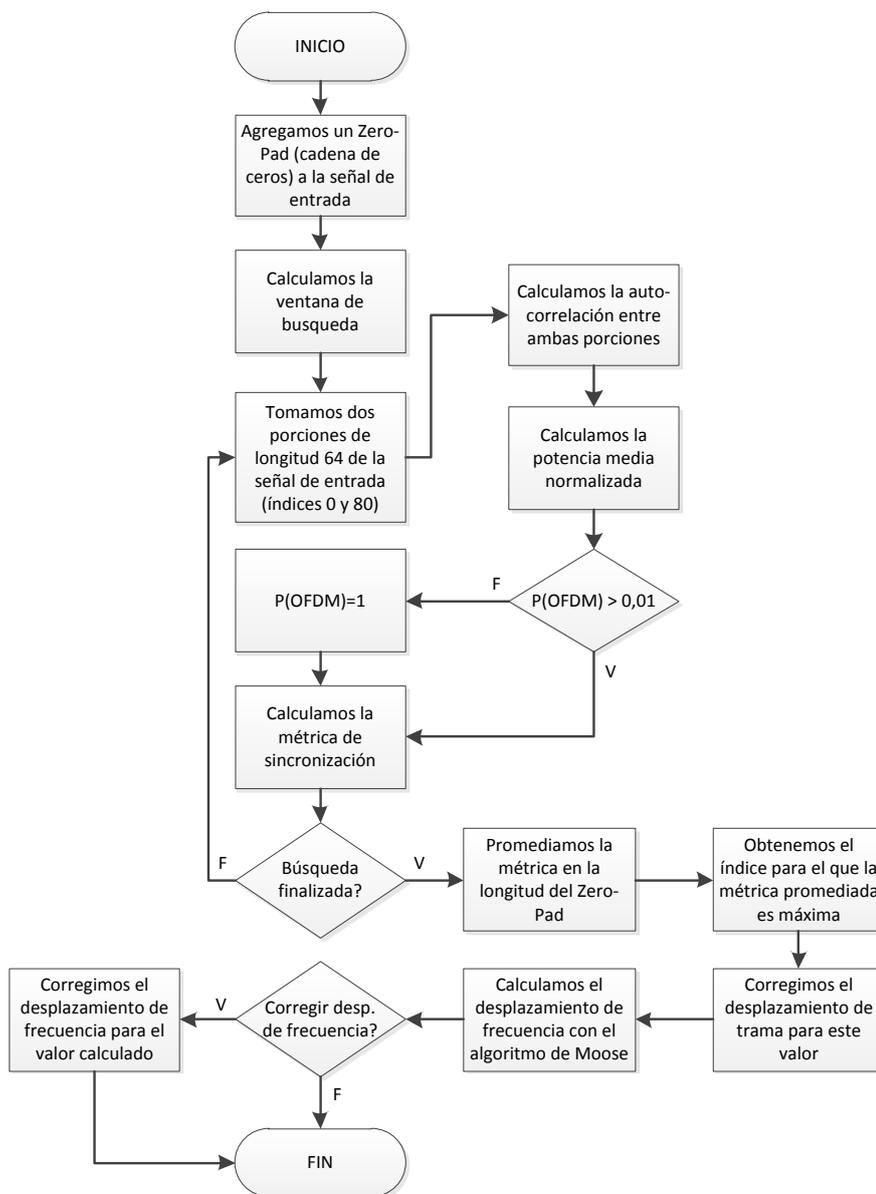


Fig. 3.22. Diagrama de flujo del algoritmo SCA-SW

El VI en el que implementamos el algoritmo lo denominamos Schmidl&Cox-SlidingWindow.

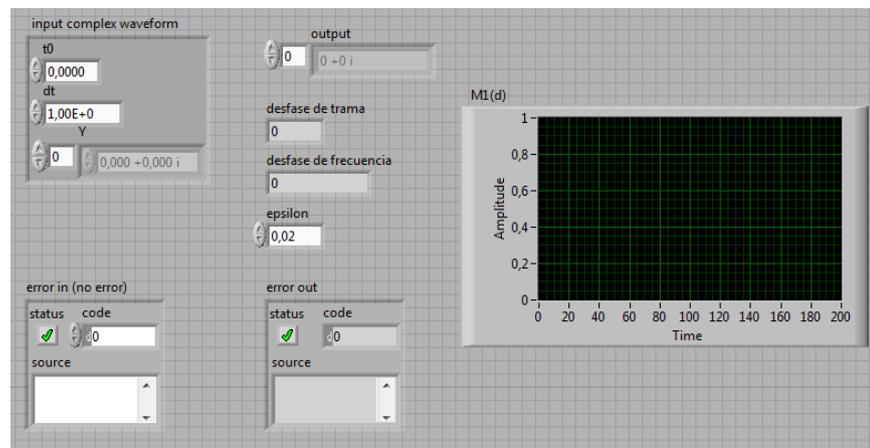


Fig. 3.23. Panel frontal del VI Schmid&Cox-SlidingWindow

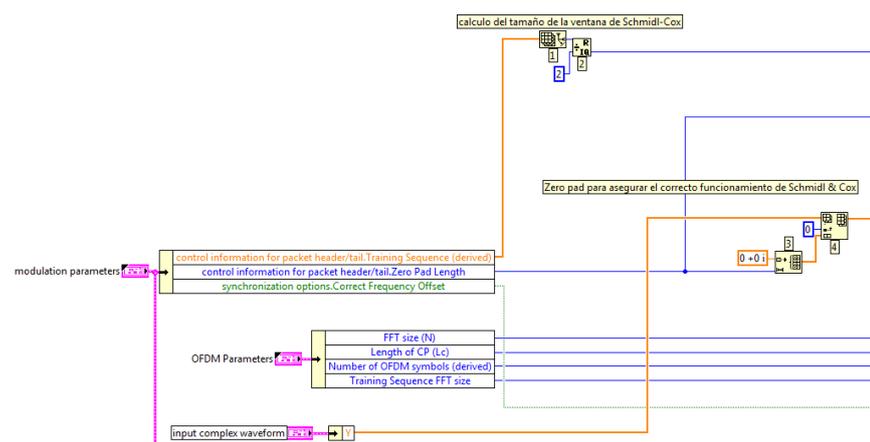


Fig. 3.24. Diagrama de Bloques del VI Schmid&Cox-SlidingWindow (Parte I)

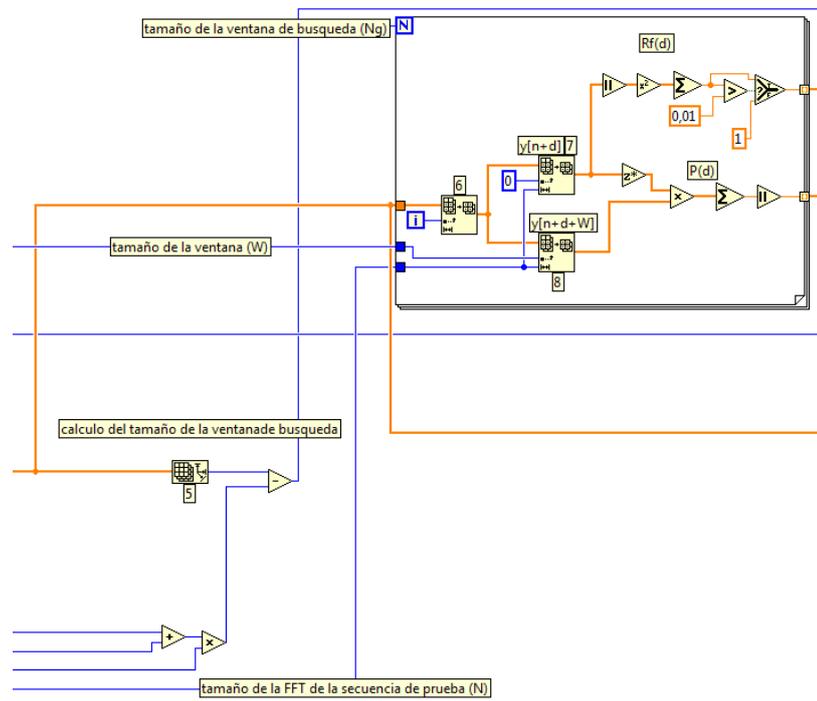


Fig. 3.25. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte II)

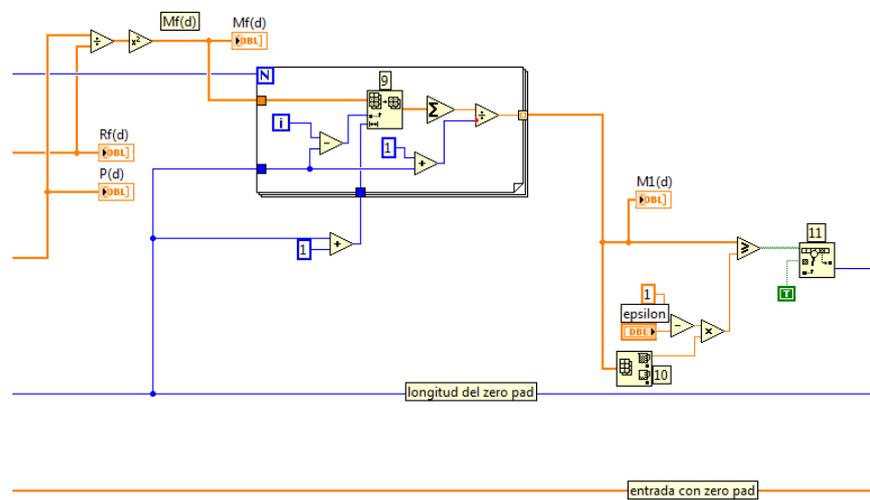


Fig. 3.26. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte III)

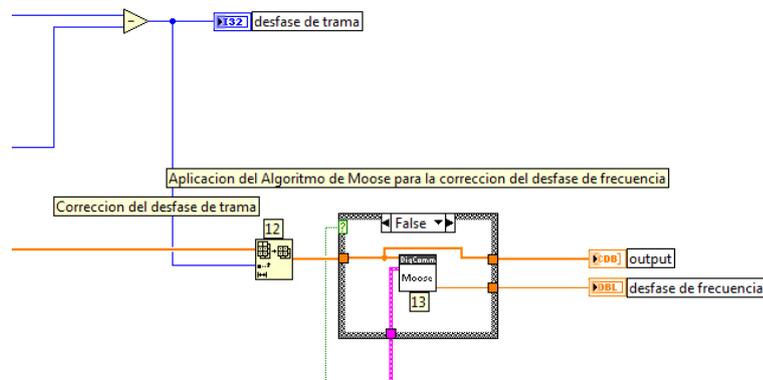


Fig. 3.27. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-SlidingWindow (Parte IV)

3.3.2 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

Este algoritmo es una propuesta distinta que usa como base el algoritmo de Schmidl y Cox para realizar la sincronización de la trama OFDM. Se implementa siguiendo los siguientes pasos:

1. Calculamos el ancho de la ventana de prueba (W) dividiendo el tamaño de la secuencia de prueba (que se obtiene con la herramienta Array Size (1)) para dos, utilizando la herramienta Quotient & Remainder (2) para obtener el cociente entero de la división.
2. Insertamos la cantidad de ceros dada por Zero Pad Length al inicio de la secuencia de datos. Esto se realiza creando un

arreglo con la longitud dada anteriormente (Zero Pad Length) inicializado en 0+0i con la herramienta Initialize Array (3) y luego insertándolo en el inicio de la secuencia de datos (índice 0) con la herramienta Insert Into Array (4).

3. Obtenemos la primera mitad de la secuencia de prueba ($a[i]$) con la herramienta Array Subset (5), colocando como índice 0 y tomando una longitud igual al ancho de la ventana de prueba (W).
4. Calculamos el tamaño de la ventana de búsqueda (N_g) de la siguiente forma: Sumamos la longitud del prefijo cíclico (Length of CP) y el tamaño de un símbolo OFDM (FFT size). Multiplicamos el resultado por el total de símbolos OFDM de la secuencia (Number of OFDM symbols). Finalmente restamos este resultado de la longitud de la secuencia total (datos y ceros, calculada utilizando la herramienta Array Size (6)).
5. Obtenemos $y[n + d]$ y $y[n + d + W]$ de la siguiente manera: Dentro de un lazo FOR tomamos N_g porciones de la secuencia total con la herramienta Array Subset (7) colocando como

índice el número de iteración del lazo FOR. Luego, de cada una de estas porciones de la secuencia tomamos dos nuevas porciones (Array Subset (8) y (9)), ambas de longitud igual al ancho de la ventana de prueba (W). A una le colocamos como índice 0 ($y[n + d]$) y a la otra le colocamos como índice el tamaño de la ventana de prueba calculado en el primer paso ($y[n + d + W]$).

6. Multiplicamos ambas porciones por la primera mitad de la secuencia de prueba ($a[i]$, calculada en el paso 3). Con estas nuevas secuencias calculamos $P[d]$ como indica el algoritmo de Schmidl y Cox.
7. Calculamos $R[d]$ y $M[d]$ según lo indica el algoritmo de Schmidl y Cox (LABVIEW cuenta con los operadores matemáticos necesarios). Para el cálculo de $R[d]$ se utilizan las porciones obtenidas en el paso 4.
8. Calculamos el parámetro de retardo obteniendo el índice para el que $M[d]$ es máxima (con la herramienta Array Max & Min (10)).

9. Hallamos el Inicio de la Trama restando el valor obtenido en el paso 3 del índice obtenido en el paso anterior y corregimos la secuencia utilizando la herramienta Array Subset (11) colocando el resultado de la resta como índice.

10. Obtenemos el Desplazamiento de la Frecuencia Portadora con el algoritmo de Moose (subVI Moose.vi (12)). Con la ayuda de un Case Structure obtenemos la secuencia corregida si así lo deseamos.

En todos los pasos, los números entre paréntesis indican el bloque al que hacen referencia en el diagrama de bloques (Figs. 3.30, 3.31 y 3.32).

A continuación se presenta el diagrama de flujo de la variante del Algoritmo de Schmidl y Cox:

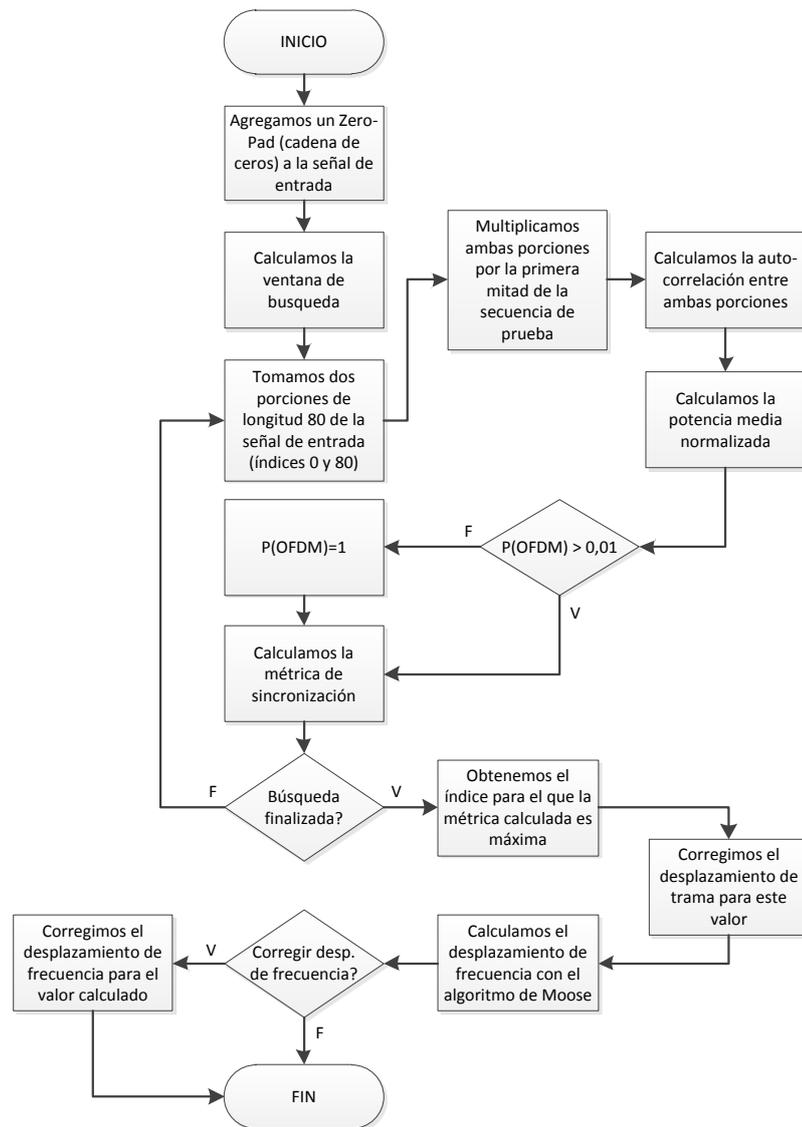


Fig. 3.28. Diagrama de Flujo del algoritmo SCA-V

El VI en el que implementamos el algoritmo lo denominamos Schmidl&Cox-Variant.

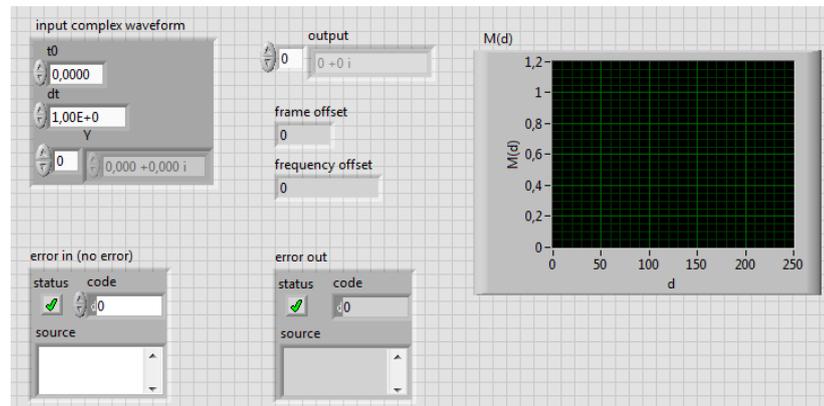


Fig. 3.29. Panel Frontal del VI Schmid&Cox-Variant

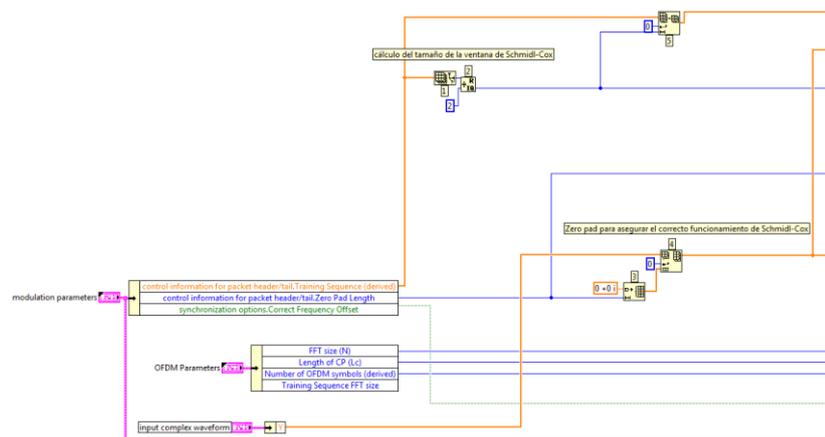


Fig. 3.30. Diagrama de Bloques del VI Schmid&Cox-Variant (Parte I)

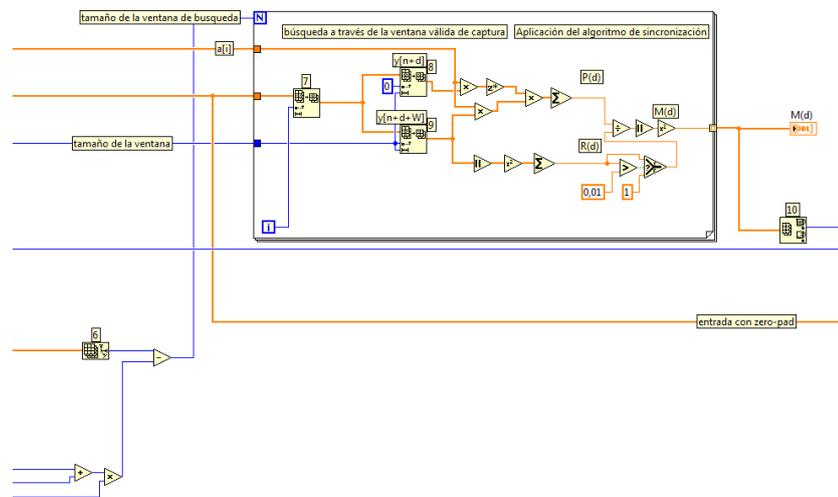


Fig. 3.31. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-Variant (Parte II)

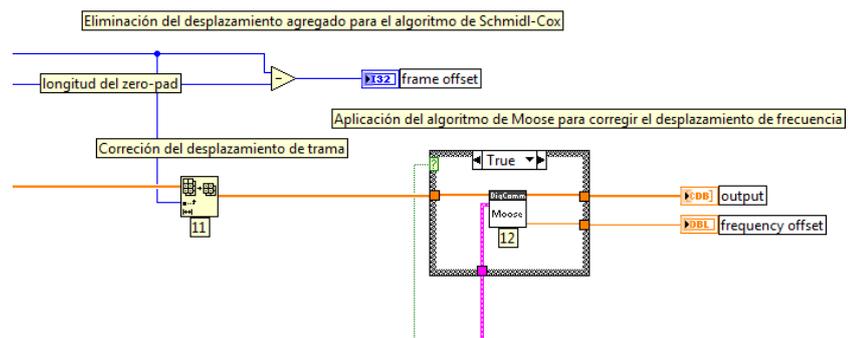


Fig. 3.32. Diagrama de Bloques del VI Schmidl&Cox-Variant (Parte III)

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS

En este capítulo se mostrará como configurar el transmisor y el receptor, para luego realizar un análisis comparativo con los algoritmos de sincronización implementados en el capítulo anterior, utilizando los NI-USRP 2920. Mostraremos el comportamiento de los algoritmos en canales AWGN, ISI y canales multitrayecto (Rayleigh).

Además, realizaremos una comparación de los algoritmos a partir de las métricas de correlación y de su capacidad de sincronización del desplazamiento de frecuencias.

4.1 Configuración del Transmisor y el Receptor

Antes de realizar las pruebas a nuestros algoritmos, se deben configurar correctamente el transmisor (VI top_ofdm_tx) y el receptor (VI top_ofdm_rx).

4.1.1 Configuración del Transmisor

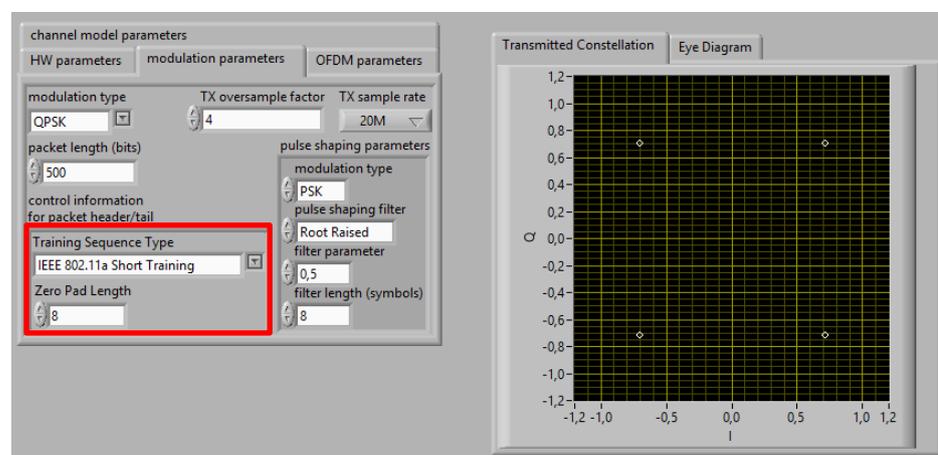


Fig. 4.1. Vista de la constelación transmitida y los parámetros de modulación fijados

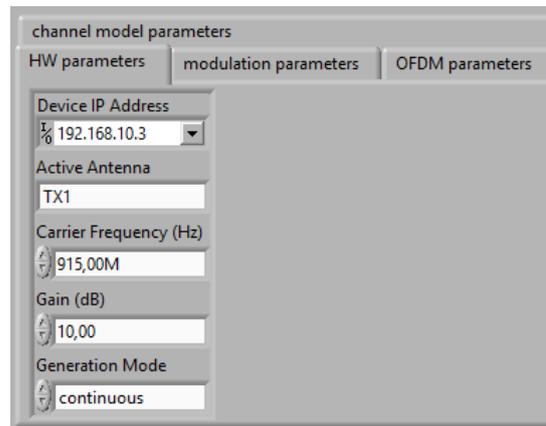


Fig. 4.2. Parámetros de configuración del hardware transmisor (NI-USRP 2920)

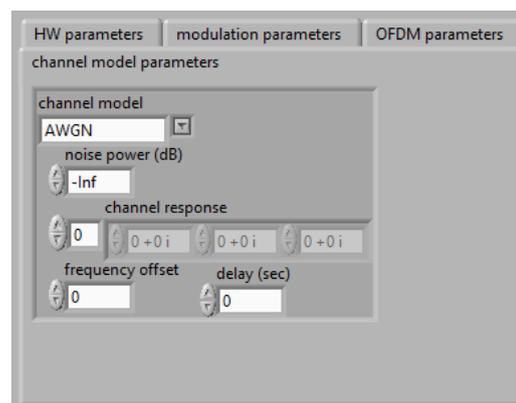


Fig. 4.3. Parámetros del canal

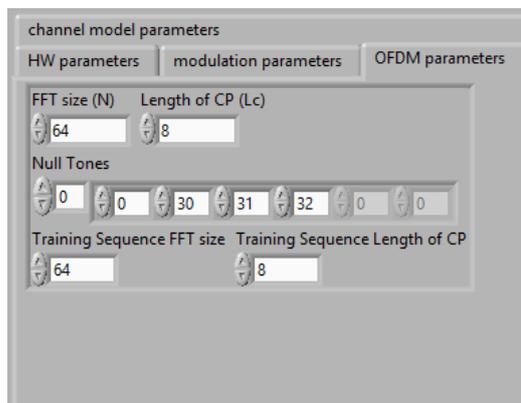


Fig. 4.4. Parámetros OFDM del transmisor

En la Fig. 4.1 observamos la constelación transmitida y los parámetros de modulación fijados. En el recuadro rojo se encuentran los parámetros involucrados en la sincronización, que son el tipo de secuencia de prueba y el tamaño del zero pad. Nosotros utilizamos la Short Training Sequence IEEE 802.11a y un zero pad de longitud 8.

En las Figs. 4.2, 4.3 y 4.4 observamos el resto de parámetros a configurar, que son, respectivamente: IP del USRP a utilizar y frecuencia portadora; tipo de canal, potencia de ruido, respuesta del canal y desplazamiento de frecuencia; y tamaño de la FFT (número de subportadoras) y CP tanto de la señal como de la secuencia de entrenamiento.

Los tipos de canal que vamos a utilizar son AWGN, ISI y Rayleigh (multitrayecto). La cantidad de ruido que inserta el canal (potencia de ruido), normalmente está en $-\infty$ dB. Para representar un medio ruidoso se la debe fijar en un valor negativo cercano a 0.

Para el canal ISI se colocarán los siguientes valores en la respuesta del canal (channel estimate): $1+0j$, $0.247+0.247i$ y $0.1+0.1i$. Estos valores no representan ningún medio real, pues el canal ISI solo se lo utiliza con fines demostrativos.

La potencia de ruido nos servirá para calcular la SNR deseada, que es el parámetro de entrada en el que basaremos nuestros resultados. El SNR deseado se calcula dividiendo (restando en dB) la potencia de la señal transmitida de la potencia de ruido que fijemos.

El desplazamiento de frecuencia que ingresamos es artificial, es decir que no es causado por el medio real en el que trabajamos. Esto se explicará detalladamente en la sección 4.6.

La computadora se conecta al NI-USRP vía Ethernet, por lo que es necesaria una dirección IP que identifique al dispositivo que va a transmitir (otra IP se fijará en el receptor). La frecuencia portadora es la frecuencia que utilizará el equipo para transmitir la señal al medio, por lo que en el receptor se debe fijar la misma frecuencia para poder recibir la señal correctamente.

La cantidad de subportadoras a utilizar en OFDM será 64 para los datos, con un CP de 8. La Short Training Sequence IEEE 802.11a utiliza 64 subportadoras y su CP es de tamaño 16 (fijo) pero en la Fig. 4.4 aparece 8. Este último valor es utilizado en la ecualización como CP de la señal (que sí es 8), por lo que no se lo debe modificar.

Los parámetros que aparezcan en las Figs. 4.1, 4.2, 4.3 y 4.4, y que no hayan sido mencionados, deben permanecer con sus valores por defecto.

4.1.2 Configuración del Receptor

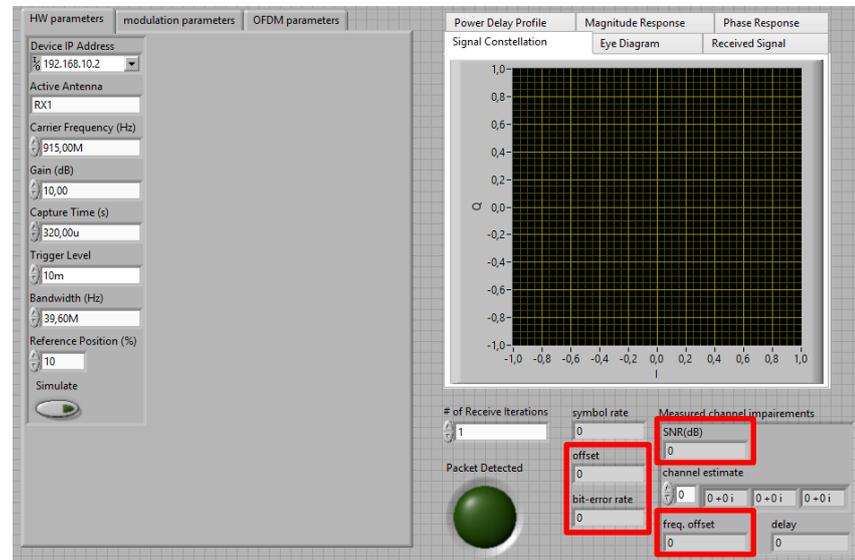


Fig. 4.5. Vista del panel de control del receptor y los parámetros de configuración del hardware

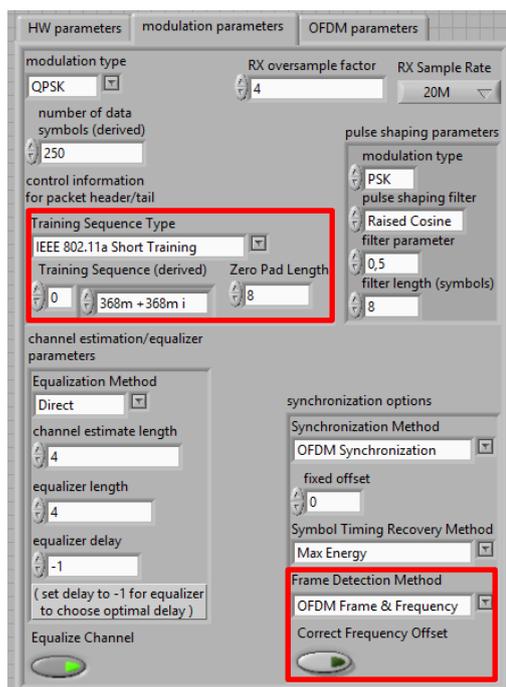


Fig. 4.6. Parámetros de modulación del receptor

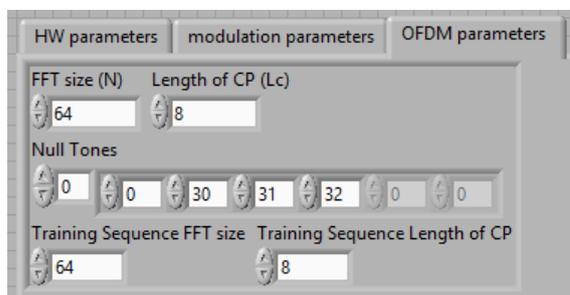


Fig. 4.7. Parámetros OFDM del receptor

En la Fig. 4.5 observamos los parámetros de configuración del hardware y, en los recuadros rojos, la ubicación de los valores SNR, BER, desplazamiento de trama (offset) y desplazamiento de frecuencia (freq. offset).

Los parámetros de configuración del hardware deben ser los mismos que en el transmisor, a excepción de la dirección IP, pues como receptor se utilizará otro USRP. Es importante tener en cuenta que el tiempo de captura debe ser ligeramente mayor a la duración del paquete (Packet duration, VI top_tx) para tener una buena recepción de la señal.

En la Fig. 4.6 observamos los parámetros de modulación del receptor. En los recuadros rojos se encuentran los parámetros implicados en la sincronización, y el botón de corrección del desplazamiento de frecuencia portadora. Al presionar dicho botón, el algoritmo seleccionado en Frame Detection Method corregirá el desplazamiento de frecuencia calculado. El tipo de modulación y el tipo de filtro utilizado para el pulse-shaping deben ser los mismos que los fijados en el transmisor.

En la Fig. 4.7 observamos los parámetros OFDM del receptor. Estos deben ser los mismos que los fijados en el transmisor para un correcto funcionamiento del sistema.

Los parámetros que aparezcan en las Figs. 4.5, 4.6 y 4.7, y que no hayan sido mencionados, deben permanecer con sus valores por defecto.

4.2 Resultados y Análisis Comparativo utilizando un canal AWGN

En esta sección mostraremos la constelación recibida y analizaremos los parámetros de interés obtenidos (BER, SNR y desplazamientos de trama y de frecuencia) al aplicar cada uno de los algoritmos de sincronización implementados en el capítulo anterior, utilizando un canal AWGN con un SNR deseado de 15 dB. Además mostraremos gráficos comparativos de BER vs. SNR para cada uno de los algoritmos.

4.2.1 Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas con el Método de la Ventana Deslizante como algoritmo de sincronización.

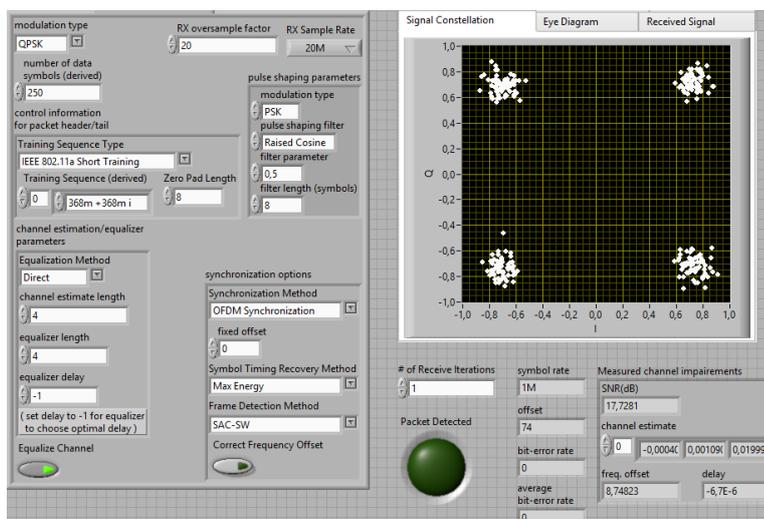


Fig. 4.8. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal AWGN

En la Fig. 4.8 se puede apreciar que los puntos de la constelación se encuentran cada uno en su región correspondiente, aunque presentan una leve distorsión. Sin embargo se obtuvo un BER = 0, indicando que el algoritmo detectó adecuadamente el inicio de la trama.

También se obtuvo una SNR superior a la deseada (17.73 dB), lo que corrobora el buen funcionamiento del algoritmo. El que la SNR sea superior a la deseada se debe a las ganancias de las antenas y a la poca distancia entre las mismas (pérdida de espacio libre mínima).

El algoritmo calculó un desplazamiento de trama de 74 y un desplazamiento de frecuencia de 8.75 Hz. El valor del desplazamiento de frecuencia es relativamente bajo, por lo que no se presenta rotación en la constelación.

Los pequeños esparcimientos en los puntos de la constelación se deben al SNR deseado utilizado. Considerando que la señal transmitida es de baja potencia (-1.45 dB aprox.), una SNR de 15 dB representa una potencia de ruido de entre -16 y -17 dB, produciendo los esparcimientos antes mencionados.

Si el algoritmo no detectase correctamente el inicio de la trama, la constelación se presenta completamente esparcida y se obtiene un BER alto.

4.2.2 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas con una variante del Algoritmo de Schmidl y Cox como algoritmo de sincronización.

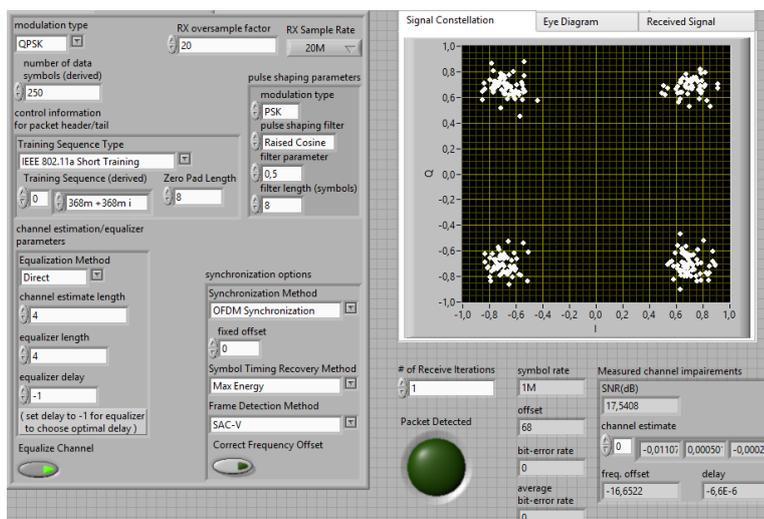


Fig. 4.9. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal AWGN

En la Fig. 4.9 notamos que, al igual que con el algoritmo anterior, la constelación recibida presenta ligeras distorsiones. Se obtuvo un BER = 0 y una SNR mayor a la deseada (17.54 dB, por las mismas razones que se mencionaron en la sección 4.2.1). Esto comprueba que el algoritmo detectó correctamente el inicio de la trama.

El algoritmo calculó un desplazamiento de trama de 68 y un desplazamiento de frecuencia de -16.65 Hz. El desplazamiento de frecuencia obtenido es pequeño, por lo que no existe rotación en la constelación.

El ligero esparcimiento en la constelación es producido por las mismas razones que se expusieron en la sección 4.2.1.

Los desplazamientos de trama calculados por ambos algoritmos son casi los mismos, como era de esperarse. Los desplazamientos de frecuencia aparentan ser muy distintos (uno es positivo y el otro negativo), pero ambos son cercanos a 0, y tomando en cuenta que las sub-portadoras (frecuencias) están en el orden de los KHz, se puede considerar que los valores obtenidos son aproximadamente iguales.

El signo del desplazamiento de frecuencia indica el sentido de rotación de la constelación: anti horario (+) u horario (-). Como ya se mencionó, los valores obtenidos son pequeños, por lo que no se produce rotación.

4.2.3 Gráficos comparativos

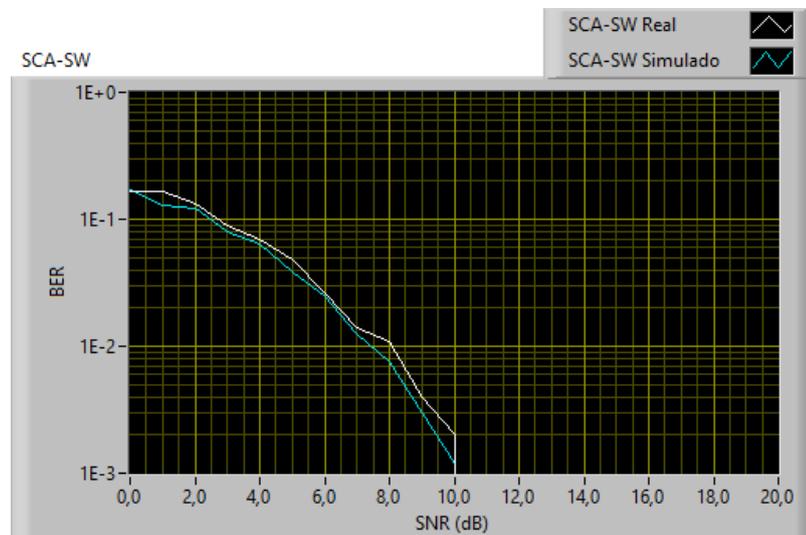


Fig. 4.10. BER vs SNR en canal AWGN con SCA-SW como algoritmo de sincronización

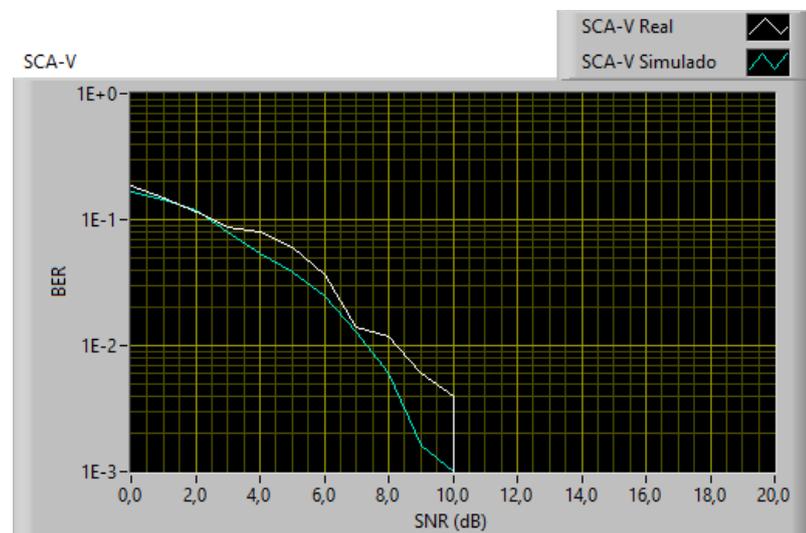


Fig. 4.11. BER vs SNR en canal AWGN con SCA-V como algoritmo de sincronización

Las Figs. 4.10 y 4.11 nos muestran una comparación entre los resultados obtenidos en modo simulación y los resultados obtenidos utilizando los USRP (reales), para cada uno de los algoritmos de sincronización implementados, en un canal AWGN.

En ambos casos notamos que los valores de BER reales son ligeramente mayores a los obtenidos en modo simulación. También se observa que ambos algoritmos tienen un comportamiento muy similar.

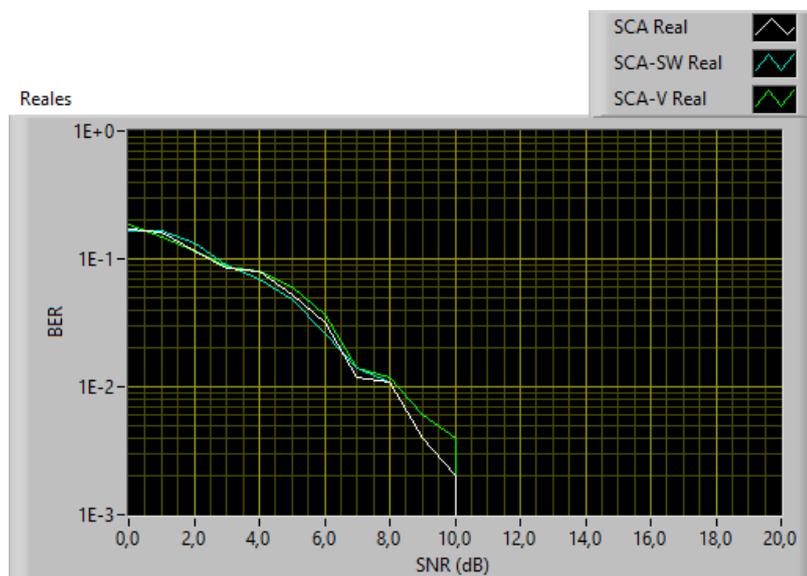


Fig. 4.12. Comparación de BER vs SNR en canal AWGN entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)

En la Fig. 4.12 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original. Notamos que su comportamiento es muy similar aunque en el intervalo SNR = 4 - 6 dB SCA-SW es el que mejores resultados ofrece. El algoritmo SCA-V ofrece resultados aceptables de todos modos.

4.3 Resultados y Análisis Comparativo utilizando un canal multitrayecto simple

En esta sección mostraremos la constelación recibida y analizaremos los parámetros de interés obtenidos al aplicar cada uno de los algoritmos de sincronización implementados en el capítulo anterior utilizando un canal ISI (canal que introduce interferencia intersimbólica mediante el fenómeno multitrayecto), con un SNR deseado de 15 dB. Además mostraremos gráficos comparativos de BER vs. SNR para cada uno de los algoritmos.

4.3.1 Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas con el Método de la Ventana Deslizante como algoritmo de sincronización.

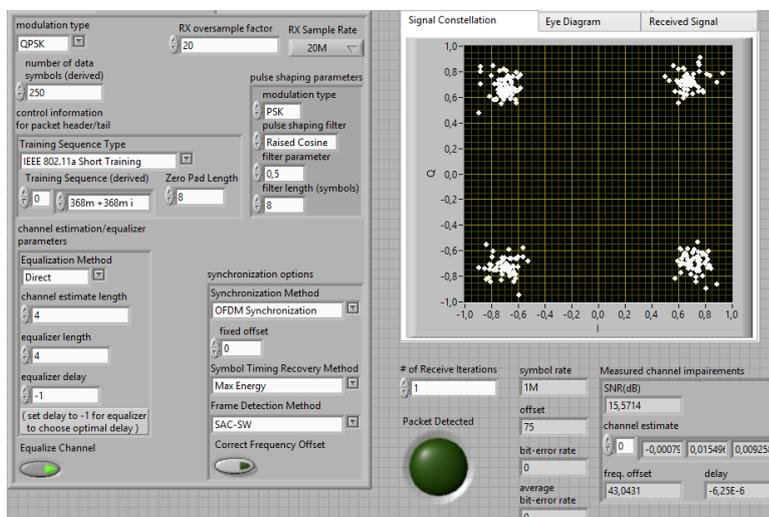


Fig. 4.13. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal ISI

En la Fig. 4.13 observamos que el canal ISI no produce mayor impacto en el sistema. El BER se mantuvo en 0, y la SNR sigue siendo mayor a la deseada (15.57 dB).

Lo anterior se debe a que el esquema de modulación OFDM es robusto frente a este tipo de canales.

Se obtuvo un desplazamiento de trama de 75 y un desplazamiento de frecuencia de 43.04 Hz, que son valores similares a los obtenidos en el canal AWGN, por lo que podemos decir que el algoritmo trabaja correctamente en un medio multitrayecto.

4.3.2 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas con una variante del Algoritmo de Schmidl y Cox como algoritmo de sincronización.

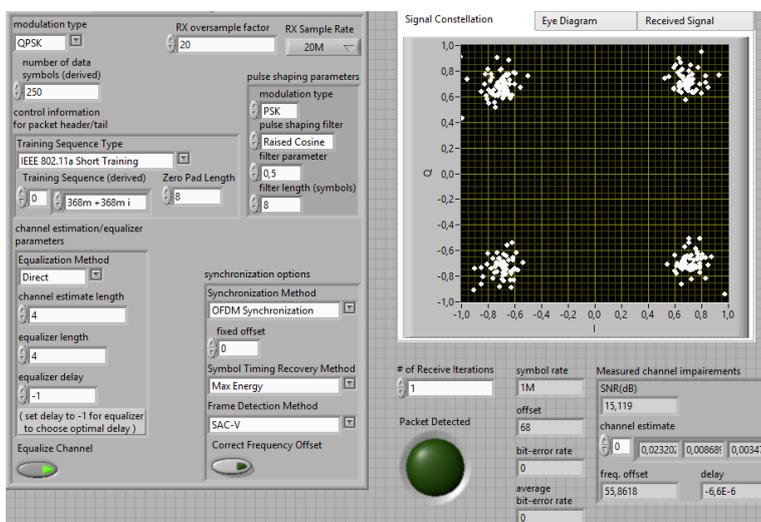


Fig. 4.14. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal ISI

En la Fig. 4.14 notamos que los resultados son similares a los obtenidos en la sección anterior. Se obtuvo un BER = 0 y una SNR de 15.12 dB. Una vez más se demuestra la robustez de OFDM frente a este tipo de canales.

Se obtuvo un desplazamiento de trama de 68 (el mismo que en el canal AWGN) y un desplazamiento de frecuencia de 55.86 Hz,

parecido al obtenido en el canal AWGN, por lo que podemos decir que este algoritmo también es efectivo frente a medios multitrayecto.

Recordemos que los desplazamientos de frecuencia se consideran cercanos debido a que las sub-portadoras se encuentran en el orden de los KHz.

4.3.3 Gráficos comparativos

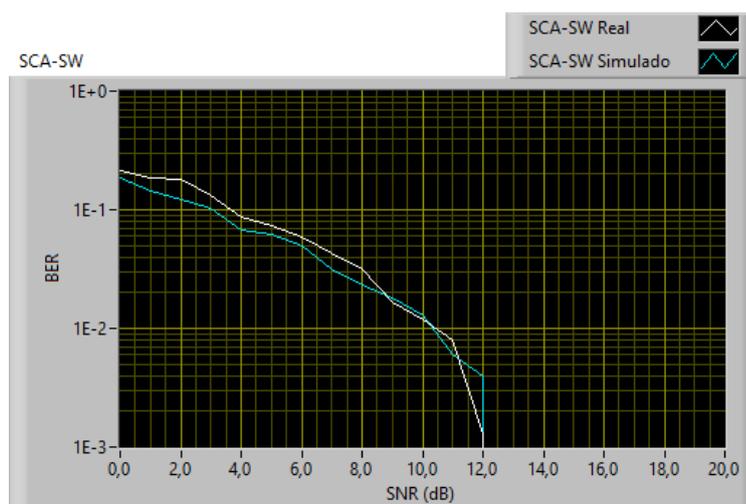


Fig. 4.15. BER vs SNR en canal ISI con SCA-SW como algoritmo de sincronización

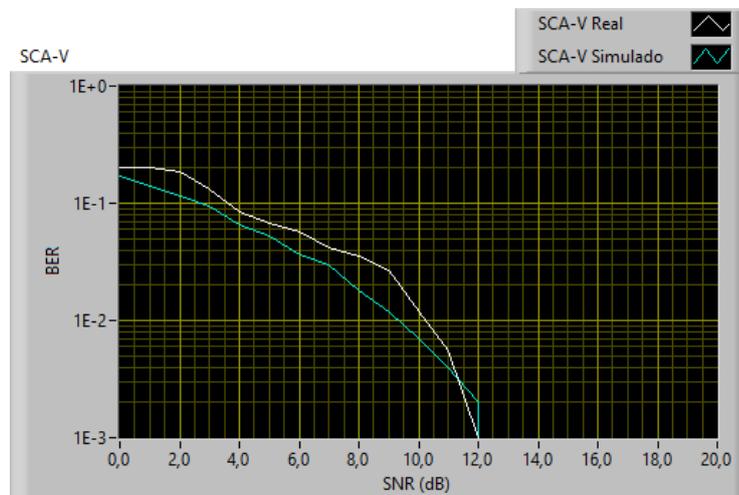


Fig. 4.16. BER vs SNR en canal ISI con SCA-V como algoritmo de sincronización

Las Figs. 4.15 y 4.16 nos muestran una comparación entre los resultados obtenidos en modo simulación y los resultados obtenidos utilizando los USRP (reales), para cada uno de los algoritmos de sincronización implementados, en un canal ISI.

Se puede observar que el comportamiento de los algoritmos es muy similar al obtenido con canal AWGN. Esto confirma que utilizando OFDM podemos evitar los efectos de este tipo de canales. Sin embargo se obtuvieron valores de BER a los 12 dB, esto es 2 dB antes que en AWGN.

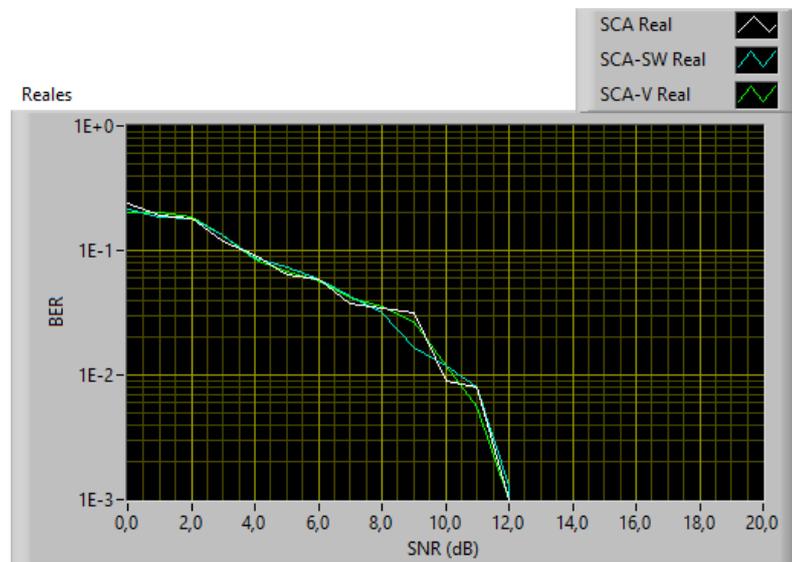


Fig. 4.17. Comparación de BER vs SNR en canal ISI entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)

En la Fig. 4.17 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original. Notamos que nuestros algoritmos tienen un comportamiento casi idéntico al SCA; esto se debe a que ambos algoritmos se basan en este último.

Lo dicho anteriormente no quiere decir que los algoritmos sean igual de precisos. Al tomar los datos reales para construir las gráficas de la Fig. 4.17, se observó que con el algoritmo SCA-SW se necesitaron más iteraciones que con SCA-V para obtener

valores confiables de BER. Se puede decir que SCA-V es más preciso en medios multitrayecto.

4.4 Resultados y Análisis Comparativo utilizando un canal multitrayecto con desvanecimiento

En esta sección mostraremos la constelación recibida y analizaremos los parámetros de interés obtenidos al aplicar cada uno de los algoritmos de sincronización implementados en el capítulo anterior utilizando un canal multitrayecto con desvanecimiento Rayleigh, con un SNR deseado de 15 dB. Además mostraremos gráficos comparativos de BER vs. SNR para cada uno de los algoritmos.

Antes de mostrar los resultados obtenidos, realizaremos un breve análisis del desvanecimiento producido por el canal Rayleigh.

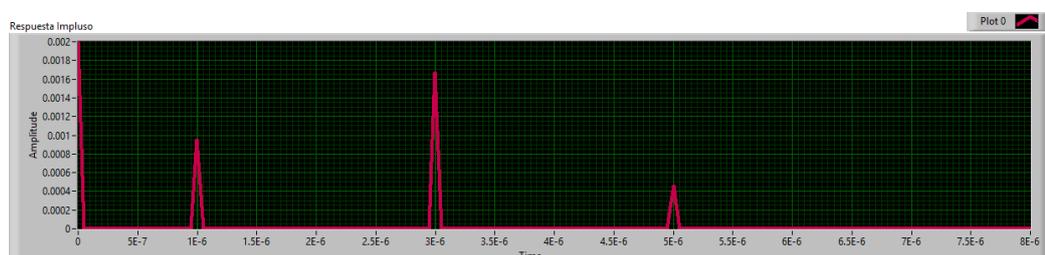


Fig. 4.18. Respuesta al Impulso del Canal Rayleigh

La Fig. 4.18 nos muestra la respuesta al impulso del canal Rayleigh. Debemos recordar que la amplitud de los pulsos varía según la distribución Rayleigh.

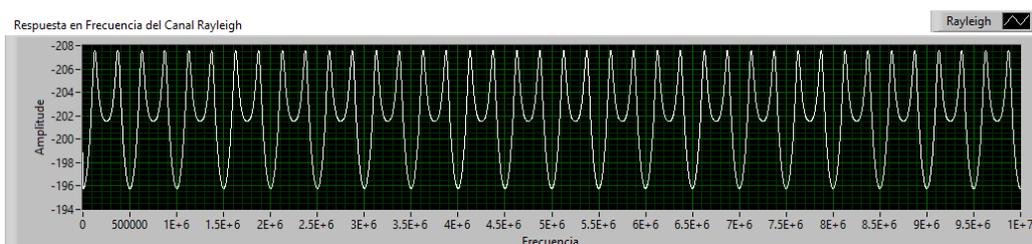


Fig. 4.19. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh (Desvanecimiento Selectivo)

En la Fig. 4.19 observamos la respuesta en frecuencia del canal Rayleigh, en la que se aprecia claramente el desvanecimiento selectivo en frecuencia, propio de sistemas OFDM. Si se utilizase transmisión con única portadora (menor ancho de banda), se tendrá un desvanecimiento plano, como se muestra en la Fig. 4.20. La teoría detrás de estos efectos se explicó en la sección 2.3.

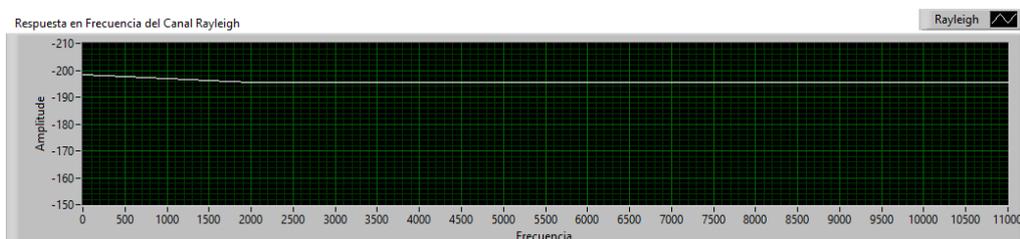


Fig. 4.20. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh (Desvanecimiento Plano)

4.4.1 Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas con el Método de la Ventana Deslizante como algoritmo de sincronización.

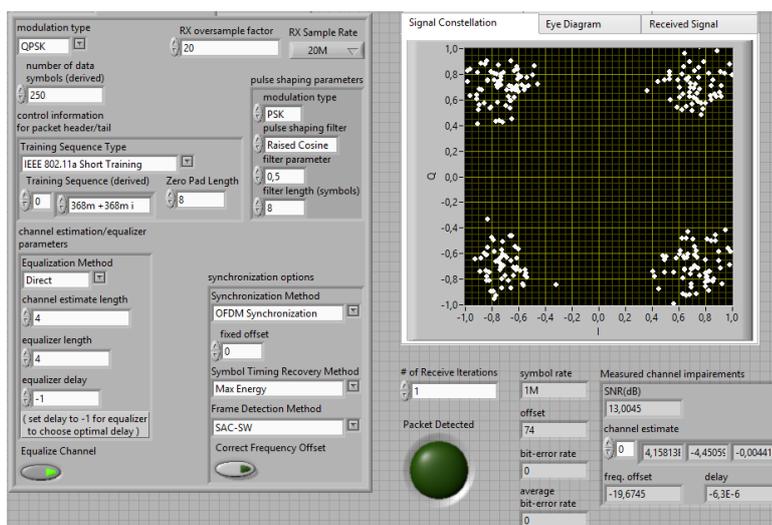


Fig. 4.21. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal Rayleigh

En la Fig. 4.21 podemos notar que los puntos de la constelación presentan un esparcimiento ligeramente mayor que en los casos anteriores. Las múltiples trayectorias que toma la señal para llegar al receptor y el desvanecimiento Rayleigh producen retardos que ocasionan los efectos antes mencionados. A pesar de lo antes

mencionado, se obtuvo un BER = 0 y una SNR cercano al deseado (13 dB).

Se obtuvo un desplazamiento de trama de 74 y un desplazamiento de frecuencia de -19.67 Hz, valores similares a los obtenidos con los otros canales, lo que indica que el algoritmo superó satisfactoriamente los efectos del canal Rayleigh.

4.4.2 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas con una variante del Algoritmo de Schmidl y Cox como algoritmo de sincronización.

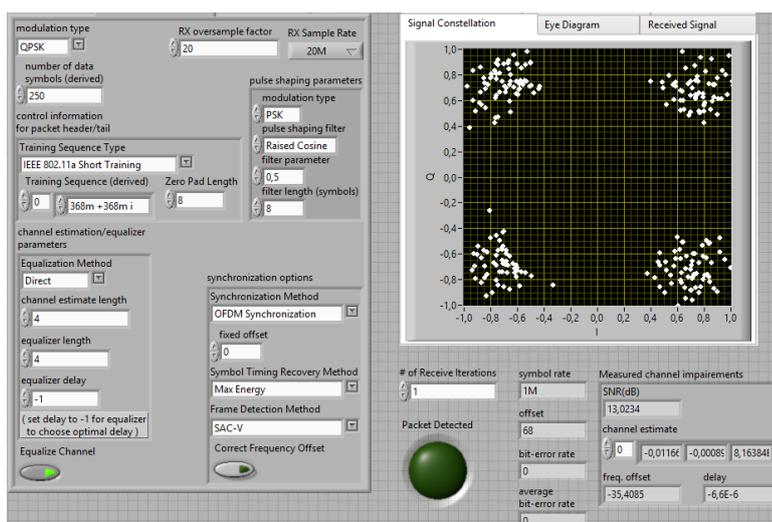


Fig. 4.22. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal Rayleigh

En la Fig. 4.22 observamos que la constelación presenta un esparcimiento un poco más notorio en sus puntos que en casos anteriores, esto debido a lo explicado en la sección 4.4.1. Sin embargo, se obtuvo un BER = 0 y una SNR cercana a la deseada (13.02 dB).

Se obtuvo un desplazamiento de trama de 68 (igual al obtenido con los otros canales) y un desplazamiento de frecuencia de -35.4 Hz, parecido al obtenido en los casos anteriores, lo que demuestra el buen desempeño del algoritmo frente a este tipo de canales.

4.4.3 Gráficos comparativos

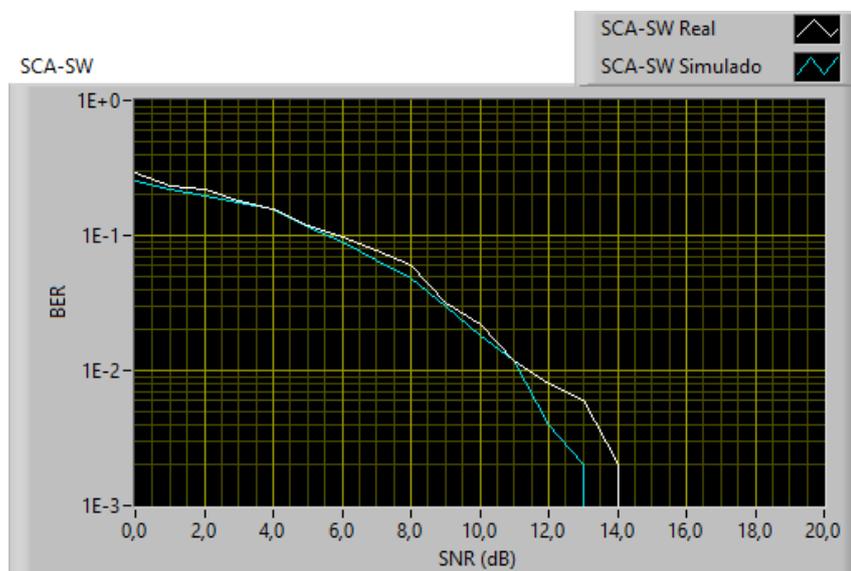


Fig. 4.23. BER vs SNR en canal Rayleigh con SCA-SW como algoritmo de sincronización

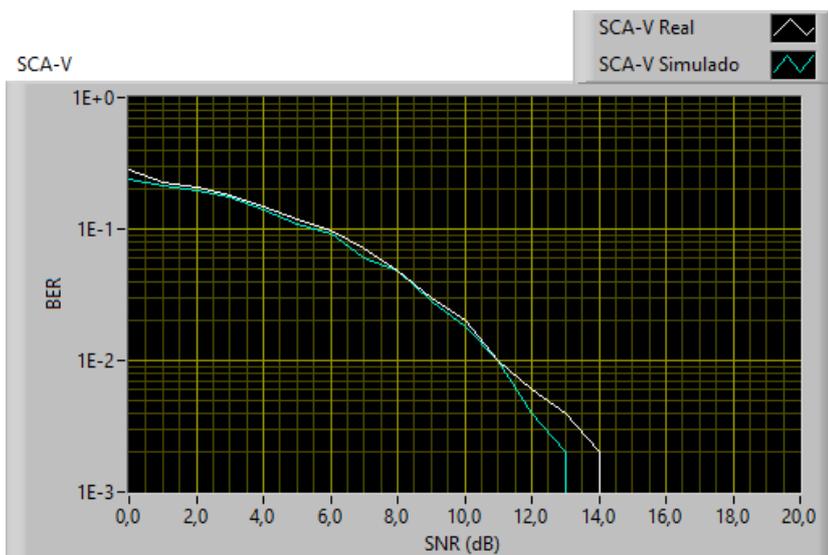


Fig. 4.24. BER vs SNR en canal Rayleigh con SCA-V como algoritmo de sincronización

Las Figs. 4.23 y 4.24 nos muestran una comparación entre los resultados obtenidos en modo simulación y los resultados obtenidos utilizando los USRP (reales), para cada uno de los algoritmos de sincronización implementados, en un canal Rayleigh.

Notamos que nuestros algoritmos tienen un comportamiento parecido una vez más, aunque se observa que en ambos casos se obtuvieron valores de BER en 15 dB. Esto se debe a los efectos del canal Rayleigh. También se observa que los valores de BER reales siguen siendo superiores a los simulados.

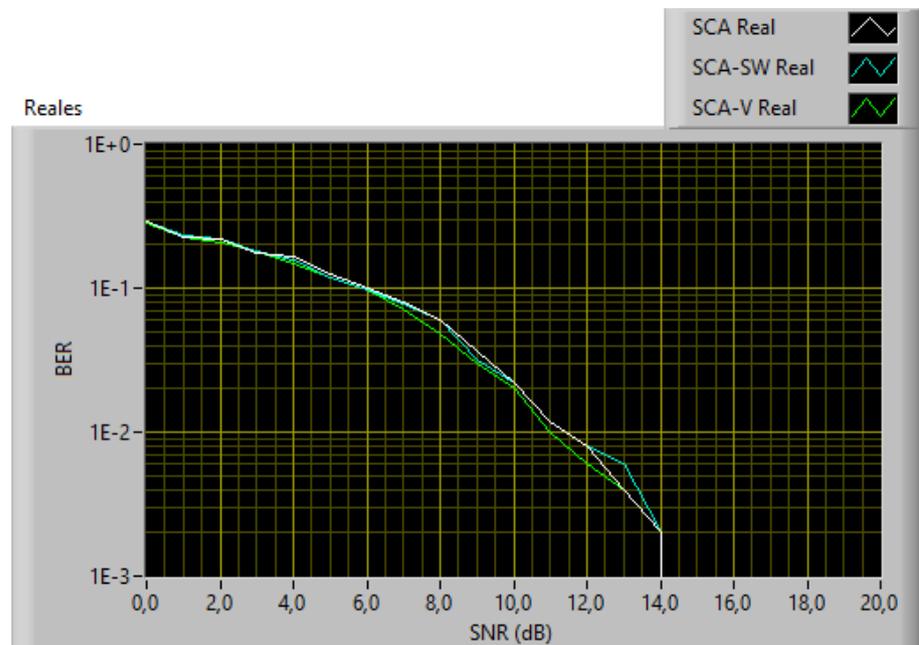


Fig. 4.25. Comparación de BER vs SNR en canal Rayleigh entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)

En la Fig. 4.25 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original. Notamos que si bien el comportamiento de los algoritmos sigue siendo parecido, SCA-V nos ofrece mejores resultados que SCA-SW. Esto se debe a lo explicado en la sección 4.3.3, y se ilustra de mejor forma en la siguiente tabla:

Tabla 4.1. Variabilidad de los datos tomados

SNR (dB)	MUESTRAS	BER (FALLAS)		
		SCA	SCA-SW	SCA-V
12	5	0.006-0.014 (0)	0.008-0.014 (2)	0.008-0.012 (0)
8	5	0.076-0.086 (1)	0.07-0.086 (3)	0.068-0.076 (0)
4	5	0.162-0.186 (2)	0.18 (4)	0.17-0.186(0)

Los datos de la Tabla 4.1 fueron obtenidos utilizando canal Rayleigh. Esta tabla nos muestra el intervalo de valores de BER obtenido para el SNR indicado en 5 iteraciones. También se muestra entre paréntesis la cantidad de iteraciones fallidas, notándose claramente que SCA-V es el algoritmo más preciso.

4.5 Análisis comparativo de BER vs SNR respecto al canal utilizado

En esta sección analizaremos desde otra perspectiva el impacto que tiene cada uno de los canales utilizados en cada algoritmo de sincronización.

4.5.1 Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante

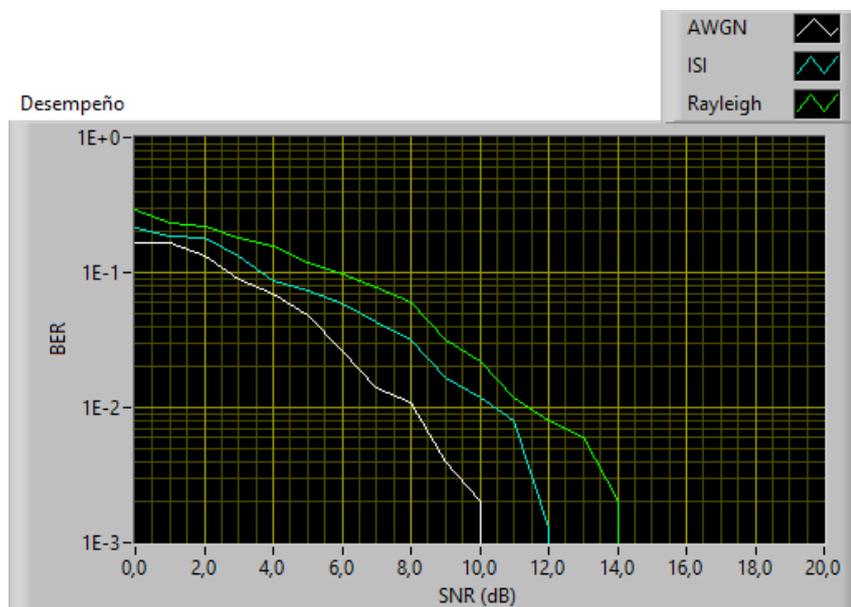


Fig. 4.26. Comportamiento del algoritmo SCA-SW en los distintos canales utilizados

En la Fig. 4.26 observamos como el canal utilizado afecta el desempeño del algoritmo SCA-SW. Notamos que, como es lógico, se obtienen valores de BER más altos con el canal Rayleigh. También se observa que el efecto del canal ISI aparenta ser considerable con valores de SNR bajos, pero que luego se ve reducido, confirmando lo expuesto en secciones anteriores.

4.5.2 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

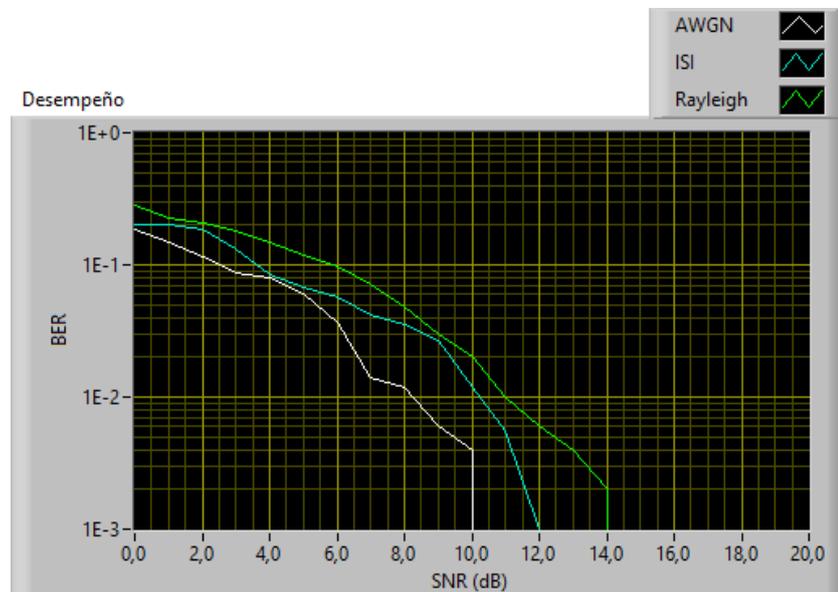


Fig. 4.27. Comportamiento del algoritmo SCA-V en los distintos canales utilizados

En la Fig. 4.27 observamos como el canal utilizado afecta el desempeño del algoritmo SCA-V. Una vez más notamos el comportamiento similar de ambos algoritmos. En este caso también se obtuvieron valores mayores de BER con el canal Rayleigh, teniendo en cuenta que SCA-V es más preciso en medios multipaso, como se dijo en secciones anteriores.

4.6 Capacidad de los algoritmos para detectar correctamente el inicio de la trama de la trama

En esta sección compararemos los algoritmos a partir de su capacidad para detectar el inicio de la trama correctamente. Mostraremos las métricas de correlación obtenidas para cada uno de los algoritmos y realizaremos un análisis comparativo sobre las mismas. Utilizaremos un SNR deseado de 15 dB.

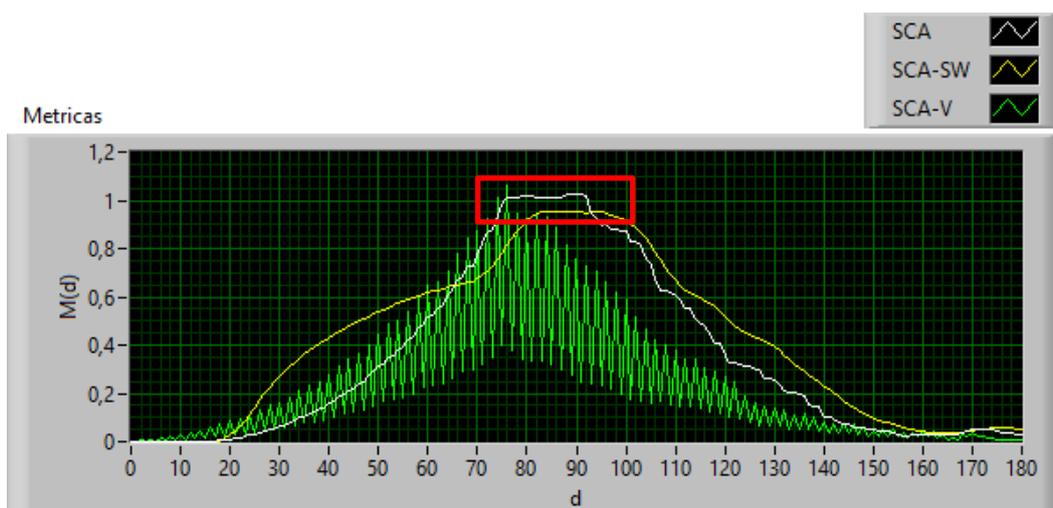


Fig. 4.28. Métricas de Correlación obtenidas con canal AWGN para cada uno de los algoritmos: Schmidl y Cox (blanca), Método de la Ventana Deslizante (amarilla), y variante de Schmidl y Cox (verde)

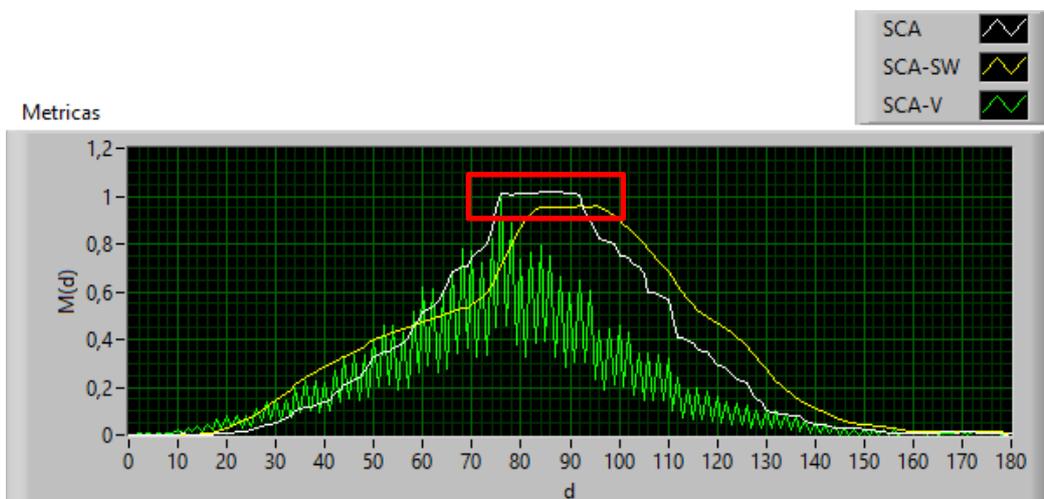


Fig. 4.29. Métricas de Correlación obtenidas con canal ISI para cada uno de los algoritmos: Schmidl y Cox (blanca), Método de la Ventana Deslizante (amarilla), y variante de Schmidl y Cox (verde)

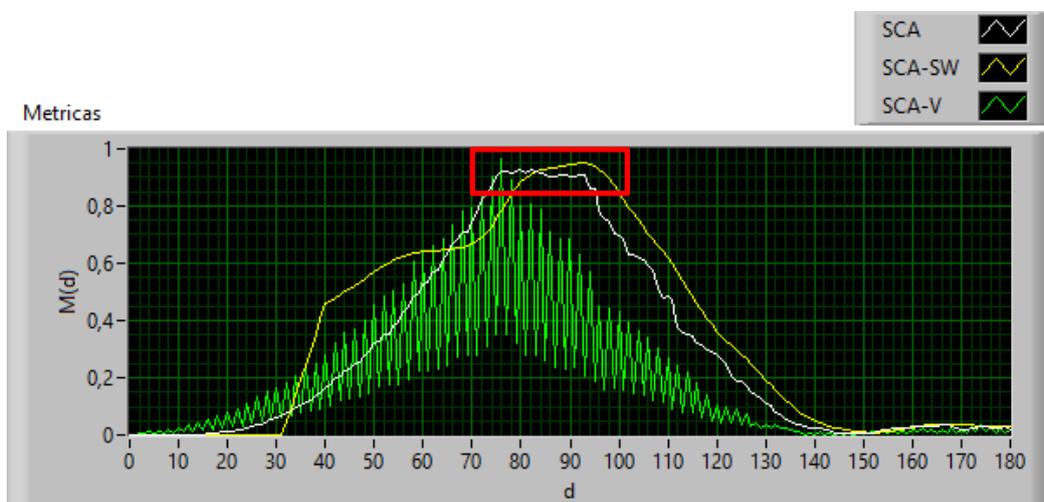


Fig. 4.30. Métricas de Correlación obtenidas con canal Rayleigh para cada uno de los algoritmos: Schmidl y Cox (blanca), Método de la Ventana Deslizante (amarilla), y variante de Schmidl y Cox (verde)

El intervalo para el que la métrica de correlación es máxima es donde se considera se encuentra el inicio de la trama. Mientras menor sea este intervalo, más preciso será el algoritmo.

En la Figs. 4.28, 4.29 y 4.30, notamos como el Método de la Ventana Deslizante mejora la métrica del Algoritmo de Schmidl y Cox. Claramente se observa que el intervalo para el que la métrica es máxima (recuadro rojo) disminuye al aplicar este método.

La variante del algoritmo de Schmidl y Cox produce un punto máximo en lugar de un intervalo de métrica máxima. Esto indica que este es el método más preciso de los tres, confirmando lo expuesto en secciones anteriores.

En la Figs. 4.28, 4.29 y 4.30 también se observa que los máximos de las métricas son los mismos sin importar el canal que se utilice, demostrando el buen funcionamiento de nuestros algoritmos en cualquier medio.

Sin embargo, estos máximos aparecen 8 unidades más a la derecha de los valores obtenidos como desplazamiento de trama en las secciones 4.2, 4.3 y 4.4. Esto se debe a que en ambos casos los algoritmos

insertan un zero pad de longitud 8 para un correcto funcionamiento (esto se describió en el Capítulo 3), por lo que al desplazamiento para el que la métrica es máxima se le debe restar esta cantidad.

4.7 Capacidad de los algoritmos para corregir desplazamientos de frecuencias

En esta sección analizaremos los algoritmos a partir de su capacidad para corregir el desplazamiento de frecuencia. Para esto insertaremos un desplazamiento de frecuencia artificial de 1 KHz en nuestro sistema (en el VI top_tx, esto se explicó en la sección 4.1.1), y se debe activar la corrección del desplazamiento de frecuencia en el VI top_rx (tal como se explicó en la sección 4.1.2). Utilizaremos un SNR deseado de 40 dB.

4.7.1 Desempeño en canal AWGN

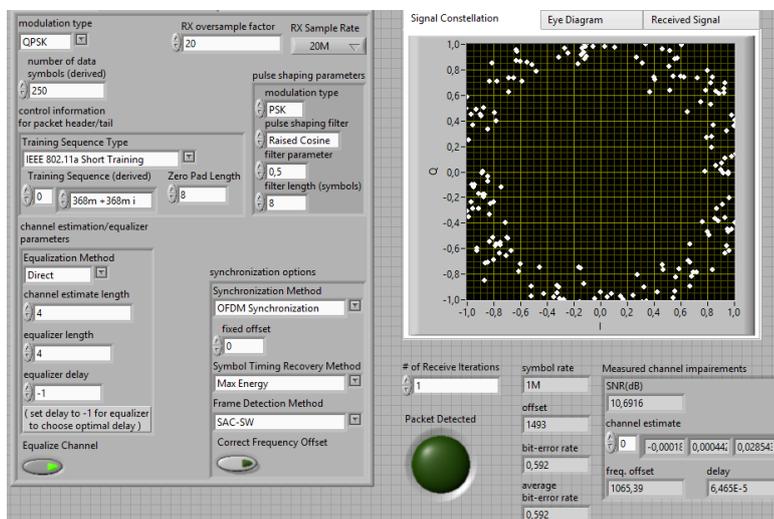


Fig. 4.31. Constelación recibida utilizando SCA-SW sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN

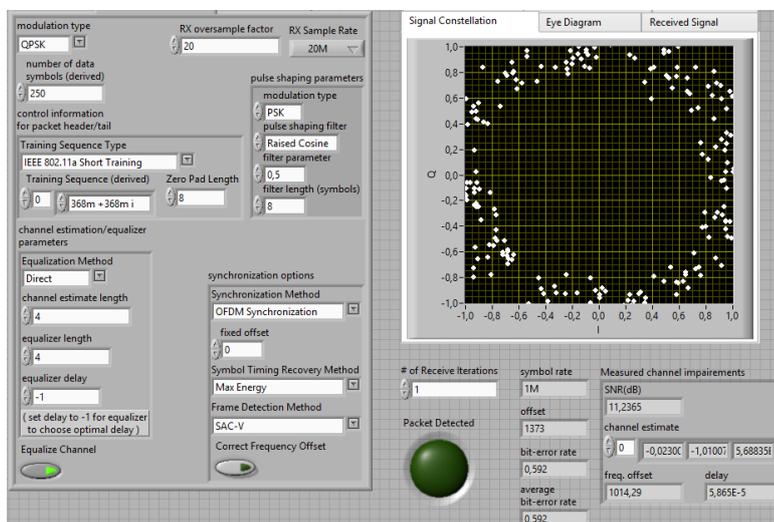


Fig. 4.32. Constelación recibida utilizando SCA-V sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN

Las Figs. 4.31 y 4.32 nos muestran la constelación recibida si no activamos la corrección del desplazamiento de frecuencia. Se aprecia como el desplazamiento de frecuencia de 1KHz introducido distorsiona completamente la constelación, obteniéndose valores altos de BER. También notamos que los algoritmos calcularon correctamente el desplazamiento de frecuencia de 1 KHz.

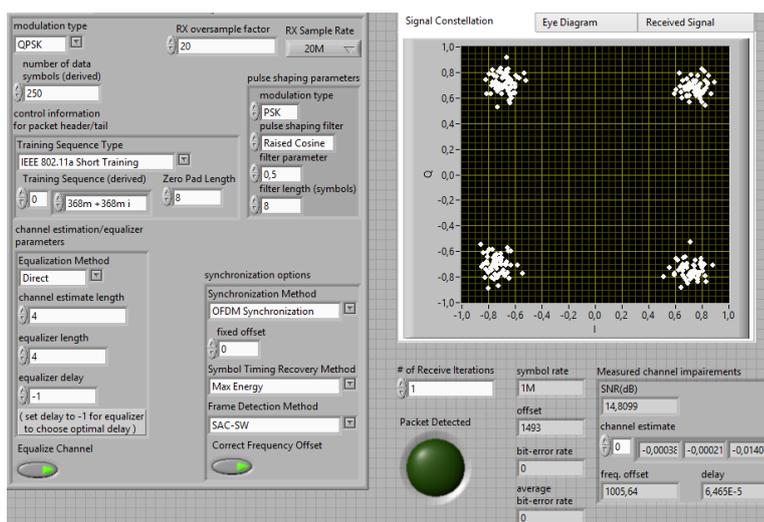


Fig. 4.33. Constelación recibida utilizando SCA-SW con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN

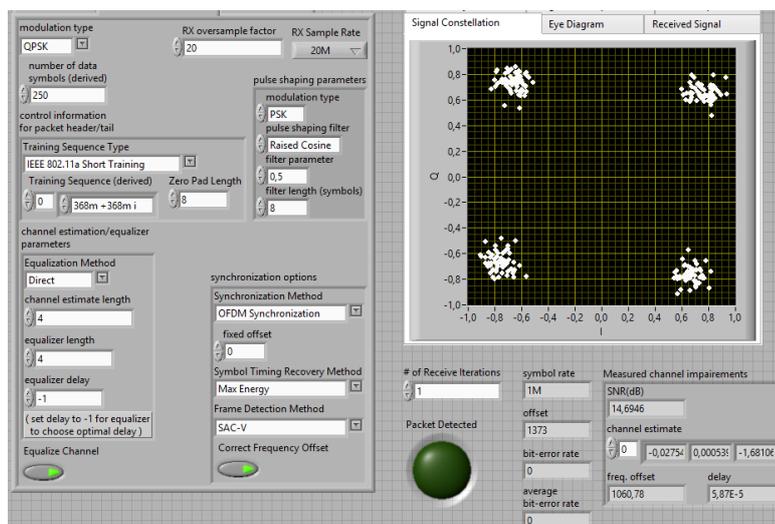


Fig. 4.34. Constelación recibida utilizando SCA-V con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal AWGN

En las Figs. 4.33 y 4.34 notamos como al activar la corrección de desplazamiento de frecuencia se recibe correctamente la constelación. Ambos algoritmos corrigieron satisfactoriamente dicho desplazamiento, aunque mantienen el valor calculado de 1 KHz. También se puede apreciar que el SNR calculado por el receptor aumentó.



Fig. 4.35. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN con SCA-SW como algoritmo de sincronización

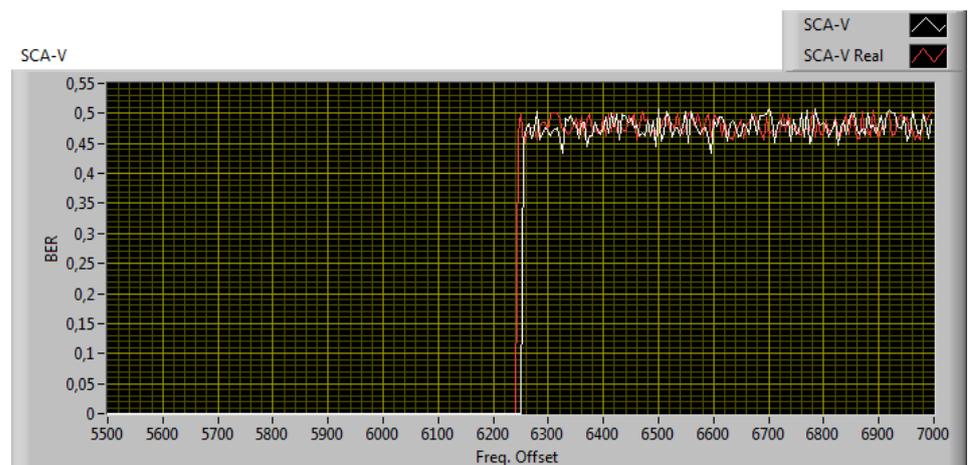


Fig. 4.36. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN con SCA-V como algoritmo de sincronización

Las Figs. 4.35 y 4.36 nos muestran una comparación entre los resultados obtenidos en modo simulación y los resultados

obtenidos utilizando los USRP (reales), para cada uno de los algoritmos de sincronización implementados, en un canal AWGN.

Notamos que existe un punto de ruptura (6245 Hz en el caso real) en el que los algoritmos ya no son capaces de corregir el desplazamiento de frecuencia. Las gráficas solo muestran valores positivos de desplazamiento de frecuencia, pues en valores negativos el comportamiento de los algoritmos fue el mismo (corrigen hasta -6245 Hz).

Sólo mostramos el rango entre 5500 y 7000 Hz para apreciar de mejor forma los puntos de ruptura, pues la diferencia existente entre ambos (real y simulado) es de apenas 5 Hz, tanto con SCA-SW como con SCA-V.

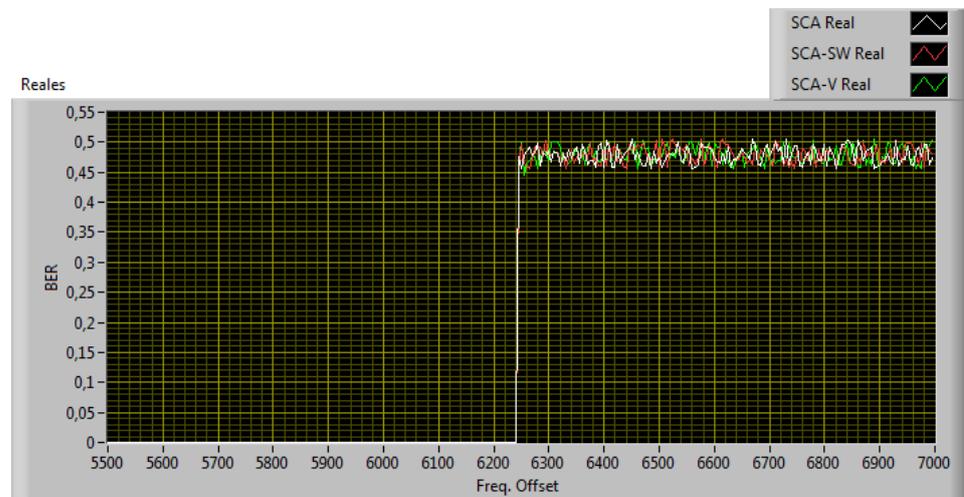


Fig. 4.37. Comparación de BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)

En la Fig. 4.37 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original. Notamos que el comportamiento de los algoritmos es idéntico. Esto se debe a que todos utilizan el algoritmo de Moose en la etapa de corrección del desplazamiento de frecuencia.

4.7.2 Desempeño en canal Rayleigh

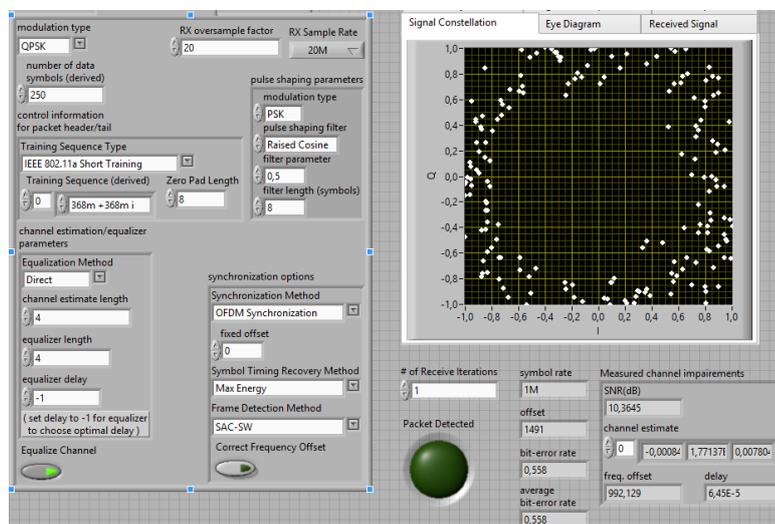


Fig. 4.38. Constelación recibida utilizando SCA-SW sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh

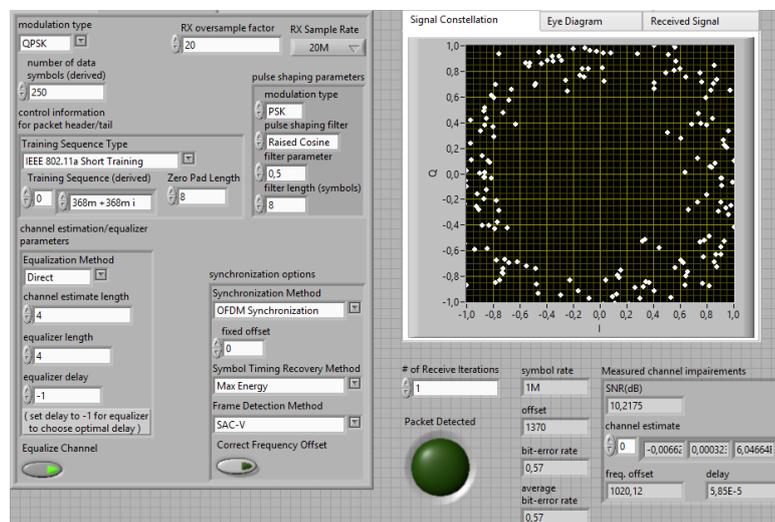


Fig. 4.39. Constelación recibida utilizando SCA-V sin corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh

Las Figs. 4.38 y 4.39 nos muestran la constelación recibida si no activamos la corrección del desplazamiento de frecuencia. Los resultados son similares a los obtenidos con el canal AWGN. De igual manera, los algoritmos calcularon correctamente el desplazamiento de frecuencia de 1 KHz.

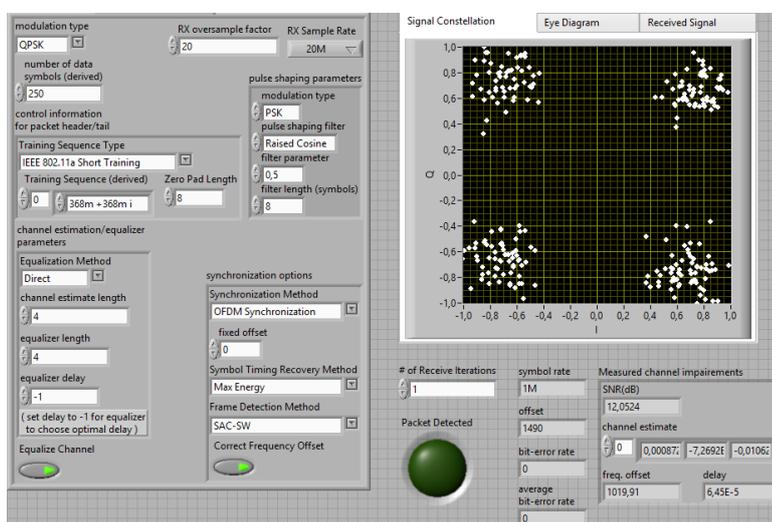


Fig. 4.40. Constelación recibida utilizando SCA-SW con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh

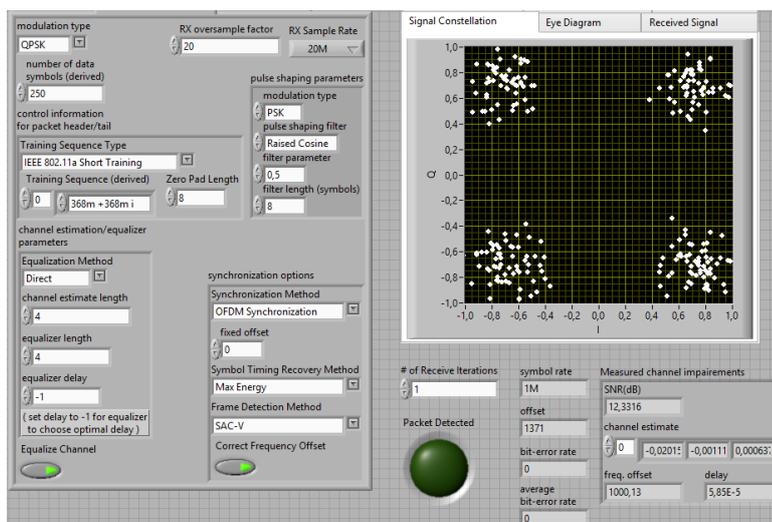


Fig. 4.41. Constelación recibida utilizando SCA-SW con corrección del desplazamiento de frecuencia, en canal Rayleigh

En las Figs. 4.40 y 4.41 notamos como al activar la corrección de desplazamiento de frecuencia se recibe correctamente la constelación. Ambos algoritmos lograron corregir dicho desplazamiento a pesar de los efectos del canal Rayleigh, manteniendo el valor calculado de 1 KHz.

Notamos que la constelación recibida presenta un mayor esparcimiento que con el canal AWGN, y el SNR calculado por el receptor aumentó pero es menor al obtenido con dicho canal.

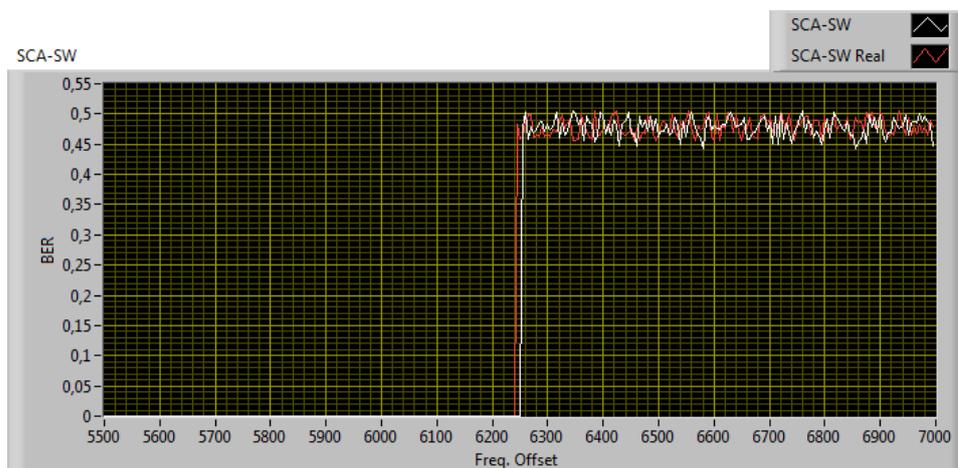


Fig. 4.42. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal Rayleigh con SCA-SW como algoritmo de sincronización

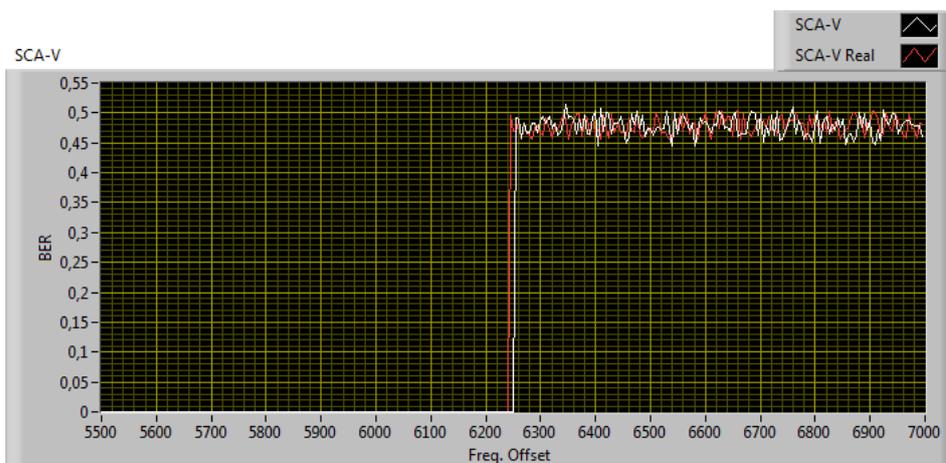


Fig. 4.43. BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal Rayleigh con SCA-V como algoritmo de sincronización

Las Figs. 4.42 y 4.43 nos muestran una comparación entre los resultados obtenidos en modo simulación y los resultados obtenidos utilizando los USRP (reales), para cada uno de los

algoritmos de sincronización implementados, en un canal Rayleigh.

Notamos que los puntos de ruptura de los algoritmos son iguales a los obtenidos con el canal AWGN (6245 Hz el real y 6250 Hz el simulado). Para valores negativos del desplazamiento de frecuencia (no se muestran en las gráficas) se obtuvo un comportamiento similar. Esto demuestra que el canal Rayleigh no causó un impacto significativo sobre nuestros algoritmos y sobre el sistema en general.

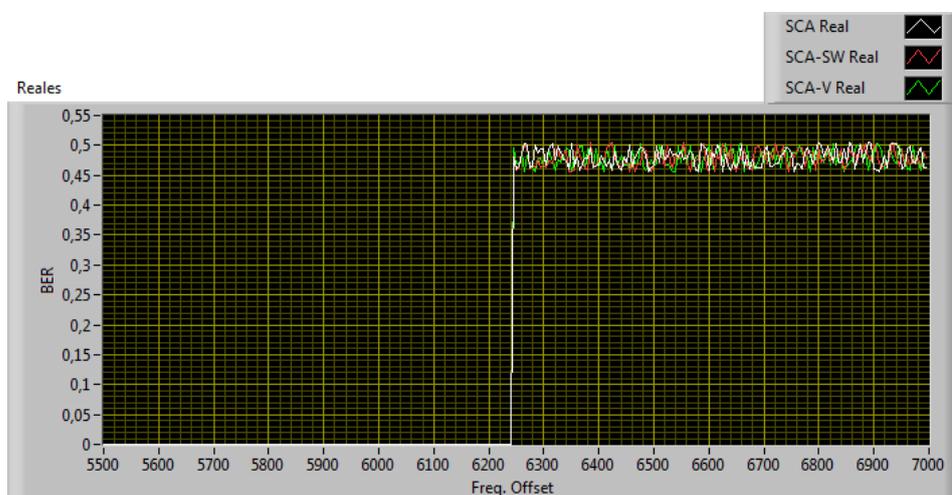


Fig. 4.44. Comparación de BER vs Desplazamiento de Frecuencia en canal AWGN entre los algoritmos de sincronización implementados (celeste y verde) y el algoritmo SCA original (blanco)

En la Fig. 4.44 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original. Notamos que el comportamiento de los algoritmos es idéntico, debido a las razones expuestas en la sección 4.7.1.

La disminución del SNR deseado (aumento de la potencia de ruido) puede causar más imprecisión de los algoritmos conforme aumenta el desplazamiento de frecuencia, pero el punto de ruptura seguirá siendo el mismo. Esto se da tanto en canal AWGN como en canal Rayleigh. En ambos casos se consideró que el punto de ruptura del algoritmo se da cuando más de la mitad de las iteraciones realizadas con este son fallidas ($BER \geq 0.5$).

4.8 Desempeño de los algoritmos en un canal multirayecto real

En esta sección mostraremos los resultados obtenidos con ambos algoritmos en un canal multirayecto real. Para generar este canal se deben colocar las antenas del transmisor y receptor en direcciones distintas. Se utilizó un SNR deseado de 15 dB.

4.8.1 Algoritmo de Schmidl y Cox: Método de la Ventana Deslizante

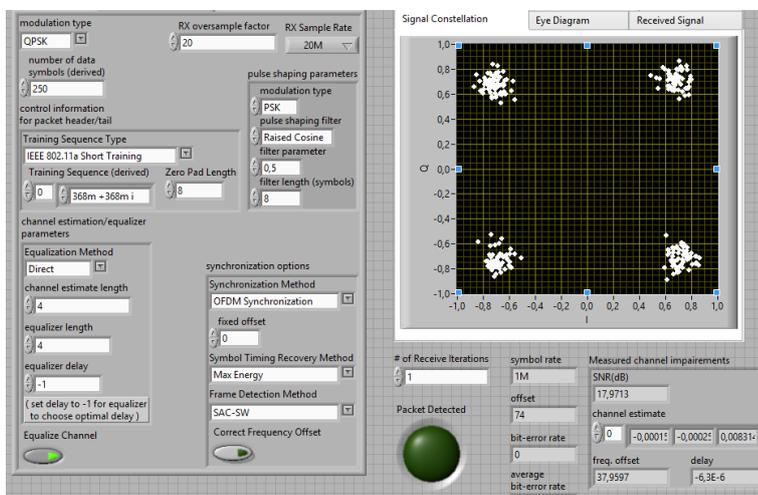


Fig. 4.45. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-SW en canal multirrayecto real

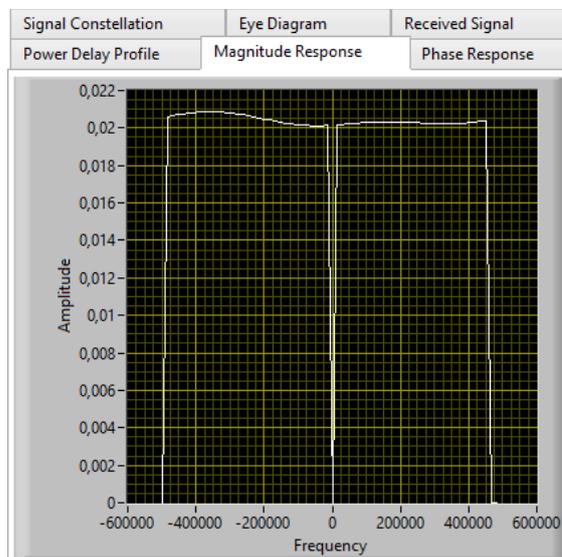


Fig. 4.46. Respuesta en Frecuencia del canal multirrayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización

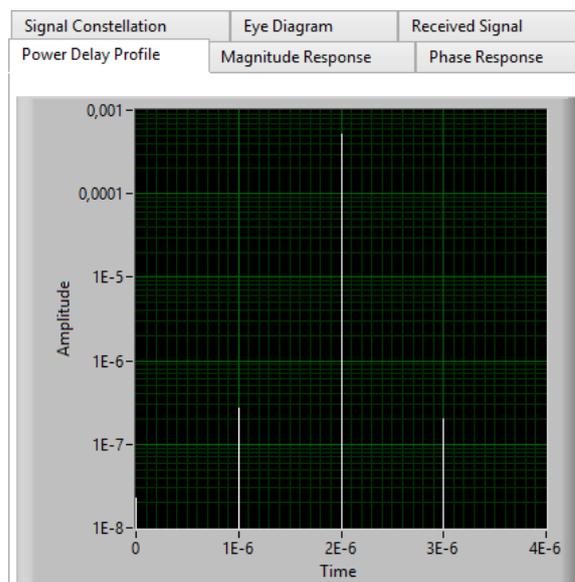


Fig. 4.47. Perfil de Retardos de Potencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización

En la Fig. 4.45 notamos que los puntos de la constelación presentan una leve distorsión, similar a la obtenida en los canales emulados (secciones 4.2, 4.3 y 4.4). Los valores de desplazamiento de trama y frecuencia calculados por el algoritmo son similares a los que se obtuvieron con estos canales. El SNR obtenido sigue siendo superior al deseado.

En la Fig. 4.46 notamos los efectos del canal multirayecto en la respuesta en frecuencia del canal. Se puede apreciar claramente la selectividad en frecuencia.

En la Fig. 4.47 se aprecia los distintos caminos (4) que toma la señal para llegar al receptor, siendo el principal el tercero (2E-6), pues es el que mayor potencia tiene.

4.8.2 Algoritmo de Schmidl y Cox: Variante

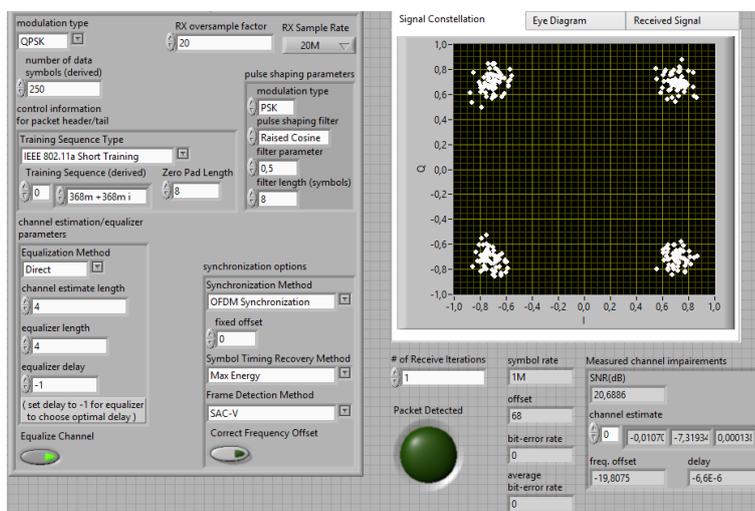


Fig. 4.48. Vista de la constelación recibida utilizando SCA-V en canal multitrayecto real

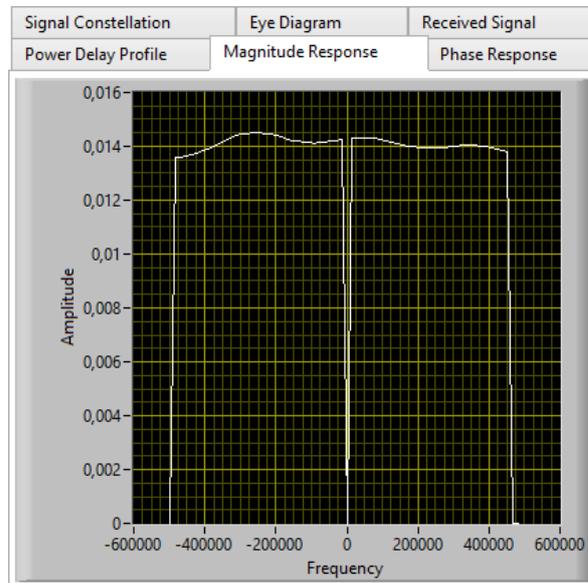


Fig. 4.49. Respuesta en Frecuencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización

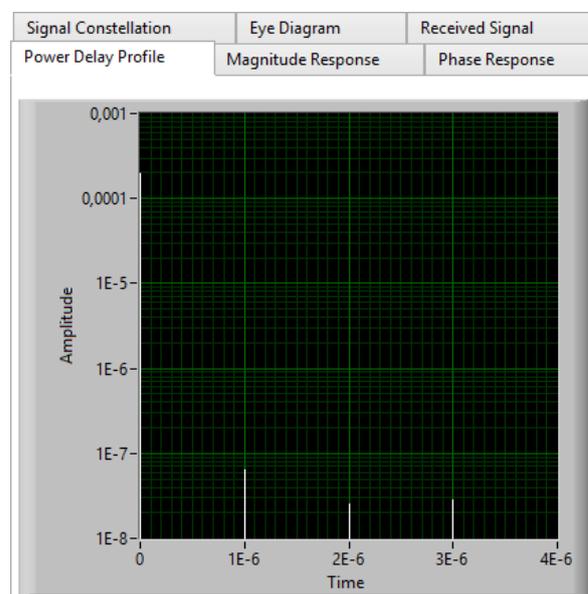


Fig. 4.50. Perfil de Retardos de Potencia del canal multirayecto real utilizando SCA-SW como algoritmo de sincronización

En la Fig. 4.48 observamos que con este algoritmo los resultados obtenidos también son parecidos a los que se obtuvieron con los canales emulados. Los valores de desplazamiento de trama y frecuencia calculados por el algoritmo son similares a los que se obtuvieron utilizando estos canales. El SNR obtenido igualmente es superior al deseado.

En la Fig. 4.49 notamos los efectos del canal multitrayecto en la respuesta en frecuencia del canal. Se observa claramente la existencia de selectividad en frecuencia.

En la Fig. 4.50 se aprecia los distintos caminos (4) que toma la señal para llegar al receptor, siendo el principal el primero (0), ya que es el que mayor potencia tiene.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

1. Según los resultados obtenidos, podemos decir que se cumplió con el objetivo de implementar un algoritmo de sincronización eficiente para OFDM, pues nuestros dos algoritmos implementados tuvieron un gran desempeño tanto en canal AWGN como en canales multitrayecto (ISI y Rayleigh).
2. Se comprobó que mientras menor es el intervalo de valores máximos de la métrica de sincronización, más preciso será el algoritmo, considerando que la métrica de SCA-V solo posee un máximo y este algoritmo demostró ser el algoritmo más preciso. Aunque se obtuvieron valores de BER parecidos con ambos algoritmos, SCA-V presentó menos fallas al disminuir el SNR.

3. Es importante la corrección del desplazamiento de frecuencias, dado que sin esta etapa los algoritmos fracasarán en medios que provoquen este efecto, pues se obtendrían valores de BER altos a pesar de que los algoritmos realicen una correcta detección de trama.
4. Se utilizaron con éxito los módulos NI-USRP 2920 para las pruebas y comparaciones realizadas en el Capítulo 4, logrando mostrar el funcionamiento de los algoritmos de sincronización en un SDR.

Recomendaciones

1. Colocar el transmisor y receptor (USRPs) lo más cerca posible, para evitar interferencias del medio (si no se las desea), y para evitar errores debido a la pequeña longitud y sensibilidad del cable MIMO. Esto último es muy importante en la implementación del canal Rayleigh real.
2. Si se desea aumentar la longitud del paquete transmitido (número de bits), hay que tener en cuenta el tiempo de captura fijado en el sistema, pues si este es muy pequeño podría perderse información y se obtendría un BER alto.

- 3.** Al tomar los valores de BER para construir las gráficas, se deben hacer varias pruebas y promediar los resultados, pues para un mismo SNR se pueden obtener distintos valores de BER.

REFERENCIAS

- [1] WESTE, N. y SKELLERN, D.J., VLSI for OFDM, IEEE Communications Magazine. Octubre de 1998, pp. 127 – 131.
- [2] Second Generation High-Capacity Broadband Wireless Solutions, Redline Communication Inc., 2003.
- [3] RIERA SALÍS, J. M., Sistema de Radiodifusión, Radiocomunicaciones (4º - Plan 94). Mayo 2001.
- [4] BANSAL, P. y BRZEZINSKI, A., Adaptive Loading in MIMO-OFDM Systems, Stanford University, CA, EUA. Diciembre 13, 2001.
- [5] YUAN, N., An Equalization Technique for High Rate OFDM Systems, University of Saskatchewan, Canada. Diciembre 2003.
- [6] KOFFMAN, I. y ROMAN, V., Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16, IEEE Communications Magazine. Abril 2002, pp. 96 – 103.
- [7] GUAN, Y.L., SONG, Z., ZHANG, K., MENG, H. y WANG, Y., Statistical Bit-Loading and Power-Control for OFDM Systems with Unequal Subcarrier Fading Distributions, Nanyang Technological University, Singapore. International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, UK. Julio 2002.
- [8] Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM Foundation. Mayo 30 del 2007.

- [9] HRASNICA, H., HAIDINE, A. y LEHNERT, R., Broadband Powerline Communications Networks – Network Design, Dresden University of Technology, Alemania. John Wiley & Sons Ltd, Inglaterra, 2004.
- [10] OLSON, M., A Rapid Prototype of an IEEE802.11a Synchronizer, Linköping University, Linköping, Suecia. Noviembre 13, 2002.
- [11] EKLUND,C., MARKS, R.B., STANWOOD, K.L. Y WANG, S., IEEE 802.16 A Technical Overview of the WirelessMANTM Air Interface for Broadband Wireless Access, IEEE Communications Magazine. Junio 2002. pp. 98-107.
- [12] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks; Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems (IEEE Std. 802.16-2004), IEEE, Nueva York, NY, EUA. Octubre 1, 2004.
- [13] LINDNER, D.K., Introduction to Signals and Systems, WBC/McGraw-Hill, International Editions 1999, Singapur. Capítulos 7, 17, 19 y 20.
- [14] ELALI, T.S., Discrete Systems and Digital Signal Processing with MATLAB, CRC Press, 2000, Boca Ratón, FL, EUA.
- [15] DSP Appilcation Note: Fast Fourier Transform (DSP24), Rev. 1.5, DSP Architectures, Vancouver, Canada.
- [16] LAWREY, E., The Suitability Of OFDM As A Modulation Technique For Wireless Telecommunications, With A CDMA Comparison, James Cook University. Segunda Edición, 2001.
- [17] JUNG-YEOL OH, JAE-SANG CHA, SEONG-KWEON KIM y

- MYOUNGSEOB LIM, Implementation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modem Using Radix-N Pipeline Fast Fourier Transform (FFT) Processor, Japan Society of Applied Physics, Japan Journal of Applied Physics, 2003, Vol. 42.
- [18] LANG, S., RAO, R.M. , y DANESHRAJ, B., Design and Development of a 5.25 GHz Software Defined Wireless OFDM Communication Platform, IEEE Communications Magazine. Junio 2004. pp. S6-S12.
- [19] SAMPATH, H., TALWAR, S., TELLADO, J., ERCEG, V.y PAULRAJ, A., A Fourth-Generation MIMO-OFDM Broadband Wireless System: Design, Performance, and Field Trial Results, IEEE Communications Magazine. Septiembre 2002. pp. 143-149.
- [20] HARADA, H., PRASAD, R., Simulation and Software Radio for Mobile Communications, Artech House. Boston, Londres, 2002.
- [21] WOUTERS, M., VANWIJNSBERGHE, G., VAN WESEMAEL, P., TOM HUYBRECHTS, T., THOEN, S., Real Time Implementation on FPGA of an OFDM based Wireless LAN modem extended with Adaptive Loading, IMEC-DESICS, Heverlee, Belgium. Proceedings European Solid-State Circuit Conference – ESSCIRC. Septiembre 23 al 27, 2002. pp. 531-534.
- [22] YANG, H., A Road to Future Broadband Wireless Access: MIMO OFDM Based Air Interface, IEEE Communications Magazine. Enero 2005. pp. 53-60.

- [23] GESBERT, D., HAUMONTÉ, L., BÖLCSKEI, H., KRISHNAMOORTHY, R. y PAULRAJ, A.J., Technologies and Performance for Non-Line-of-Sight Broadband Wireless Access Networks, IEEE Communications Magazine. Abril 2002. pp. 86-95.
- [24] T.M. Schmidl and D.C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, December 1995.
- [25] T.M. Schmidl and D.C. Cox, Timing and Frequency Synchronization of OFDM Signals. United States Patent Nr. 5,732,113, March 24, 1998.
- [26] H. Zinn, M. Zeng and V.K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems," IEEE Communications Letters, vol. 4, no. 7, pp. 242-244, July 2000.
- [27] Ch. Nanda Kishore and V Umapathi Reddy, A Frame Synchronization and Frequency Offset Estimation Algorithm for OFDM System and its Analysis, pp 1- 16, Enero 19, 2006.
- [28] René Játiva Espinoza, Modelos de Radio-Propagación Multitrayecto y Desvanecimientos de Pequeña Escala, USFQ, Quito, Ecuador, pp. 3, 17, 22, 26, 32, 21/03/2007.
- [29] Recommendation ITU-R M.1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000, pp. 28, 1997.
- [30] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Transactions on Communications,

vol. 42, pp. 2908–2914, 1994.

- [31] Mariangela Mezoa, Laboratorio Digital Interactivo, Cap. 8: Detección no coherente para modulaciones OOK y FSK, <http://cnx.org/content/m36884/latest/?collection=col11274/latest>, fecha de consulta 03/12/2013.
- [32] Robert W Heath Jr. PhD., Digital Wireless Communications: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP Platform, Lab 7: pp 115 -129, 2012.

ANEXOS

ANEXO 1

GUIA DE USUARIO NI-USRP 2920

Instalación de Software

Complete los siguientes pasos para instalar el contenido del DVD de software del controlador del instrumento. Usted debe instalar todo el software que va a utilizar antes de instalar el dispositivo.

1. Instale los *Service Pack* más recientes para su sistema operativo.
2. Compruebe que LabVIEW está instalado en su sistema antes de instalar el controlador de instrumentos software.
3. (Opcional) Instale el Modulation Toolkit LabVIEW y otros módulos o conjuntos de herramientas que va a utilizar con el dispositivo.
4. Inserte el DVD de NI-USRP en la unidad de DVD y siga las instrucciones que aparecen en la ventana de instalación.
5. Siga las instrucciones de las indicaciones de instalación. Para obtener información de solución de problemas, póngase en contacto con el soporte técnico de NI o visite [ni.com / support](http://ni.com/support).
6. (Windows 7/Vista) Los usuarios pueden ver el acceso y mensajes de seguridad durante la instalación. Aceptar las indicaciones para completar la instalación.

7. Cuando la instalación finalice, si un cuadro de diálogo le preguntará si desea reiniciar, apagar o reiniciar más tarde, seleccione Reiniciar.

Instalación y Configuración del Hardware

El dispositivo se conecta a un ordenador mediante una interfaz estándar Ethernet gigabit. Consulte la documentación de la interfaz Gigabit Ethernet para la instalación y las instrucciones de configuración. Complete los siguientes pasos para instalar el dispositivo:

1. Utilice el cable Ethernet para conectar el dispositivo al ordenador. Para obtener el máximo rendimiento, NI recomienda conectar cada dispositivo a su propia interfaz dedicada gigabit Ethernet en el ordenador host.
2. Conecte la fuente de alimentación AC / DC al dispositivo, a continuación, conecte la fuente de alimentación a una toma de pared. Windows reconoce automáticamente el nuevo dispositivo.

Dirección IP por defecto

La dirección IP por defecto para el NI 292x es 192.168.10.2. Usted debe configurar la interfaz Ethernet de host con una dirección IP estática en la

misma subred que el dispositivo conectado para permitir la comunicación, como se muestra en la siguiente tabla.

Tabla A-1. Dirección IP por defecto

Componente	Dirección
Dirección IP de la Fast Ethernet del Host	192.168.10.1
Dirección IP de la Sub Mascara del Host	255.255.255.0
IP del dispositivo USRP	192.168.10.2

Confirmación de conexión a la red

Para confirmar la conexión de red del dispositivo a través de la aplicación de NI-USRP Utilities, siga los siguientes pasos:

1. Seleccione Inicio »Todos los programas» Instrumentos »NI-USRP Utilidad Configuración Nacional» NI-USRP para abrir la aplicación NI-USRP Utilities.
2. Seleccione la ficha Dirección IP de Cambio de la utilidad de configuración. El dispositivo debería aparecer en la lista en el lado izquierdo de la ficha, similar a la Fig. A-1.

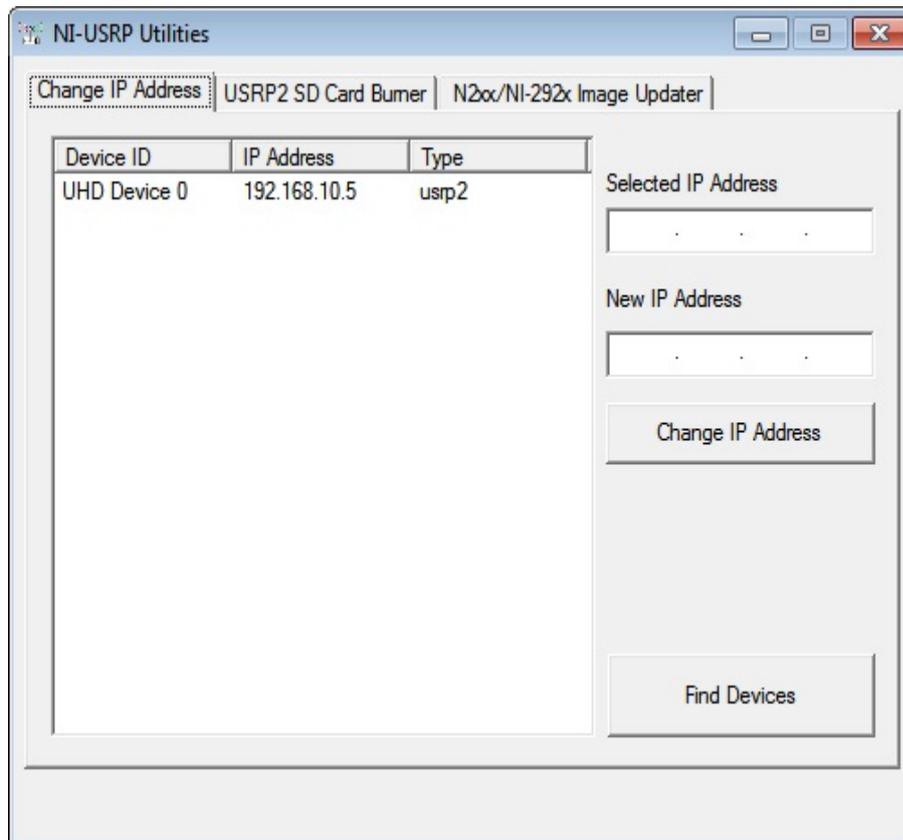


Fig. A-1. Confirmación de conexión a la red

3. Si su dispositivo no aparece, compruebe que el dispositivo esté encendido y conectado correctamente, haga clic en el botón Buscar dispositivos para buscar dispositivos USRP. El dispositivo debería aparecer en la lista de la parte izquierda de la ficha.

Configuración de Múltiples Dispositivos

Puede conectar varios dispositivos de la siguiente manera:

- Múltiples interfaces de Ethernet-uno para cada interfaz.

- Una sola interfaz de un dispositivo Ethernet conectado a la interfaz, el dispositivo adicional conectado mediante un cable opcional MIMO.
- Individual Ethernet interfaz de múltiples dispositivos conectados a un conmutador no administrado.

Interfaces Ethernet para Múltiples Host

Para configurar varios dispositivos conectados a interfaces Gigabit Ethernet separadas, asignar cada interfaz Ethernet de una subred independiente, y asignar el dispositivo correspondiente una dirección en la subred, como se muestra en la tabla siguiente.

Tabla A-2. Configuración de varios dispositivos conectados a interfaces separadas

Componente	Dispositivo 1	Dispositivo 1
Dirección IP de la Fast Ethernet del Host	192.168.10.1	192.168.11.1
Dirección IP de la Sub Mascara del Host	255.255.255.0	255.255.255.0
IP del dispositivo USRP	192.168.10.2	192.168.11.2

Interfaces Ethernet para un único Host (MIMO)

Puede configurar varios dispositivos usando una sola interfaz Ethernet host cuando los dispositivos están conectados entre sí mediante un cable de MIMO. Asignar a cada dispositivo una dirección IP separada en la subred de la interfaz Ethernet de host, como se muestra en la tabla siguiente. Conecte

el dispositivo 0 a la interfaz Ethernet y conecte el otro dispositivo mediante un cable de MIMO al dispositivo 0.

Tabla A-3. Configuración de varios dispositivos conectados a una sola interface

Componente	Dirección	
Dirección IP de la Fast Ethernet del Host	192.168.10.1	
Dirección IP de la Sub Mascara del Host	255.255.255.0	
IP del dispositivo USRP	Dispositivo 1	Dispositivo 2
	192.168.10.2	192.168.10.3

Cambiando la dirección IP

Para cambiar la dirección IP del dispositivo NI 292x, debe conocer la dirección actual del dispositivo y de la red debe estar configurada como se describe en la sección Dirección IP por defecto. Complete los siguientes pasos para cambiar la dirección IP mediante la aplicación NI-USRP Utilidades:

1. Compruebe que el dispositivo esté encendido y conectado al ordenador mediante la interfaz Gigabit Ethernet.
2. Seleccione Inicio → Todos los programas → Instrumentos → NI-USRP Utilidad Configuración Nacional → NI-USRP para abrir la aplicación NI-USRP Utilities.

3. Seleccione la ficha Dirección IP de Cambio de la utilidad de configuración. El dispositivo debería aparecer en la lista de la parte izquierda de la ficha. Si el dispositivo no está en la lista, consulte la sección Conexión de red Confirmación.
4. En la lista, seleccione el dispositivo para el que desea cambiar la dirección IP. La dirección IP del dispositivo que ha seleccionado aparece en el cuadro de texto Dirección IP seleccionadas. Si tiene varios dispositivos, compruebe que ha seleccionado el dispositivo correcto.
5. Introduzca la nueva dirección IP para el dispositivo en el cuadro de texto Dirección IP Nueva. La configuración debe ser similar a la Fig. A-2.

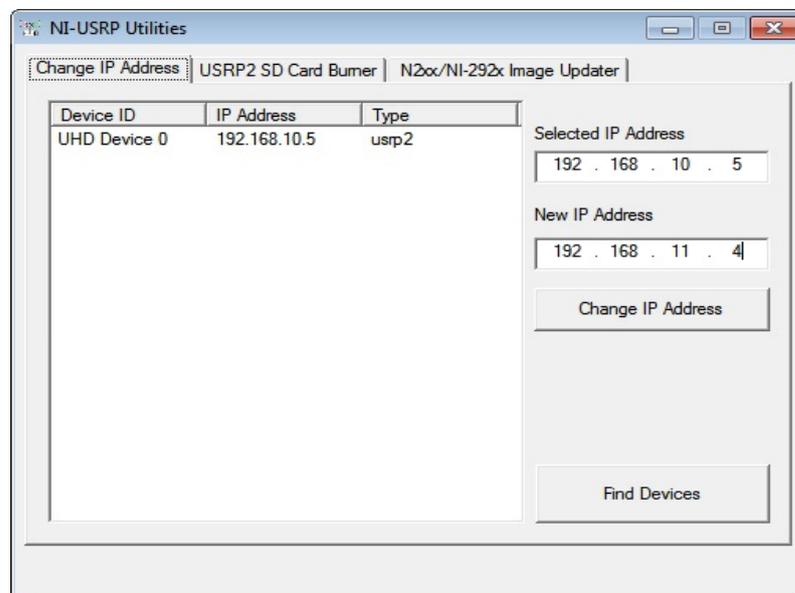


Fig. A-2. Especificación de nueva dirección IP

6. Haga clic en el botón Cambiar dirección IP o pulse <Intro> para cambiar la dirección IP.
7. La utilidad de configuración le pedirá que confirme su selección. Haga clic en Aceptar si su selección es correcta, de lo contrario, haga clic en Cancelar.
8. La utilidad muestra una confirmación similar a la figura 3 para indicar que el proceso está completo.

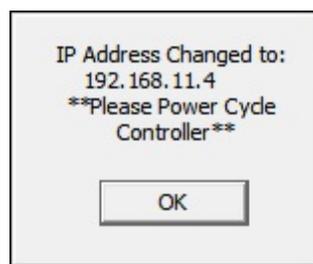


Fig. A-3. Mensaje de dirección IP cambiada

9. Apague y encienda el equipo para aplicar los cambios.

Paneles frontales y conectores del NI USRP 2920

La siguiente figura muestra el panel frontal del dispositivo NI USRP-2920.

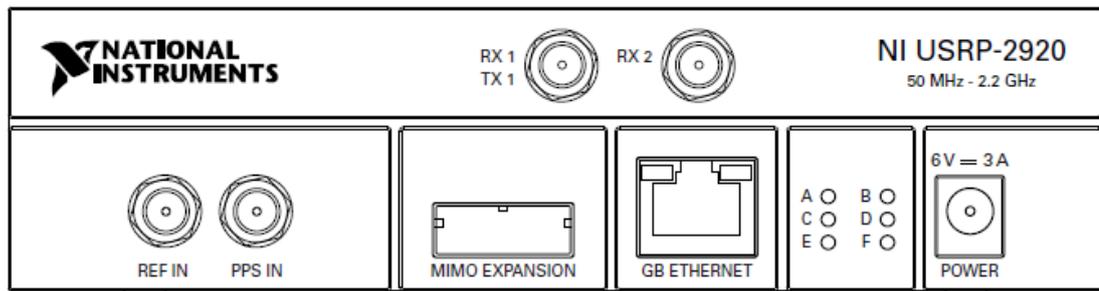


Fig. A-4. Panel frontal del NI USRP-2920

Las siguientes tablas proporcionan información acerca de los conectores y LEDs del panel frontal del NI USRP-2920.

Tabla A-4. Descripción de los conectores del NI USRP-2920

Conector	Uso
RX1 TX1	Entrada de señal de RF y terminal de salida. TX1 RX1 es un SMA (f) conector con una impedancia de 50 Ω , y es una entrada de una sola terminal o de salida.
RX2	Terminal de entrada de señal de RF. RX2 es un conector SMA (f) con una impedancia de 50 Ω , y es un canal de entrada de una sola terminal.
REF IN	Terminal de entrada para una señal de referencia externa para el oscilador local (LO) en el NI USRP-2920. REF IN es un SMA (f) conector con una impedancia de 50 Ω , y es una referencia de entrada de una sola terminal. REF EN acepta una señal de 10 MHz con un rango de 0 dBm a 15 dBm.
PPS IN	Frecuencia del pulso por segundo terminal de entrada de referencia de temporización. EN PPS es un SMA (f) conector con una impedancia de 50 Ω , y es una entrada de una sola terminal. PPS EN acepta 0 V a 3,3 V TTL y 0 V a 5 V señales TTL.
Expansión MIMO	La entrada múltiple, salida múltiple (MIMO) Puerto de interfaz de expansión conecta varios dispositivos USRP usando un cable compatible MIMO.
GB Ethernet	El puerto Ethernet gigabit acepta un conector RJ-45.

POWER	La entrada de corriente acepta un 6 V, 3 Un conector de alimentación de CC externa.
-------	---

Tabla A-5. Descripción de los LEDs indicadores del NI USRP-2920

LED	Indicación
A	Indica el estado de transmisión del módulo NI USRP-2920: APAGADO -El módulo no está transmitiendo datos. VERDE -El módulo está transmitiendo datos.
B	Indica el estado de la conexión del cable MIMO física: APAGADO-Los dispositivos no están conectados mediante el cable MIMO. VERDE -Los dispositivos están conectados mediante el cable MIMO.
C	Indica el estado de recepción del módulo NI USRP-2920: APAGADO -El módulo no está recibiendo datos. VERDE -El módulo está recibiendo datos.
D	Indica el estado de firmware del módulo NI USRP-2920: APAGADO -El firmware no está cargado. VERDE -El firmware se carga.
E	Indica el estado de bloqueo de referencia del oscilador local (LO) en el módulo NI USRP-2920: APAGADO -No hay ninguna señal de referencia o de la LO no está bloqueado en una señal de referencia. INTERMITENTE-La LO no está bloqueado en una señal de referencia. VERDE- El LO está bloqueado a una señal de referencia.
F	Indica el estado de la alimentación del módulo NI USRP-2920: APAGADO -El módulo está apagado. VERDE -El módulo está encendido.

ANEXO 2

INTRODUCCION A LABVIEW

¿Qué es LABVIEW?

LabVIEW constituye un revolucionario sistema de programación gráfica para aplicaciones que involucren adquisición, control, análisis y presentación de datos. Las ventajas que proporciona el empleo de LabVIEW se resumen en las siguientes:

- Se reduce el tiempo de desarrollo de las aplicaciones al menos de 4 a 10 veces, ya que es muy intuitivo y fácil de aprender.
- Dota de gran flexibilidad al sistema, permitiendo cambios y actualizaciones tanto del hardware como del software.
- Da la posibilidad a los usuarios de crear soluciones completas y complejas.
- Con un único sistema de desarrollo se integran las funciones de adquisición, análisis y presentación de datos.
- El sistema está dotado de un compilador gráfico para lograr la máxima velocidad de ejecución posible.
- Tiene la posibilidad de incorporar aplicaciones escritas en otros lenguajes.

¿Cómo trabaja LABVIEW?

Los programas desarrollados mediante LabVIEW se denominan Instrumentos Virtuales (VIs), porque su apariencia y funcionamiento imitan los de un instrumento real. Sin embargo son análogos a las funciones creadas con los lenguajes de programación convencionales. Los VIs tienen una parte interactiva con el usuario y otra parte de código fuente, y aceptan parámetros procedentes de otros VIs.

Todos los VIs tienen un panel frontal y un diagrama de bloques. Las paletas contienen las opciones que se emplean para crear y modificar los VIs. A continuación se procederá a realizar una somera descripción de estos conceptos.

A. Panel Frontal

Se trata de la interfaz gráfica del VI con el usuario. Esta interfaz recoge las entradas procedentes del usuario y representa las salidas proporcionadas por el programa. Un panel frontal está formado por una serie de botones, pulsadores, potenciómetros, gráficos, etc.

Cada uno de ellos puede estar definido como un control o un indicador. Los primeros sirven para introducir parámetros al VI, mientras que los

indicadores se emplean para mostrar los resultados producidos, ya sean datos adquiridos o resultados de alguna operación.

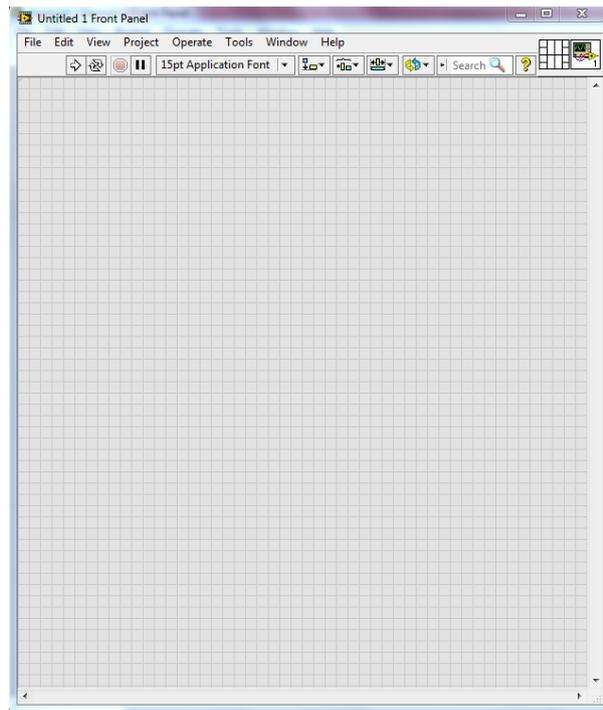


Fig. A-5. Panel de Control

B. Diagrama de Bloques

El diagrama de bloques constituye el código fuente del VI. En el diagrama de bloques es donde se realiza la implementación del programa del VI para controlar o realizar cualquier procesado de las entradas y salidas que se crearon en el panel frontal.

El diagrama de bloques incluye funciones y estructuras integradas en las librerías que incorpora LabVIEW. En el lenguaje G las funciones y las estructuras son nodos elementales. Son análogas a los operadores o librerías de funciones de los lenguajes convencionales.

Los controles e indicadores que se colocaron previamente en el Panel Frontal, se materializan en el diagrama de bloques mediante los terminales. A continuación se presenta un ejemplo de lo recién citado:

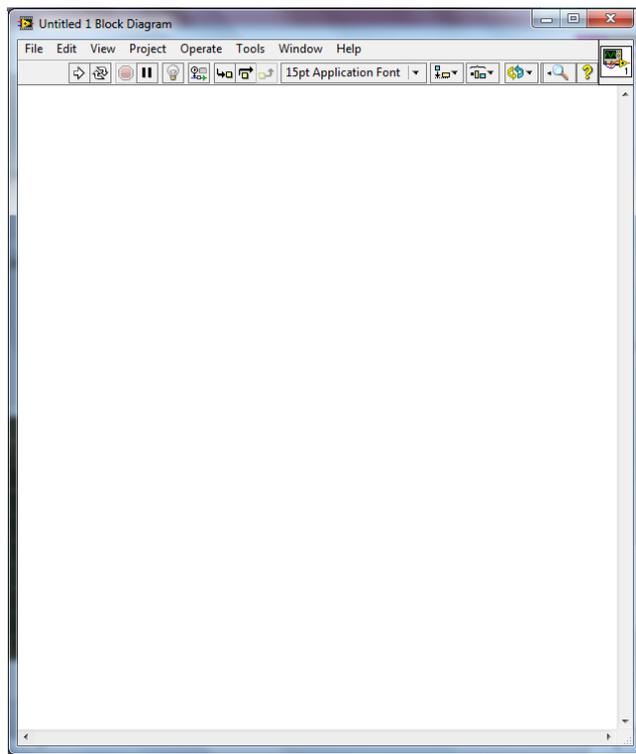
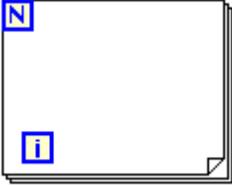
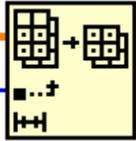


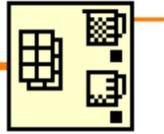
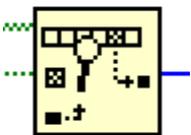
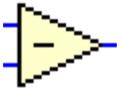
Fig. A-6. Diagrama de Bloques

C. INSTRUCCIONES USADAS

A continuación se presenta una tabla con las instrucciones utilizadas en la implementación de los VIs (

Tabla A-6. Instrucciones utilizadas

	<p>LAZO FOR</p> <p>Lazo utilizado para realizar la repetición de un algoritmo un número de veces determinado.</p>
	<p>ARRAY SIZE</p> <p>VI utilizado para calcular el tamaño de un arreglo.</p>
	<p>ARRAY SUBSET</p> <p>Toma un arreglo como base, he inserta elementos o sub arreglos a partir de un índice específico</p>
	<p>MULTIPLY</p> <p> multiplica elementos o arreglos</p>
	<p>COMPLEX CONJUGATE</p> <p>Saca el conjugado de un número complejo.</p>
	<p>ADD ARRAY ELEMENTS</p> <p>Suma todos los elementos de un arreglo.</p>

	ABSOLUTE VALUE
	Saca el valor absoluto de un elemento.
	GREATER
	Retorna verdadero si el primer elemento es mayor que el segundo elemento caso contrario retorna falso
	SELECT
	Selección entre un elemento u otro dependiendo si en la entrada selectora es verdadero o falso
	SQUARE
	Eleva al cuadrado un elemento.
	DIVIDE
	Divide dos elementos.
	ARRAY MAX & MIN
	Retorna el elemento máximo y mínimo de un arreglo o matriz
	SEARCH 1D ARRAY
	Busca un elemento en un arreglo unidimensional, devuelve posición.
	GREATER OR EQUAL
	Si el primer elemento es mayor o igual que el segundo retorna verdadero, caso contrario retorna falso.
	SUBTRACT
	Resta dos elementos.

ANEXO 3

IMPLEMENTACIÓN DEL CANAL RAYLEIGH EN LABVIEW

El canal Rayleigh no viene implementado en el sistema, por lo que fue necesario construirlo. A continuación se presentan los VIs utilizados en su implementación.

VI Rayleigh Distribution: En este VI se crea la variable con distribución Rayleigh, según las ecuaciones de las secciones 2.3.2 y 2.3.3.

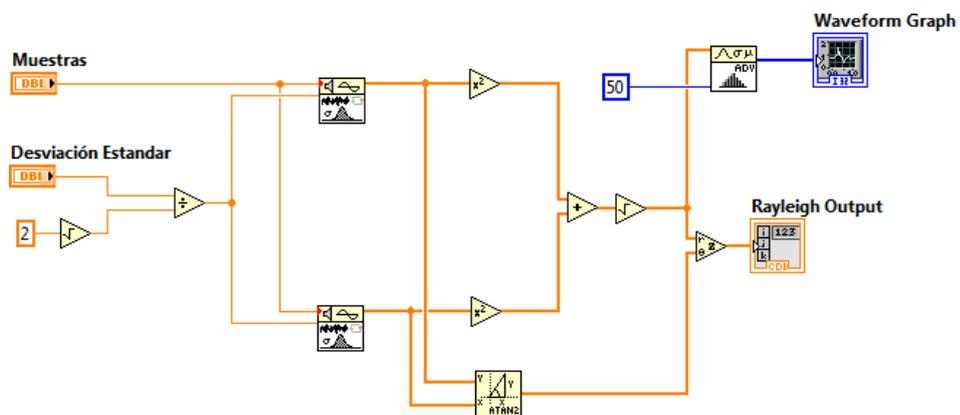


Fig. A-7. Diagrama de Bloques del VI Rayleigh Distribution

VI Rayleigh Fading: En este VI se crea el desvanecimiento Rayleigh a partir de la variable Rayleigh obtenida utilizando el VI Rayleigh Distribution como

SubVI. En la Fig. A-8 notamos que la varianza que se utilizará para crear el desvanecimiento Rayleigh se obtiene a partir de las varianzas de las componentes real e imaginaria de la señal de entrada y de la potencia de ruido ingresada, teniendo en cuenta el número de pasos a utilizar.

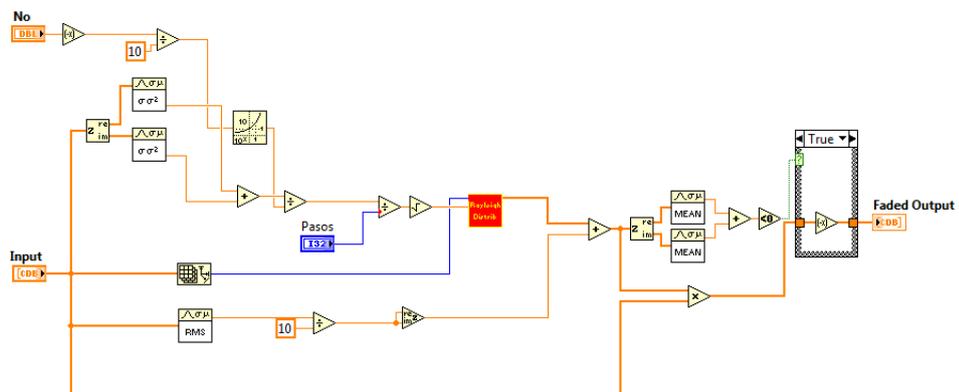


Fig. A-8. Diagrama de Bloques del VI Rayleigh Fading

VI Add Profile: En este VI se agregan los retardos y las potencias deseados, con la ayuda del Sub VI Add Delay. Además se añade el desvanecimiento Rayleigh utilizando el VI Rayleigh Fading como SubVI. El lazo FOR utilizado nos sirve para crear el ambiente multitrayecto, colocándose un desvanecimiento Rayleigh distinto para cada paso. El subVI dB to Amplitude convierte la potencia deseada de dB a Amplitud.

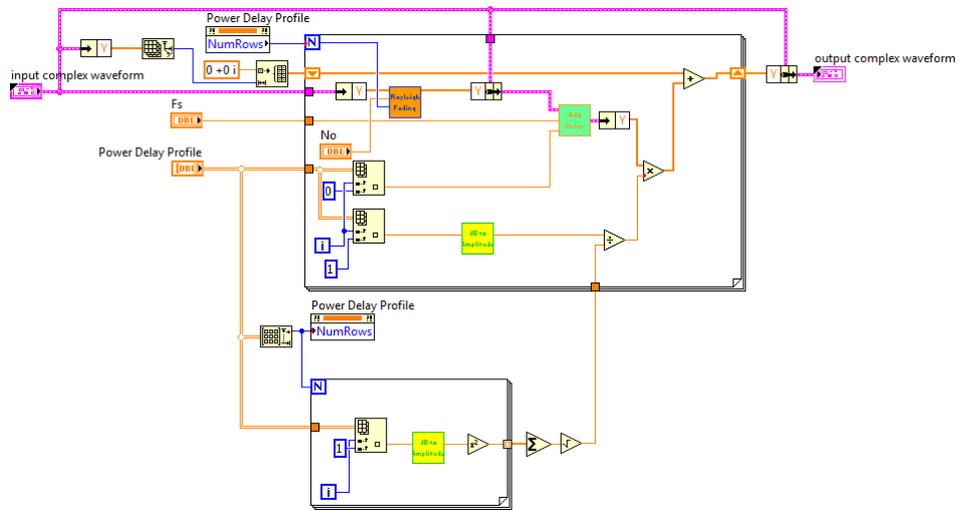


Fig. A-9. Diagrama de Bloques del VI Add Profile

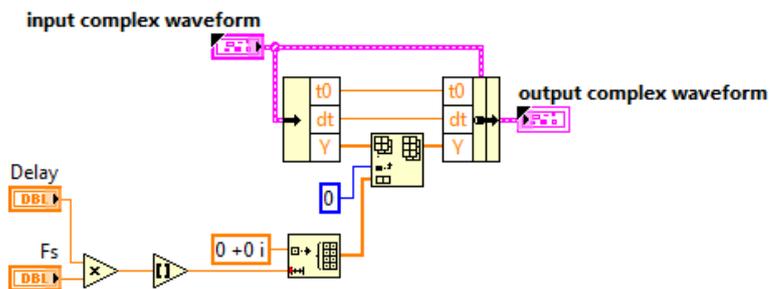


Fig. A-10. Diagrama de Bloques del VI Add Delay

La entrada F_s que utiliza el subVI Add Delay (Fig. A-10) es la frecuencia de muestreo y es el inverso del tiempo de símbolo, el cual se obtiene a partir de la señal de entrada, como se muestra en la Fig. A-12.

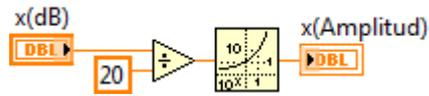


Fig. A-11. Diagrama de Bloques del VI dB to Amplitude

VI Rayleigh Channel: Este es el VI principal. Aquí se muestra la señal a transmitir y el perfil de retardos de potencia que se añadirá, siendo ambos las entradas del VI Add Profile. Como salida se obtiene la señal afectada por el canal Rayleigh. Este VI se coloca dentro del VI Tx_apply_channel.

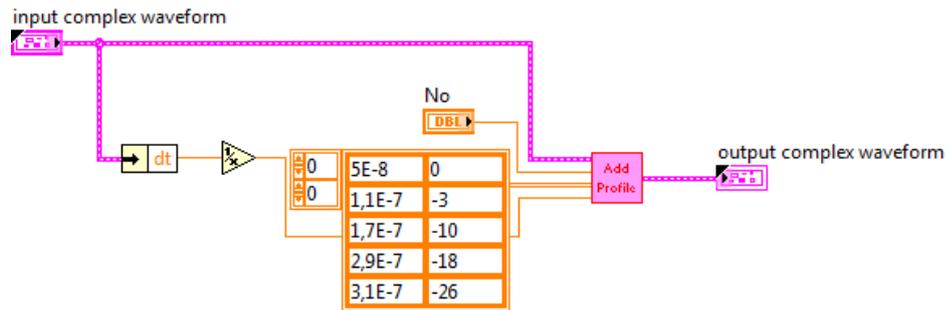


Fig. A-12. Diagrama de Bloques del VI Rayleigh Channel

ANEXO 4

RECOMENDACIÓN ITU-R M.1225

De esta recomendación se tomó la siguiente tabla:

Tabla A-7. Parámetros de Retardo de Ambiente Interior

Tap	Channel A		Channel B		Doppler spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0	0	0	Flat
2	50	-3.0	100	-3.6	Flat
3	110	-10.0	200	-7.2	Flat
4	170	-18.0	300	-10.8	Flat
5	290	-26.0	500	-18.0	Flat
6	310	-32.0	700	-25.2	Flat

En el presente proyecto se utilizó el perfil de retardos correspondiente al Canal A, sin la línea de vista (primer retardo). No obstante se colocó 0 dB a la potencia del segundo retardo para tener un rayo principal. La potencia correspondiente al segundo retardo (-3 dB) se asignó al tercero, y así sucesivamente, quedando el último retardo con una potencia de -26 dB.