

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE ESQUEMAS DE ESTIMACIÓN DEL CANAL Y ECUALIZACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO DE UNA SOLA PORTADORA”

TESINA DE SEMINARIO

Previo a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por:

Carlos Andrés Vélez Altamirano

Mathew Christopher Kortum Grudena

Guayaquil – Ecuador

2013

AGRADECIMIENTO

Agradezco a toda mi familia por todo el apoyo que me han brindado durante mi vida, a mis amigos con los que he compartido buenos momentos, a mi amigo y compañero de proyecto Carlos Vélez por su dedicación y a todos los profesores que me ayudaron en mi desarrollo profesional.

Mathew Christopher Kortum Grudena

Agradezco a Dios por todas las bendiciones que me entrega día a día y permitirme llegar a culminar esta etapa de mi vida con éxito.

A mi familia porque siempre me han apoyado y no han permitido nunca que me diera por vencido, porque siempre han tenido esas palabras sabias en el momento que más necesitaba.

A mi enamorada, Fabiola, por ser una persona maravillosa y estar a mi lado siempre. A esos verdaderos amigos con quienes he compartido gratos momentos.

A los profesores que han sido guías en mi vida académica, a mi amigo y compañero Mathew por su apoyo y colaboración, a mis compañeros del seminario porque en estos meses más que un grupo de alumnos con el mismo objetivo en común se convirtieron en una segunda familia y no permitieron que ningún miembro de esta familia quedara rezagado.

Carlos Andrés Vélez Altamirano

DEDICATORIA

Este trabajo se lo dedico a mis padres que siempre estuvieron apoyándome en todo momento y a mi familia, que son la razón por la cual he logrado llegar a este punto en mi vida.

Mathew Christopher Kortum Grudena

Este trabajo es dedicado a los pilares de mi vida, aquellas maravillosas personas que con su ejemplo día a día me llevaron a ser quien soy el día de hoy y a quienes toda mi vida les agradeceré por todo, mis padres, Carlos y Mireya; y mis hermanos, David y Verónica.

Carlos Andrés Vélez Altamirano

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Boris Ramos', written over a horizontal line.

PhD. BORIS RAMOS

PROFESOR DEL SEMINARIO
DE GRADUACIÓN

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Jorge Gómez Ponce', written over a horizontal line.

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)



Mathew Christopher Kortum Grudena



Carlos Andrés Vélez Altamirano

RESUMEN

El presente proyecto consiste en la implementación de distintos ecualizadores de canal para un sistema inalámbrico de única portadora. El trabajo se basa en el análisis de cada método de ecualización de canal en un sistema digital a través del software LABVIEW para destacar el uso del NI USRP.

Primero se da una breve explicación que comprende la teoría detrás de un sistema de comunicación inalámbrico junto con la definición de los algoritmos de los ecualizadores, y se presentan las ecuaciones que se utilizarán para implementar los filtros.

Luego se inicia con la construcción de los bloques que conforman un sistema de comunicación inalámbrico y dentro de uno de estos bloques se ingresa los diferentes filtros a utilizar en el proyecto.

Finalmente se somete al sistema a distintas pruebas para poder observar y verificar el funcionamiento de los algoritmos desarrollados frente a condiciones reales e incluso en condiciones muy poco favorables para el sistema de comunicación.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO	I
DEDICATORIA	III
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN.....	IV
DECLARACIÓN EXPRESA	V
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL	VII
ABREVIATURAS	X
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XII
INTRODUCCIÓN.....	XVII
CAPÍTULO 1	1
1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.....	1
1.2 OBJETIVOS GENERALES	2
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.4 JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO	3
1.5 DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO.....	3
CAPÍTULO 2	5
2.1 CANAL INALÁMBRICO.....	5
2.2 EFECTOS DEL CANAL	12
2.3 MODELOS DE CANAL INALÁMBRICO	18
2.4 INTERFERENCIA INTERSIMBÓLICA.....	24

2.4.1 SOLUCIONES A LA INTERFERENCIA INTERSIMBÓLICA.....	29
2.5 ECUALIZACIÓN.....	31
2.6 ALGORITMOS.....	38
2.6.1 ZERO-FORCING.....	38
2.6.1.1 LMMSE	41
2.6.2 WIENER.....	43
CAPÍTULO 3	47
3.1 ECUALIZADOR WIENER	48
3.1.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO.....	48
3.1.2 ALGORITMO WIENER EN LABVIEW	52
3.1.2.1 AUTOCROS.VI.....	52
3.1.2.2 TOEPLITZ.VI.....	53
3.1.2.3 MMSE.VI.....	54
3.1.2.4 WIENER_EQUALIZER.VI.....	55
3.1.3 DESARROLLO DEL PROGRAMA EN LABVIEW	56
3.2 ECUALIZADOR ZERO-FORCING	69
3.2.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO.....	69
3.2.2 ALGORITMO ZERO-FORCING EN LABVIEW	72
3.2.2.1 CHANNEL_ESTIMATE.VI	72
3.2.2.2 LMMSE.VI	73
3.2.2.3 ZF.VI.....	74
3.2.3 DESARROLLO DEL PROGRAMA EN LABVIEW	74

CAPÍTULO 4	84
4.1 <i>PARÁMETROS A CONFIGURAR EN SIMULACIÓN Y PRUEBAS CON LOS EQUIPOS.</i>	85
4.1.1 CONFIGURACIÓN DE LOS CANALES.....	88
4.2 <i>COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA SIN ECUALIZACIÓN.</i>	89
4.3 <i>RESPUESTA DE LOS ECUALIZADORES A DIFERENTES TIPOS DE CANALES.</i>	94
4.3.1 CANAL AWGN.....	94
4.3.2 CANAL ISI	99
4.3.3 CANAL RAYLEIGH.....	103
4.4 <i>DESEMPEÑO DE ECUALIZADORES EN DIFERENTES CANALES.</i> ..	108
4.4.1 CANAL AWGN.....	108
4.4.2 CANAL ISI	111
4.4.3 CANAL RAYLEIGH.....	113
4.5 <i>COMPARACIÓN DE ECUALIZADORES EN BASE A GRÁFICAS DE BER VS SNR.</i>	115
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	120
<i>CONCLUSIONES</i>	120
<i>RECOMENDACIONES</i>	122
BIBLIOGRAFÍA.....	124
ANEXOS	127

ABREVIATURAS

AWGN	Ruido blanco aditivo gaussiano
BER	Tasa de error de bits
CIR	Respuesta impulso de canal
EM	Electromagnética
FIR	Respuesta impulso finita
ISI	Interferencia intersimbólica
LLSE	Estimador lineal de mínimos cuadrados
LMMSE	Estimador lineal de error cuadrático medio
LOS	Línea de vista
LSE	Ecuilizador de mínimos cuadrados
MF	Frecuencia media
MMSE	Mínimo error cuadrático medio
NI	National Instruments
NLOS	Sin línea de vista
PDF	Función de densidad de probabilidad
QPSK	Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura

SDR	Radio definido por software
SNR	Relación señal a ruido
USRP	Radio periférico universal definido por software
VLF	Frecuencia muy baja
ZF	Forzado a cero

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1. Espectro Electromagnético para las Telecomunicaciones [1]	6
Fig. 2.2. Zona de Fresnel.....	11
Fig. 2.3. Modos de Propagación Inalámbrico	12
Fig. 2.4. Ondas secundarias de Huygens	14
Fig. 2.5. Tipos de Scattering	15
Fig. 2.6. Entorno con multicamino severo [3]	17
Fig. 2.7. Canal AWGN [4].....	19
Fig. 2.8. PDF Rayleigh [4].....	21
Fig. 2.9. Diagrama de Ojo [10].....	28
Fig. 2.10. Diagrama de ojo con uso de ecualizador [16].....	30
Fig. 2.11. Diagrama de bloques del CIR	35
Fig. 2.12. Matriz Toeplitz	37
Fig. 2.13. Diagrama de bloques de un sistema de comunicación (con ecualizador)	39
Fig. 3.1. Diagrama de flujo del bloque WIENER_EQUALIZER.....	48
Fig. 3.2. Diagrama de flujo de bloque AUTOCROS.....	49
Fig. 3.3. Diagrama de flujo de bloque TOEPLITZ.....	50
Fig. 3.4. Diagrama de flujo del bloque MMSE	51
Fig. 3.5. Clúster con los parámetros de modulación	56
Fig. 3.6. Bloque Unbundle By Name	57
Fig. 3.7. Ingreso de los parámetros para AUTOCROS.VI	57
Fig. 3.8. Diagrama de bloques del AUTOCROS.VI	59
Fig. 3.9. Ingreso de los parámetros para matriz Toeplitz	60
Fig. 3.10. Comparación de elementos	61

Fig. 3.11. Generación de mensaje de error	62
Fig. 3.12. Selección de la fila a dejar pasar.....	63
Fig. 3.13. Proceso de formación de la nueva fila	64
Fig. 3.14. Ingreso de parámetros al MMSE.VI	65
Fig. 3.15. Obtención del vector de coeficientes del ecualizador Wiener.....	66
Fig. 3.16. Multiplicación de matrices y matriz inversa	67
Fig. 3.17. Producto punto entre vectores y cálculo del error	68
Fig. 3.18. Cálculo del error cuadrático medio.....	69
Fig. 3.19. Diagrama de flujo del bloque LMMSE	69
Fig. 3.20. Diagrama de flujo del bloque CHANNEL_ESTIMATE	70
Fig. 3.21. Diagrama de flujo del bloque ZF	71
Fig. 3.22. Clúster con los parámetros de modulación	75
Fig. 3.23. Bloque Unbundle By Name	75
Fig. 3.24. Generación de la matriz de entrenamiento.....	76
Fig. 3.25. Formación de vector de datos recibidos.....	77
Fig. 3.26. Ingreso de los datos al LMMSE.VI para la estimación de canal	78
Fig. 3.27. Multiplicación de matrices	79
Fig. 3.28. Generación de matriz con características especiales y suma con la matriz AxA*	80
Fig. 3.29. Operaciones para obtener el vector de estimación de canal	81
Fig. 3.30. Obtención del vector de coeficientes del ecualizador	82
Fig. 3.31. Cálculo del error cuadrático medio del ecualizador Zero-Forcing	83
Fig. 4.1. Parámetros a configurar en el receptor del sistema	85
Fig. 4.2. Parámetros a configurar en el transmisor del sistema.....	86

Fig. 4.3. Constelación al final del sistema con un canal AWGN.....	90
Fig. 4.4. Constelación al final del sistema con un canal ISI.....	90
Fig. 4.5. Constelación al final del sistema con un canal RAYLEIGH.....	91
Fig. 4.6. Respuesta en el Tiempo del Canal Rayleigh.....	92
Fig. 4.7. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh.....	92
Fig. 4.8. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh con Flat Fading	92
Fig. 4.9. Parámetros del Canal ISI	93
Fig. 4.10. Magnitud y Fase de la Respuesta del Canal ISI.....	93
Fig. 4.11. Respuesta Impulso del Canal ISI	94
Fig. 4.12. Respuesta en Frecuencia del Canal ISI	94
Fig. 4.13. a) Constelación recibida de un canal AWGN con ecualizador Wiener. b) Constelación recibida de un canal AWGN con ecualizador ZF.	95
Fig. 4.14. a) Constelación previa a ecualización con filtro Wiener en canal AWGN. b) Constelación luego de ecualización con filtro Wiener en canal AWGN	96
Fig. 4.15. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro Wiener en canal AWGN. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro Wiener en canal AWGN	96
Fig. 4.16. a) Constelación previa a ecualización con filtro ZF en canal AWGN. b) Constelación luego de ecualización con filtro ZF en canal AWGN	98
Fig. 4.17. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro ZF en canal AWGN. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro ZF en canal AWGN.....	98
Fig. 4.18. a) Constelación recibida de un canal ISI con ecualizador Wiener. b) Constelación recibida de un canal ISI con ecualizador ZF.	99

Fig. 4.19. a) Constelación previa a ecualización con filtro Wiener en canal ISI. b) Constelación luego de ecualización con filtro Wiener en canal ISI	101
Fig. 4.20. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro Wiener en canal ISI. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro Wiener en canal ISI	101
Fig. 4.21. a) Constelación previa a ecualización con filtro ZF en canal ISI. b) Constelación luego de ecualización con filtro ZF en canal ISI.....	102
Fig. 4.22. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro ZF en canal ISI. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro ZF en canal ISI	102
Fig. 4.23. a) Constelación recibida de un canal RAYLEIGH con ecualizador Wiener. b) Constelación recibida de un canal RAYLEIGH con ecualizador ZF.	104
Fig. 4.24. a) Constelación previa a ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH. b) Constelación luego de ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH.....	105
Fig. 4.25. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH.....	106
Fig. 4.26. a) Constelación previa a ecualización con filtro ZF canal RAYLEIGH. b) Constelación luego de ecualización con filtro ZF canal RAYLEIGH	106
Fig. 4.27. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro ZF en canal RAYLEIGH. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro ZF en canal RAYLEIGH.....	107
Fig. 4.28. BER vs SNR de ecualizador WIENER en canal AWGN	109
Fig. 4.29. BER vs SNR de ecualizador ZF en canal AWGN	110
Fig. 4.30. BER vs SNR de ecualizador WIENER en canal ISI.....	111

Fig. 4.31. BER vs SNR de ecualizador ZF en canal ISI.....	112
Fig. 4.32. BER vs SNR de ecualizador WIENER en canal RAYLEIGH	113
Fig. 4.33. BER vs SNR de ecualizador ZF en canal RAYLEIGH	114
Fig. 4.34. BER vs SNR de ecualizadores en canal AWGN.....	116
Fig. 4.35. BER vs SNR de ecualizadores en canal ISI	116
Fig. 4.36. BER vs SNR de ecualizadores en canal RAYLEIGH.....	117

INTRODUCCIÓN

Los equipos de radio definidos por software o SDR surgieron de la necesidad de cambiar los protocolos de radio en tiempo real, como lo hacen los celulares en la actualidad. Empezó como un proyecto de las fuerzas aérea con el fin de poder lograr comunicaciones a diferentes frecuencias y operar con diferentes equipos de radio, hoy en día los SDR son empleados con fines de investigación para estudios en los sistemas de comunicación digital. National Instruments desarrollo los equipos NI USRP SDR con los cuales se pueden implementar sistemas de comunicación inalámbrica mediante el uso de LabVIEW. Con el uso del software de NI se puede definir el funcionamiento de los equipos, cambiando la programación o abriendo un nuevo VI los equipos pueden pasar de transmisor a receptor y también a operar en distintos protocolos de radio.

Los sistemas de comunicación digital son cada vez más empleados y al igual que los otros sistemas de comunicación lleva consigo ciertas desventajas. En la comunicación digital existen distorsiones impuestas sobre las señales transmitidas, por un canal, que se intentan remover mediante el uso de los ecualizadores. Algunas de estas distorsiones también son usadas como ventajas para la transmisión como la propagación multitrayectoria de la señal.

Mediante el uso de ecualizadores se puede aprovechar estas distorsiones y al mismo tiempo eliminar todo efecto no deseado producido por el canal, por lo cual el estudio de ecualizadores se vuelve cada vez más importante.

CAPÍTULO 1

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Las comunicaciones inalámbricas requieren un enlace de radio entre los equipos, es decir, se utiliza un canal de radiofrecuencia como medio de transmisión para la comunicación. El canal de radiofrecuencia constituye un medio no guiado, el mismo que resulta ser el medio más hostil para transmitir la información debido a que en la señal se establecen efectos no deseados como la interferencia, la distorsión, el desvanecimiento, etc., todos ellos generados por la propagación multicamino llevando consigo una degradación de la calidad de las comunicaciones.

La contaminación de la señal por todos los efectos antes mencionados es un problema frecuente encontrado en diversas aplicaciones que se busca solucionar entre varias formas con el uso de ecualizadores o también llamados filtros digitales y poder así recuperar una señal “limpia y pura”.

1.2 OBJETIVOS GENERALES

Implementar y analizar ecualizadores de canal en un sistema de única portadora empleando los equipos NI USRP para sistemas de comunicaciones digitales dentro de edificios.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Implementar ecualizadores para la eliminación de ISI dentro de edificios utilizando los equipos USRP.
- Implementar y analizar ecualizadores lineales Wiener y Zero-Forcing para sistemas invariantes en el tiempo.
- Comparar los algoritmos Wiener y Zero-Forcing para conocer las desventajas y ventajas del empleo de estos algoritmos en tiempo real.

1.4 JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO

En los sistemas de comunicación inalámbricos actuales los medios de transmisión por lo general no permiten una línea de vista entre el receptor y el transmisor, y la señal llega por múltiples caminos. Para eliminar la interferencia intersimbólica producida por los multicaminos se utilizan ecualizadores. Los ecualizadores nos permiten obtener la señal limpia de efectos producidos por el medio de transmisión y al mismo tiempo tomar provecho del efecto multicamino al poder eliminar la ISI y así poder lograr una transmisión exitosa en la cual no existe una línea de vista o la misma se ve perjudicada significativamente.

1.5 DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

El proyecto consiste en implementar un sistema de comunicación inalámbrico de única portadora con equipos NI USRP`s. En el sistema se implementará tanto la parte de transmisión como recepción en el software LABVIEW creando en el programa cada uno de los bloques que conforman un sistema real y los equipos USRP`s nos permitirán transmitir de manera inalámbrica, es decir, transmitir por medio del aire. En el proyecto se incluye un bloque que permite simular o incorporar características de modelos de canales de propagación (AWGN, Rayleigh, etc.) además del medio aire que generen problemas sobre las señales a

transmitir para poder verificar y probar los ecualizadores o filtros desarrollados y que son la parte principal de la investigación.

CAPÍTULO 2

FILTROS DIGITALES

2.1 CANAL INALÁMBRICO

El canal es un término usado para referirse al medio físico (medio de propagación) entre el transmisor y el receptor. El medio en una transmisión puede ser guiado (cable) o sin guía (inalámbrico) y la comunicación se logra utilizando señales eléctricas, señales ópticas y ondas electromagnéticas (EM). Para medios guiados, las señales son enviadas a través de un medio sólido como el cobre de par trenzado, cable coaxial y fibra óptica. Para medios sin guía, la transmisión inalámbrica ocurre a través de la atmósfera, agua y el espacio exterior.

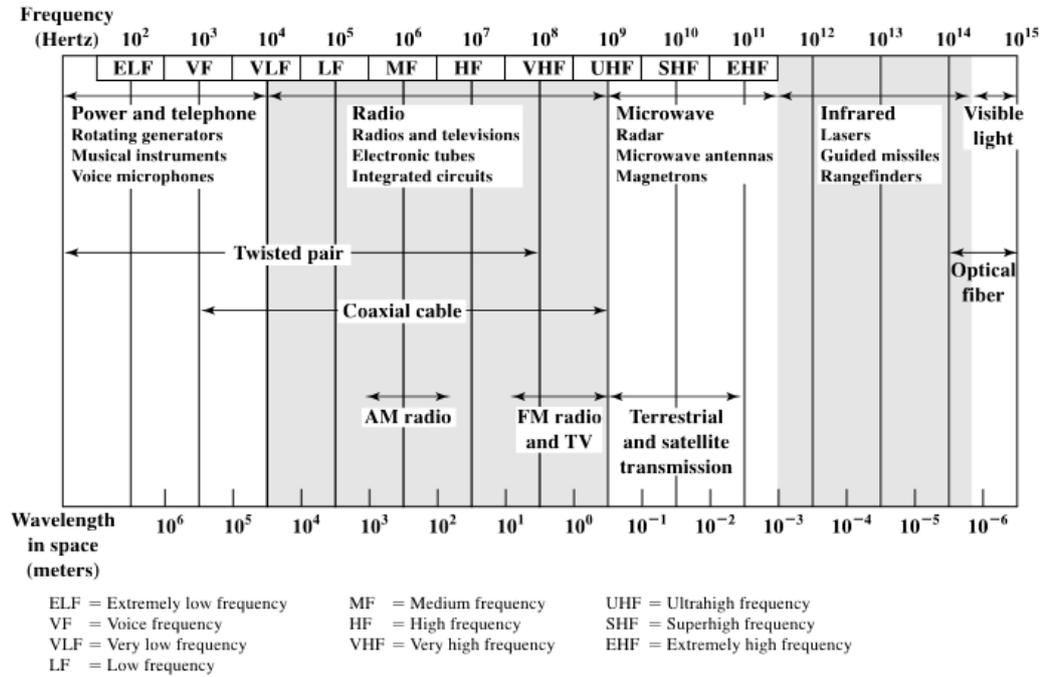


Fig. 2.1. Espectro Electromagnético para las Telecomunicaciones [1]

La figura 2.1 muestra el espectro electromagnético e indica las frecuencias a la cual medios guiados y no guiados operan.

En la transmisión inalámbrica, la transmisión y la recepción se logra utilizando antenas. El transmisor envía una señal EM hacia el medio y el receptor capta la señal del medio que lo rodea, esta transmisión puede ser omnidireccional o direccionada.

En la transmisión direccionada el transmisor envía un rayo EM concentrado. El transmisor y receptor deben ser cuidadosamente alineados y mantener una línea de vista. Esta transmisión es mucha más apropiada para señales de frecuencias más altas.

En el caso de transmisión omnidireccional, el transmisor esparce la señal en todas las direcciones y estas señales pueden ser receptadas por varias antenas.

La transmisión inalámbrica puede ser categorizada en 3 grupos:

- Ondas de Radio
- Microondas
- Infrarrojo

Como se explicó previamente, para poder lograr una transmisión inalámbrica se necesita del uso de antenas. Una antena puede ser definida como un conductor eléctrico o un sistema de conductores usado para difundir energía electromagnética o para recolectar energía electromagnética. Para la transmisión de una señal, la energía eléctrica del transmisor es convertida en energía electromagnética por la antena e

irradiada en el entorno que la rodea. Para la recepción de la señal, la energía electromagnética que incide en la antena es transformada en energía eléctrica y es alimentada al receptor.

En una comunicación de dos sentidos, la misma antena puede ser usada tanto para la transmisión y la recepción. Esto se debe porque las características de la antena son esencialmente las mismas si la antena está enviando o recibiendo energía electromagnética, asumiendo que se está usando la misma frecuencia [1].

Una señal que es transmitida usando una antena se propaga a través del canal usando uno de los tres siguientes modos, figura 2.3:

- Ondas terrestres
- Ondas ionosféricas
- Línea de Vista (LOS)

Ondas terrestres son aquellas ondas de radio que trabajan en la banda VLF (Very low frequency) hasta la MF y la onda es contenida entre la superficie de la tierra y la ionósfera. La señal de onda terrestre está compuesta de varias componentes:

- Señal Directa (LOS)
- Señales Reflejadas
- Onda de Superficie

La onda de superficie tiende a seguir la curvatura de la tierra, lo que le permite que el alcance se más allá del horizonte. Esto se debe que la onda electromagnética induce una corriente en la superficie de la tierra, lo que produce que el frente de onda se incline hacia abajo y por lo tanto siga la curvatura de la tierra. Otro factor es la difracción que tiene que ver con el comportamiento de ondas electromagnéticas en presencia de obstáculos (capas de la atmósfera) [1].

Las ondas ionosféricas operan en el rango de frecuencias entre 2 y 30 MHz. Una señal que proviene de una antena terrestre es transmitida hacia la atmósfera, por las propiedades de las ondas electromagnéticas esta señal es reflejada de la ionósfera de regreso hacia la tierra. Este efecto de reflexión es conocido como refracción. Debido a esta propiedad la propagación no es limitada por la curvatura de la tierra, al igual que las ondas terrestres, tiene un mayor alcance que puede llegar a ser intercontinental. Su uso puede ser: radio para aficionados, transmisión internacional y comunicación de largo alcance para aviones y botes [1].

Para frecuencias mayores a las nombradas se necesita el modo de propagación de Línea de vista (LOS), ya que para estas frecuencias ninguno de los efectos previos nombrados son significativos. El modo de línea de vista significa que las antenas transmisoras y receptoras deben de estar ubicadas en un punto en el que ambas antenas puedan verse, tengan visión y además las ondas electromagnéticas viajan en línea recta. Esto limita bastante la distancia a la que las antenas pueden ser colocadas, teniendo como máximo punto de propagación el horizonte de radio o línea de vista efectiva. El horizonte de radio tiene un mayor alcance al de la línea de vista del ojo (horizonte óptico), esto se debe a la refracción causada por la atmósfera. Si no existe interferencia alguna el horizonte radio puede ser expresado como [1]:

$$d = 3.57 (\sqrt{Kh_1} + \sqrt{Kh_2}) \quad (2.1)$$

Donde:

d = Es la distancia máxima entre antenas

K = Es la constante de ajuste respecto a la refracción (por lo general 4/3), horizonte óptico K=1

h = Es la altura de las antenas

Las ondas transmitidas pueden ser difractadas, refractadas, reflejadas o absorbidas por la atmósfera y materiales de obstrucción, y por lo general no pueden viajar a través de obstáculos. Aunque la línea de vista esté libre de obstáculos, objetos cercanos pueden interferir con la transmisión. Esto es causado por el efecto de difracción y es por esta razón que se debe calcular un volumen conocido como la zona de Fresnel y dejar su primera zona libre de obstrucciones como se puede observar en la figura 2.2. El cálculo de la zona de Fresnel es usado, por lo general, para canales de grandes de distancias.

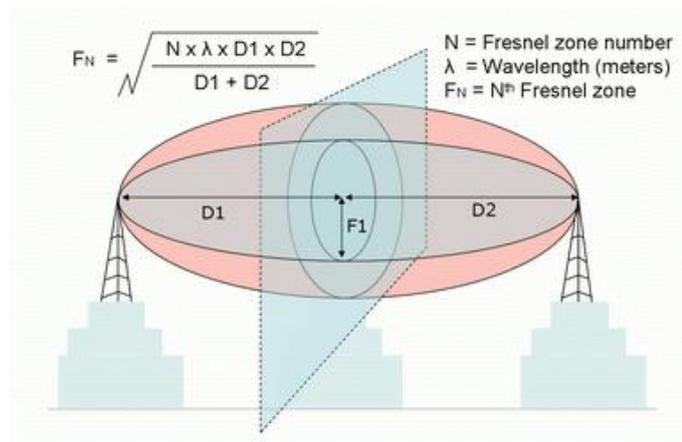


Fig. 2.2. Zona de Fresnel

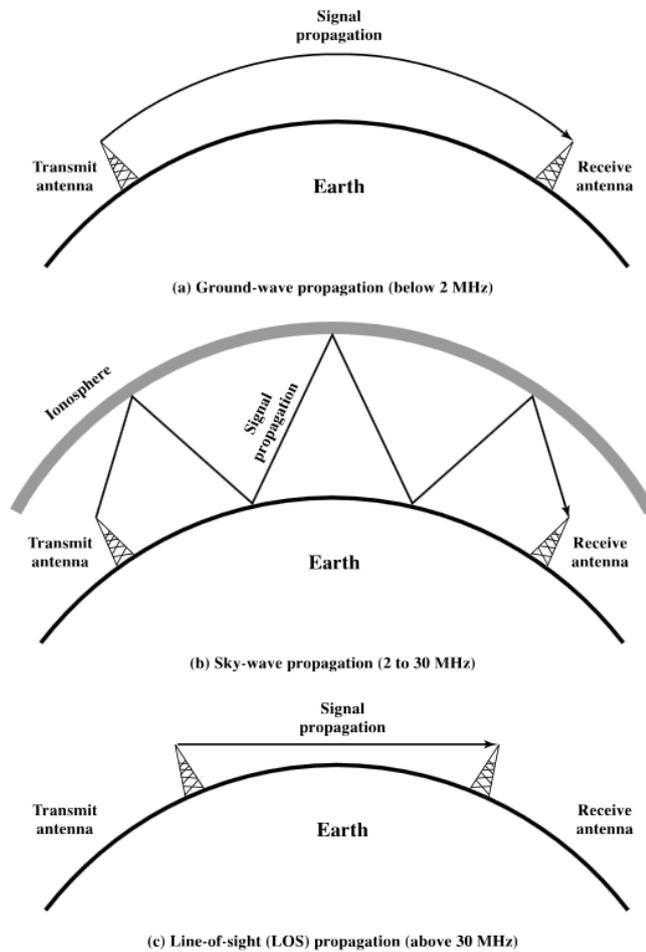


Fig. 2.3. Modos de Propagación Inalámbrico

2.2 EFECTOS DEL CANAL

Existen dos formas de enviar una señal electromagnética, por un medio guiado o un medio no guiado. Los medios guiados tienen un comportamiento menos hostil respecto a la señal EM enviada, a diferencia del medio inalámbrico o medio no guiado. Una señal que viaja por el canal inalámbrico, pasa por diferentes efectos de la propagación tales como:

- Reflexión
- Difracción
- Scattering

Estos efectos nombrados ocurren debido a la presencia de edificios, montañas y otros objetos de obstrucción [3]. Estos son los tres efectos principales que ocasionan la propagación de la señal en sistemas móviles de comunicación, al igual que la comunicación producida por la línea de vista (LOS). Además estos efectos producen pérdidas de propagación de grande y menor escala.

La reflexión ocurre cuando la onda electromagnética incide sobre un objeto cuyas dimensiones son más grandes en comparación a la longitud de onda de la señal que se está propagando. Otra razón por la cual ocurre la reflexión es cuando la onda incide sobre un medio cuyas propiedades eléctricas son diferentes. En el proceso de reflexión siempre se va a perder un poco de la energía de la onda, cierta parte es transmitida al medio sobre el que incide y el resto es reflejado. El único caso en el que la reflexión es total es cuando incide sobre un conductor perfecto. La cantidad de energía que se refleja depende de la polarización de la onda electromagnética y además en ciertos casos también depende del ángulo con el que incide. [2]

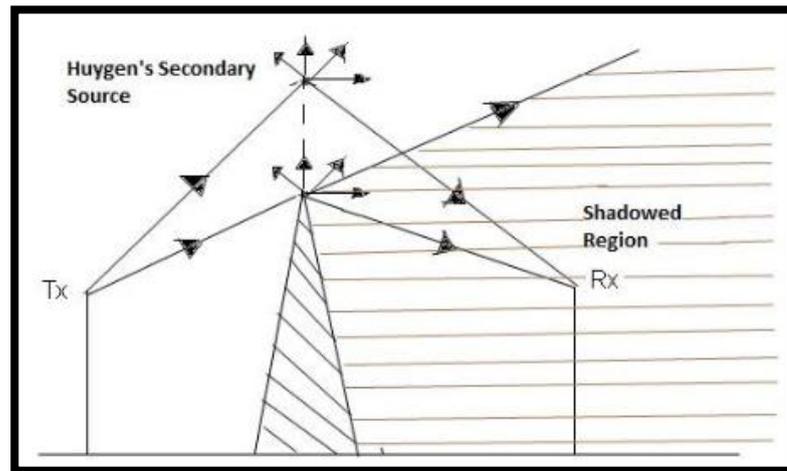


Fig. 2.4. Ondas secundarias de Huygens

La difracción es un fenómeno que permite a la onda electromagnética propagarse más allá del horizonte y atrás de obstrucciones como edificios. Este efecto le permite a la onda llegar al receptor, que se encuentra en la región sombreada, con suficiente energía para poder ser considerado una buena señal. El fenómeno es explicado por el principio de Huygens-Fresnel, el cual indica que todos los puntos de un frente de onda pueden ser considerados como una fuente secundaria de onda, la cual forma la segunda onda en la dirección de propagación, este efecto se lo puede observar en la figura 2.4. Se puede concluir que el campo en la región sombreada es una suma vectorial de las componentes de los campos eléctricos de todas las ondas secundarias recibidas en el receptor. Por esta razón si no existe obstáculo se puede decir que la suma de todas las fuentes de ondas es cero excepto para la que viaja en

línea recta (LOS). En la figura se puede observar la creación una fuente secundaria [2].

Scattering es la dispersión de la onda en varias direcciones al incidir o pasar a través de un objeto. Al igual que la reflexión la onda es obligada a cambiar su dirección, lo que causa que la potencia esperada por el receptor sea mucho mayor. Al ser transmitida la onda, los árboles, edificios y otros objetos producen esparcimiento de energía de la onda en todas las direcciones. El criterio de Rayleigh nos ayuda a identificar si la superficie, sobre la que incide la onda, es rugosa o suavizada como se observa en la figura 2.5. En [2] hay una explicación más clara respecto a este criterio.

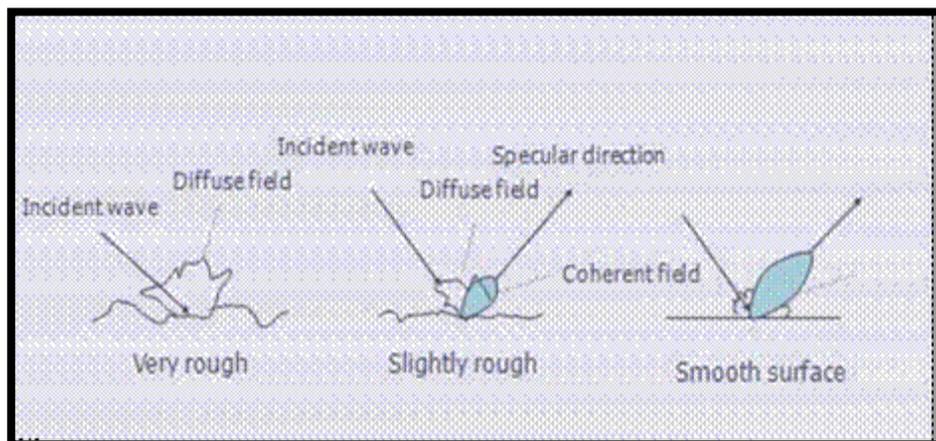


Fig. 2.5. Tipos de Scattering

En un sistema de comunicación en el cual existe una línea de vista además de tener los efectos mencionados que ayudan en la transmisión, también existen impedimentos producidos por el canal inalámbrico. Estos impedimentos pueden ser:

- Atenuación
- Pérdida por espacio libre
- Ruido
- Absorción atmosférica
- Multicaminos

La reflexión, difracción, y scattering son usados para poder describir impedimentos tales como el desvanecimiento de pequeña escala y propagación multicamino. El desvanecimiento de pequeña escala es una característica de la propagación que se utiliza para describir el cambio rápido de amplitud, fase o retrasos de multicamino de una señal de radio en un período pequeño de tiempo o una distancia, de tal forma que se puede ignorar los efectos de pérdida de paso para grandes escalas. El desvanecimiento es causado por la interferencia de dos o más versiones de la señal transmitida que llegan al receptor en tiempos casi iguales.

La propagación por multicamino ocurre cuando obstáculos reflejan la señal de tal forma que el receptor recibe múltiples copias de la señal con diferentes retardos por diferentes caminos. Los efectos de multicamino incluyen cambio de fase de la señal, interferencia destructiva y constructiva. Un aspecto bastante importante que hay que tomar en cuenta es que la propagación por multicamino de la señal también produce interferencia intersimbólica. La interferencia intersimbólica ocurre cuando una o más copias de un pulso llegan al mismo tiempo que el pulso primario para un bit posterior.

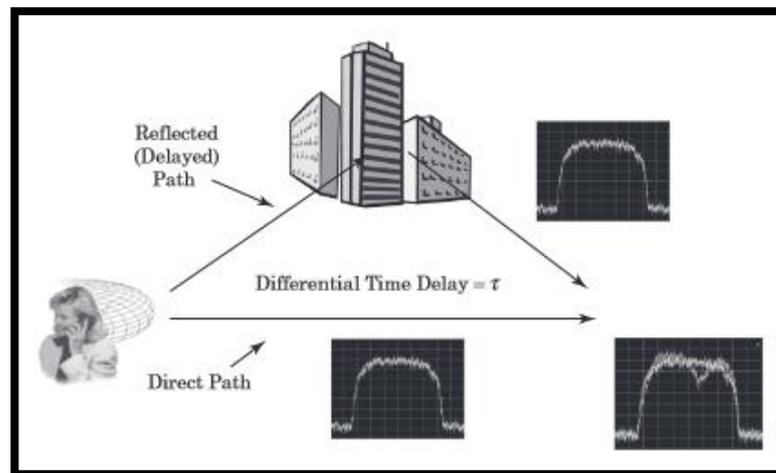


Fig. 2.6. Entorno con multicamino severo [3]

En la figura 2.6 se puede observar que existen dos caminos que la señal a tomado una es LOS y la otra es una reflexión respecto a un edificio.

Por lo general las señales que llegan por multicamino tienen una potencia más débil que la señal directa y además pueden reflejarse varias veces antes de llegar al receptor [3].

La propagación por multicamino ocasiona distorsión en los sistemas analógicos y afecta severamente el desempeño de los sistemas digitales reduciendo las relaciones señal a ruido y señal a interferencia [4].

Se ha explicado de forma general el canal en el que se propaga la señal, con los efectos e impedimentos que tiene. Para tener una mejor comprensión del canal se ha logrado crear modelos matemáticos para poder predecir con facilidad el rendimiento del sistema que se quiere implementar. Con estos modelos es más fácil evaluar los efectos producidos por el canal, para poder eliminar los efectos negativos y obtener así mejores resultados.

2.3 MODELOS DE CANAL INALÁMBRICO

Los modelos de canales con los que se va a trabajar, algunos relacionados a la propagación por multitrayectoria, son:

- El canal Gaussiano
- El canal Rayleigh
- El canal ISI

Existen otros tipos de canales en los que las situaciones del canal, transmisor y receptor pueden variar. Otros tipos de modelamientos pueden ser observados en [5].

Por lo general en la comunicación se asume que la señal transmitida es distorsionada por algún tipo de ruido. El ruido más común que se asume es el ruido aditivo Gaussiano, también conocido como el canal de ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN). Aunque en la realidad el ruido es más complejo, este modelo es muy eficiente al simular ruido de fondo o ruido amplificado. Este canal es representado como un canal ideal en el cual no existe propagación por multicamino, como se observa en la figura 2.7.

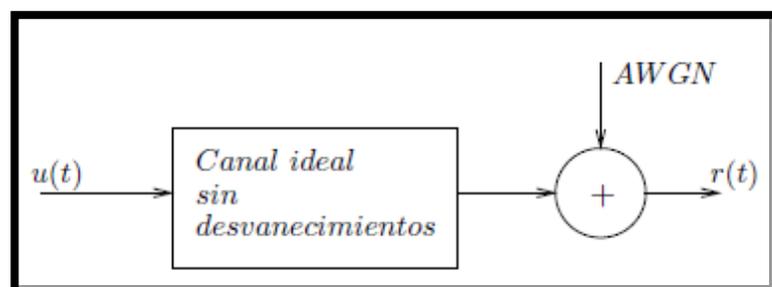


Fig. 2.7. Canal AWGN [4]

Se asume que el ruido tiene una densidad espectral de potencia constante sobre el ancho de banda del canal y una función de densidad de probabilidad (PDF) gaussiana. Este tipo de canal podrá ser considerado como no realizable en comunicaciones inalámbricas, sin embargo no es así. Cuando se tienen microcélulas es posible tener una línea de vista, esencialmente sin multitrayectorias, dando un canal gaussiano. El canal gaussiano es importante ya que provee una idea de cuál sería el mejor rendimiento del sistema sin la presencia de multitrayectorias [4].

Cuando existen desvanecimientos durante la transmisión, el canal de Rayleigh es una buena representación del canal de propagación [4]. Este es un modelo utilizado por lo general para la propagación troposférica e ionosférica de la señal y además para sectores urbanos con gran cantidad de edificios. Con lo dicho se puede concluir que el canal Rayleigh con desvanecimiento es aplicado para sectores donde no existe una línea de vista (NLOS) entre el transmisor y el receptor.

Rayleigh con desvanecimiento es un modelo usado cuando existen demasiados objetos en el entorno que dispersan la señal antes de que llegue al receptor. Si cada componente multitrayectoria en la señal recibida es independiente, entonces la PDF de su envolvente es del tipo

Rayleigh. La PDF de la envolvente típica de una señal recibida con desvanecimientos se muestra en la figura 2.8.

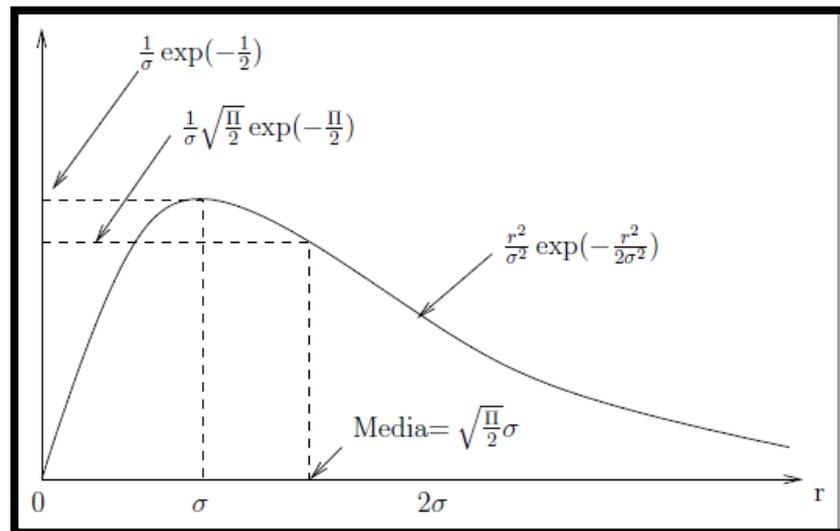


Fig. 2.8. PDF Rayleigh [4]

La respuesta al impulso de este canal consiste de una simple función delta cuyo peso tiene una PDF Rayleigh. Esto ocurre porque todas las componentes multitrayectoria se manifiestan en grupo con dispersión temporal despreciable entre ellas, y cuando se modelan como una simple función delta, se combinan para tener una PDF Rayleigh [4].

Estas componentes multitrayectorias llegan con diferentes amplitudes y fases, y tomando en cuenta el teorema del límite central, la sumatoria de estas componentes debería aproximarse a una variable aleatoria

compleja Gaussiana con media cero. La amplitud de esta variable compleja Gaussiana obedece la distribución Rician, la cual se convierte en una distribución Rayleigh cuando la media es igual a cero.

La distribución Rayleigh es una de las funciones de distribución más popular usada para los modelamientos estadísticos del desvanecimiento de la envolvente de señales de radio. La FDP de Rayleigh con amplitud a esta dada por:

$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma} e^{-\frac{a^2}{2\sigma}}, \quad a \geq 0 \quad (2.2)$$

la cual es descrita por un solo parámetro, σ , que es la desviación estándar de la variable aleatoria gaussiana que permite formar la variable Rayleigh. La media y la varianza de la variable aleatoria Rayleigh está dada por $\sqrt{\sigma \frac{\pi}{2}}$ y $(2 - \frac{\pi}{2})\sigma^2$, respectivamente. Esta distribución de Rayleigh debe ser independiente para cada tiempo de retardo [18].

Muchos canales de radio con desvanecimiento como el flat fading y el frequency selective fading pueden ser caracterizados por el modelo de desvanecimiento de Rayleigh. El asumir que existe flat fading, es

simplemente asumir que el ancho de banda de transmisión es significativamente más pequeño que el ancho de banda coherente del canal. Si el ancho de banda de transmisión fue comparable o más amplio que el ancho de banda coherente, se puede describir el modelo como frequency selective o non-flat fading.

En el modelo flat-fading, el factor de ganancia del canal α es una variable aleatoria la cual está descrita completamente por la FDP $f_A(\alpha)$. Con desvanecimiento Rayleigh, la magnitud de la FDP de α está dada por la distribución Rayleigh:

$$f_A(\alpha) = \frac{\alpha}{\Gamma} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma}} \quad (2.3)$$

El canal ISI a diferencia del canal Rayleigh no es un canal aleatorio, es un canal que utiliza valores complejos para representar la trayectoria multicamino de la señal transmitida. Debido a que es un ambiente multicamino, la señal recibida se compone de la suma de todas las señales posibles a través de los diferentes caminos recorridos. Cada trayectoria consta con una amplitud y fase de llegada que varían con la distancia recorrida y el número de reflexiones. Por lo general siempre existe una trayectoria directa y varias reflejadas con retrasos, los cuales

producen la interferencia intersimbólica. Con los valores conocidos de las trayectorias se puede obtener una respuesta de canal que representa el modelo de las trayectorias y así poder representar un canal ISI deseado [18].

2.4 INTERFERENCIA INTERSIMBÓLICA

Lo asumido en un canal AWGN por lo general es rara vez práctico. Debido a que existe un espectro de frecuencia muy limitado, se debe filtrar la señal transmitida para limitar su ancho de banda y poder aprovechar mejor así este recurso tan limitado. Se debe hacer cambios al modelo AWGN para que pueda representar con más precisión un modelo de canal más práctico. Uno de los cambios más aplicados a este canal simple es la del modelo de un canal dispersivos como los que se explicó previamente. En la fórmula a continuación se puede observar una representación matemática del canal:

$$r(t) = u * h_c(t) + n(t) \quad (2.4)$$

donde $u(t)$ es la señal transmitida, $h_c(t)$ es la respuesta impulso del canal (CIR), y $n(t)$ es el AWGN con potencia espectral $\frac{N_0}{2}$. Lo que se hace para representar el modelo de este canal dispersivo es utilizar un

filtro lineal $h_c(t)$, que por lo general es un canal con banda limitada y es representado por un filtro pasabajo ideal. Un filtro pasabajo produce que símbolos transmitidos se extiendan hasta los símbolos adyacente, esto ocurre cuando se transmite una secuencia de símbolos. Esto es conocido como interferencia intersimbólica o ISI como abreviación y este efecto reduce el desempeño del sistema de comunicación [7].

Interferencia Intersimbólica es una de las formas de distorsión de una señal, que resulta de la propagación multipaso de igual manera que la distorsión producida por filtros analógicos. El nombre Interferencia Intersimbólica significa que las distorsiones del canal son suficientemente significativas que símbolos transmitidos de forma sucesiva interfieren en el receptor, por ejemplo símbolos transmitidos llegan al receptor durante el período de los siguientes símbolos. Afrontar a estos impedimentos es un reto cuando la información es enviada a altas tasas de datos por lo que en estos casos el tiempo de símbolo es corto y el más mínimo retraso puede causar interferencia intersimbólica [8].

Una buena generalización de una transmisión donde existen múltiples caminos de propagación es la siguiente:

$$z(t) = \int_{\tau} h_e(\tau)x(t - \tau)d\tau + v(t) \quad (2.5)$$

donde $h_e(t)$ es un canal banda base de frecuencia selectiva, $x(t)$ es la señal transmitida y τ es el retardo para cada camino. Para modulación de amplitud para pulso complejo, el canal distorsiona la función del formador de pulso [9].

Si consideramos la señal recibida después de un filtro de acoplamiento y del down-sampling, donde $h(t) := \sqrt{E_x} h_e(t) * g_{tx}(t) * g_{rx}(t) * x(t)$ y $h[n] = Th(nT)$ es la versión muestreada del canal [9]. Entonces:

$$y[n] = \sum_m s[m]h[n - m] + v[n] \quad (2.6)$$

$$y[n] = h[0]s[n] + \underbrace{\sum_{m \neq 0} s[m]h[n - m]}_{\text{interferencia intersimbólica}} + v[n] \quad (2.7)$$

Se puede observar que el segundo término de la fórmula es la interferencia que se produce por el efecto de multitrayectoria, este efecto puede ser prevenido como también puede ser eliminado. Existen dos retos principales asociados con la señal en la formula previa:

- Los coeficientes del canal $h[l]$ crean interferencia intersimbólica
- Los coeficientes del canal $h[l]$ son desconocidos para el receptor.

Para poder hacer llegar a una estimación de los coeficientes desconocidos del canal, primero vamos a hacer unas asunciones acerca del canal de propagación.

Se va a tomar en cuenta un canal selectivo de frecuencia, además de ser causal y FIR. Un canal es casual cuando no se puede predecir cómo va a ser en el futuro, es FIR debido a que no existen medios de propagación libres de reflexión y además debido a que la energía de la señal decae a medida que la distancia entre el transmisor y el receptor aumenta [9].

Una de las formas más comunes de observar y medir los efectos de la interferencia intersimbólica es observar el diagrama de ojo de la señal recibida. Esto se puede lograr mediante el uso de un osciloscopio al mostrar la salida del filtro de acoplamiento en la entrada vertical del osciloscopio con barrido horizontal de un múltiplo de $\frac{1}{T}$ (T es el intervalo de símbolo).

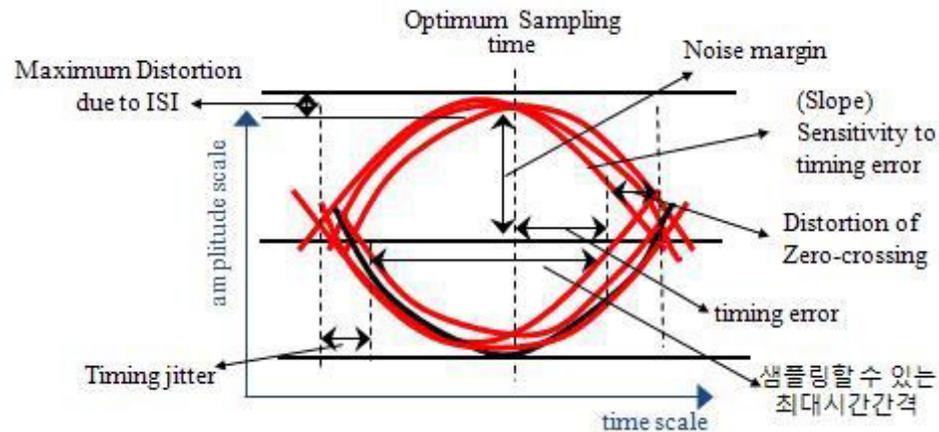


Fig. 2.9. Diagrama de Ojo [10]

En la gráfica 2.9 se puede observar que cada parte del diagrama de ojo tiene un significado. En lo que está indicado como cantidad de distorsión es donde se encuentra presente lo que conocemos como ISI. Si la interferencia intersimbólica aumenta esto va a reducir la apertura del ojo, lo cual va a aumentar el potencial de los errores. La razón por la cual ocurre este aumento en el error es porque mientras más cerrada está el ojo más difícil es la decisión de la ubicación del símbolo en los cuadrantes. En general un diagrama de ojo es bien simple y una herramienta muy útil para evaluar transmisiones digitales. Nos da una visualización instantánea para poder observar el funcionamiento correcto del sistema o si existe algún problema [11].

2.4.1 SOLUCIONES A LA INTERFERENCIA INTERSIMBÓLICA

En las comunicaciones digitales, el ancho de banda es limitado. Dado que para transmitir pulsos cuadrados se requiere de un ancho de banda finito, es necesario filtrarlos, si estos pulsos no se filtran adecuadamente cuando pasan a través de un sistema de comunicaciones se dispersan en el tiempo y el pulso correspondiente a cada símbolo se alarga hasta llegar a interferir con la ranura de tiempo adyacente ocasionando lo que conocemos como interferencia entre símbolos (ISI) [4].

Para poder eliminar la interferencia intersimbólica existen varios métodos que pueden ser utilizados aunque el ancho de banda sea limitado. A continuación se listara unos métodos conocidos:

- Pulso de Nyquist
- Ecuación
- Detectores de secuencia
- Períodos de guarda
- Mitigación de multicamino

Estos métodos nombrados son unos pocos de los tantos métodos utilizados para la eliminación del ISI introducido por el canal. En el método que se va a enfocar es en el uso de ecualizadores para la eliminación del ISI.

Un ecualizador o también conocido como filtro, es un compensador para la distorsión producida por el canal. Para canales de comunicación en el cual las características del canal son desconocidas o es variante en el tiempo, filtros óptimos en el receptor y transmisor no pueden ser diseñados. Para este tipo de canales se necesita de un ecualizador para compensar el ISI creado por la distorsión del canal [11].

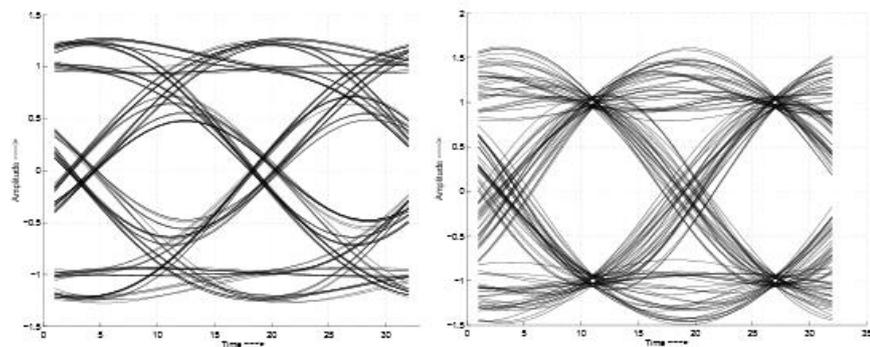


Fig. 2.10. Diagrama de ojo con uso de ecualizador [16]

En la gráfica 2.10 se puede observar el diagrama del ojo a la entrada del ecualizador y a la salida del ecualizador. Se observa que la interferencia intersimbólica ha sido reducida considerablemente.

2.5 ECUALIZACIÓN

Como se ha mencionado con anterioridad, el canal de transmisión lleva consigo varias desventajas, que producen cambios en la señal transmitida a lo largo del canal. Para remover los efectos del canal y el ISI de la señal recibida se pueden aplicar 3 métodos de ecualización:

- Maximum Likelihood (ML) Sequence Detection
- Ecualizador Lineal
- Ecualizador no Lineal

Los ecualizadores de máxima verosimilitud (ML) son bastante óptimos pero son muy imprácticos, los ecualizadores lineales son subóptimos pero son simples y los ecualizadores no lineales son más complejos y se utilizan en casos en el que el ISI es severo [12].

Los ecualizadores lineales son simples de implementar y son muy efectivos en los canales en el que el ISI no es severo. Los ecualizadores lineales pueden ser clasificados en dos tipos en relación a la adaptación de peso:

- Ecualizadores Preestablecidos
- Ecualizadores Adaptativos

Los ecualizadores preestablecidos son utilizados en canales en el que las características de la respuesta en frecuencia son desconocidas, pero invariantes. El cálculo de los pesos se hace solo una vez por sesión. Los ecualizadores adaptativos se utilizan en canales en el que la respuesta de frecuencia es variante en el tiempo, estos ecualizadores pueden modificar los parámetros a lo largo de la sesión y adaptarse a la variación del canal [12].

La mayoría de los ecualizadores requieren del conocimiento de la respuesta impulso del canal (CIR) para poder eliminar los efectos del canal y el ISI. No todos los ecualizadores hacen uso del CIR, algunos, como los ecualizadores ciegos, solamente se basan directamente de la señal recibida y de las estadísticas de la señal transmitida. En la siguiente

ecuación se puede observar como con la estimación del canal ($h[n]$) y un buen ecualizador ($f[l]$), se logra eliminar los efectos del canal:

$$\sum_{l=0}^{L_f} f[l]\hat{h}[n-l] \approx \delta[n-n_d] \quad (2.8)$$

El CIR es el modelo del canal y por lo tanto contiene toda la información necesaria para poder simular y analizar cualquier tipo transmisión a través del canal. Pueden ocurrir distorsiones de la señal en el receptor debido a la atenuación, retraso de tiempo y réplicas, con cambio de fase, de la señal transmitida. La siguiente formula representa el CIR después de la llega de N réplicas [9].

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp\{j2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau)\} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.9)$$

donde:

t = tiempo absoluto

τ = tiempo relativo

$a_i(t, \tau)$ = ganancia de paso

$\tau_i(t)$ = retraso de tiempo de la componente i

$\delta(\tau - \tau_i(t))$ = impulso transmitido en el sistema en $t=0$

El término dentro del exponente cuantifica el desplazamiento de fase de las varias componentes creadas por multipaso.

Debido a que se está trabajando con equipos en el cual si existe LOS y la información enviada es pequeña (el canal es usado por un corto período de tiempo), se toma el sistema como lineal e invariante en el tiempo (LTI). Por esta razón la ecuación previa puede ser reescrita como:

$$h_c(\tau) = \sum_k \alpha_k e^{j\phi_k} \delta(t - \tau_k) \quad (2.10)$$

La sumatoria da a entender que en el canal ocurre una superposición de las múltiples copias de la señal transmitida $x(t)$. A continuación se puede observar en la figura 2.11 un diagrama del canal de transmisión, donde $x(t)$ es la señal transmitida, $v(t)$ es el ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN), $h(T)$ es la respuesta impulso del canal (CIR) y $z(t)$ es la señal resultante del canal y es lo que el receptor recibe como entrada [9].

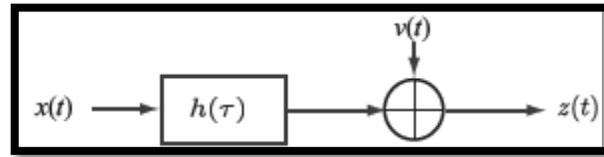


Fig. 2.11. Diagrama de bloques del CIR

Debido a que en la realidad lo que se envía no es en un pulso ideal, la señal resultante $z(t)$, va a ser la convolución (en tiempo) de la señal transmitida $x(t)$ y la respuesta impulso del canal más el ruido AWGN tal como se ve expresado en la siguiente ecuación [9]:

$$z(t) = \int_{\tau} h(\tau)x(t - \tau)d\tau + v(t) \quad (2.11)$$

Para poder obtener la respuesta impulso del canal se debe hacer uso de estimadores. Los estimadores obtienen el CIR basándose en una secuencia conocida de bits, la cual es única para cada transmisor y la cual es repetida en todos los burst de transmisión. De igual forma como existen varios ecualizadores, también existen diferentes tipos de estimadores de canal. A continuación se listan unos ejemplos de estimadores de canal:

- Least Squares Estimators (LSE)
- Wiener Estimator
- Maximum Likelihood Estimator
- LMMSE

Las secuencias de bits, también conocidos como símbolos de entrenamiento (training sequence), son utilizados por el transmisor y el receptor. Esta secuencia de bits es sólo conocida por el transmisor y el receptor y es enviada en el burst de la señal. El propósito de la secuencia de entrenamiento es de servir de información para poder ayudar al estimador de canal encontrar el CIR. Esta secuencia es enviada previamente a la información y es enviada en todas las señales para poder hacer los ajustes necesarios, según el análisis del estimador de canal, y lograr la obtención de una señal sin efectos del canal de transmisión.

El burst es una parte de la señal transmitida que se encuentra por lo general al inicio de la señal. Este burst contiene información que ayuda al receptor interpretar de mejor manera la señal recibida, en ciertos casos sirve para lograr sincronización.

Para la estimación y ecualización del canal se va a hacer uso de una matriz conocida como la matriz Toeplitz. La matriz Toeplitz, nombrada así por Otto Toeplitz, tiene varios usos en diferentes campos como análisis de series de tiempo, cadenas de Markov y procesamiento de señales e imágenes. Esta matriz tiene como característica especial que sus diagonales descendientes, de izquierda a derecha, son constantes. Si se tiene una matriz de $n \times n$ $T_n = [t_{kj}; k, j = 0, 1, \dots, n - 1]$, donde $t_{kj} = t_{k-j}$, entonces la matriz va a tener la siguiente forma:

$$T_n = \begin{bmatrix} t_0 & t_{-1} & t_{-2} & \cdots & t_{-(n-1)} \\ t_1 & t_0 & t_{-1} & & \\ t_2 & t_1 & t_0 & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \\ t_{n-1} & & & \cdots & t_0 \end{bmatrix}.$$

Fig. 2.12. Matriz Toeplitz

La matriz Toeplitz va a ser utilizada para la resolución de ecuaciones lineales con las cuales se van a poder obtener los coeficientes del filtro ($f[n]$) y la estimación del canal ($h[n]$). La matriz no está limitada a ser cuadrada pero dependiendo de las dimensiones, el grado de libertad va a cambiar. Para una matriz Toeplitz $n \times n$, el grado de libertad es $2n - 1$ y para una matriz de $n \times m$ el grado de libertad es de $n + m - 1$.

2.6 ALGORITMOS

El algoritmo de los ecualizadores puede variar dependiendo de si el ecualizador es ML, lineal o no lineal. Debido a que en este caso el ISI no es extremo vamos a hacer uso de ecualizadores lineales, además su uso es bastante práctico. Los ecualizadores que van a ser analizados son los siguientes:

- Ecualizador Wiener
- Ecualizador Zero-Forcing

Se ha escogido estos dos ecualizadores debido a la robustez que presentan ante los efectos del canal como la interferencia intersimbólica.

2.6.1 ZERO-FORCING

El ecualizador Zero-Forcing pertenece al tipo de ecualizadores lineales preestablecidos y usa el criterio de distorsión pico. Si se toma un sistema de comunicación como se observa en la figura 2.13 (con ecualizador):

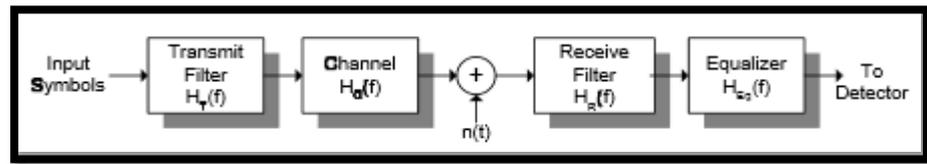


Fig. 2.13. Diagrama de bloques de un sistema de comunicación (con ecualizador)

Se puede concluir que la condición que se debe cumplir para que no exista ISI es la siguiente:

$$H_T(f)H_C(f)H_R(f)H_{Eq}(f) = H_{rc}(f) \quad (2.12)$$

El análisis que se está tomando en cuenta es en el dominio de la frecuencia. Se tiene por definición que $H_T(f)H_R(f) = H_{rc}(f)$. Entonces el valor de $H_{Eq}(f)$ que debe compensar las distorsiones insertadas por el canal $H_C(f)$ está dado por la siguiente ecuación [12]:

$$H_{Eq}(f) = \frac{1}{H_C(f)} \quad (2.13)$$

Este ecualizador también es llamado el ecualizador del canal inverso, como se puede observar en la ecuación. La versión de la ecuación en tiempo discreto de la ecuación 2.13 está dada por:

$$\sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j h(n-j) = P_{eq}(n) = \begin{cases} 1, & \text{si } n = 0 \\ 0, & \text{si } n \neq 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Donde, $h(n)$ es la respuesta impulso del canal en tiempo discreto, P_{eq} es la respuesta después de la ecualización. Debido a que este filtro fuerza que el ISI sea cero, el nombre de este ecualizador es conocido como Zero-Forcing.

El diseño del ecualizador Zero-Forcing no toma en cuenta los efectos dados por el ruido aditivo, lo cual es una desventaja. Debido a que la respuesta de frecuencia del ecualizador es aproximadamente el inverso de la respuesta de frecuencia del canal, esto causará un realce en la potencia del ruido a frecuencias altas. Es por esta razón que el diseño del ecualizador debe tomar en cuenta tanto el ISI como el ruido, lo que hará que el ecualizador tenga un mejor rendimiento [12].

2.6.1.1 LMMSE

Para poder hacer uso del ecualizador Zero-Forcing primero se debe obtener la respuesta impulso de canal. Para obtener la CIR se va a hacer uso del algoritmo conocido como LMMSE. El LMMSE se puede obtener a partir del estimador Linear Least Square que se basa de un sistema lineal:

$$Ax = b \quad (2.15)$$

donde A es una matriz de coeficientes conocidos, x es un vector desconocido y b es el vector conocido como el vector de observación. Lo que se desea encontrar es la solución para el error cuadrado:

$$\min \|Ax - b\|^2 \quad (2.16)$$

Usando el cálculo de matrices se puede encontrar la solución para x, asumiendo que A es full-rank:

$$X_{LS} = (A^*A)^{-1}A^*b \quad (2.17)$$

X_{LS} es la solución al LLSE el cual representa el CIR [13]. A partir de esta ecuación se obtiene el LMMSE:

$$h_{mmse} = (\sigma^2 C_h^{-1} + L_p^H L_p)^{-1} L_p^H r_{lp} \quad (2.18)$$

La ecuación mostrada requiere de bastante procesamiento, el cual puede ser reducido haciendo ciertas asunciones en relación a los nuevos parámetros incluidos. C_h representa la matriz de covarianza del canal y σ^2 representa la potencia del ruido. Debido a que calcular la matriz inversa resulta ser bastante complejo se debe reducir esta complejidad del estimador haciendo un promedio de la señal enviada, esto significa sacar un esperado de C_h [13]. El término $\sigma^2 C_h^{-1}$ puede ser remplazado por:

$$\frac{\beta}{SNR} I = \sigma^2 C_h^{-1} \quad (2.19)$$

de esta forma se reduce la complejidad del estimador y dando como resultado:

$$h_{mmse} = \left(\frac{\beta}{SNR} I + L_p^H L_p \right)^{-1} L_p^H r_{lp} \quad (2.20)$$

β es una constante que depende de la constelación de la señal, I es la matriz identidad y SNR es la relación señal ruido.

2.6.2 WIENER

Al igual que el ecualizador Zero-Forcing, el ecualizador Wiener pertenece al tipo de ecualizadores lineales preestablecidos. El ecualizador Wiener también es conocido como el filtro Wiener. Este filtro resuelve los problemas de estimación de la señal para señales estacionarias y es óptimo en el sentido del mínimo error cuadrático medio (MMSE) [16].

Para el análisis del filtro Wiener se debe tener:

- s_k , la señal que se va a estimar
- y_k , la señal observada

las cuales son estacionarias en sentido amplio y con funciones de covarianza conocidas: $R_s(k)$, $R_y(k)$ y $R_{sy}(k)$. Se desea estimar s_k como una función de y_k , tratando de encontrar el MMSE.

Se va a considerar un filtro con longitud $N+1$:

$$\hat{s}_k = \sum_{m=k-N}^k h_m Y_m = \sum_{i=0}^N h_i Y_{k-i} \quad (2.21)$$

Se debe encontrar los coeficientes de h_i de tal manera que se obtenga valor más pequeño para el error cuadrático medio. Esto puede ser logrado diferenciando el error. Se puede empezar usando el principio de ortogonalidad [16]:

$$E[(s_k - \hat{s}_k)Y_{k-j}] = 0, \quad j = 0, 1, \dots, N \quad (2.22)$$

Lo cual nos da como resultado:

$$\sum_{i=0}^N h_i E[Y_{k-i}Y_{k-j}] = E[s_k Y_{k-j}] \quad (2.23)$$

$$\sum_{i=0}^N h_i R_y(i-j) = R_{sy}(j) \quad (2.24)$$

Si analizamos la ecuación en forma de matriz, se obtiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} R_{y(0)} & \cdots & R_{y(N)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{y(N)} & \cdots & R_{y(0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sy}(0) \\ \vdots \\ R_{sy}(N) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Se puede observar que la matriz de autocorrelación de R_y es una matriz toeplitz. También puede ser expresado como:

$$R_y h = r_{sy} \Rightarrow h = R_y^{-1} r_{sy} \quad (2.26)$$

Con el análisis hecho se pudo encontrar la respuesta impulso del canal con la cual ahora es mucho más sencillo encontrar el MMSE. Para calcular el MMSE [16]:

$$E[(\hat{s}_k - s_k)^2] = E[(\hat{s}_k - s_k)(-s_k)] \quad (2.27)$$

$$E[(\hat{s}_k - s_k)^2] = R_s(0) - E(\hat{s}_k s_k) \quad (2.28)$$

$$E[(\hat{s}_k - s_k)^2] = R_s(0) - h^T r_{sy} \quad (2.29)$$

CAPÍTULO 3

DESARROLLO DEL SOFTWARE

En el capítulo 2 pudimos darnos cuenta de las distintas aplicaciones que tiene un filtro digital además de los distintos tipos de filtros que se pueden implementar. El presente capítulo permitirá comprender el algoritmo tras cada uno de los filtros que realizamos como parte de nuestro proyecto y al mismo tiempo entender cómo es posible llevar a cabo su implementación como VI's dentro del software LABVIEW para su funcionamiento sobre un sistema digital.

3.1 ECUALIZADOR WIENER

En este punto se describe el algoritmo y el desarrollo del filtro Wiener dentro del programa LABVIEW.

3.1.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO

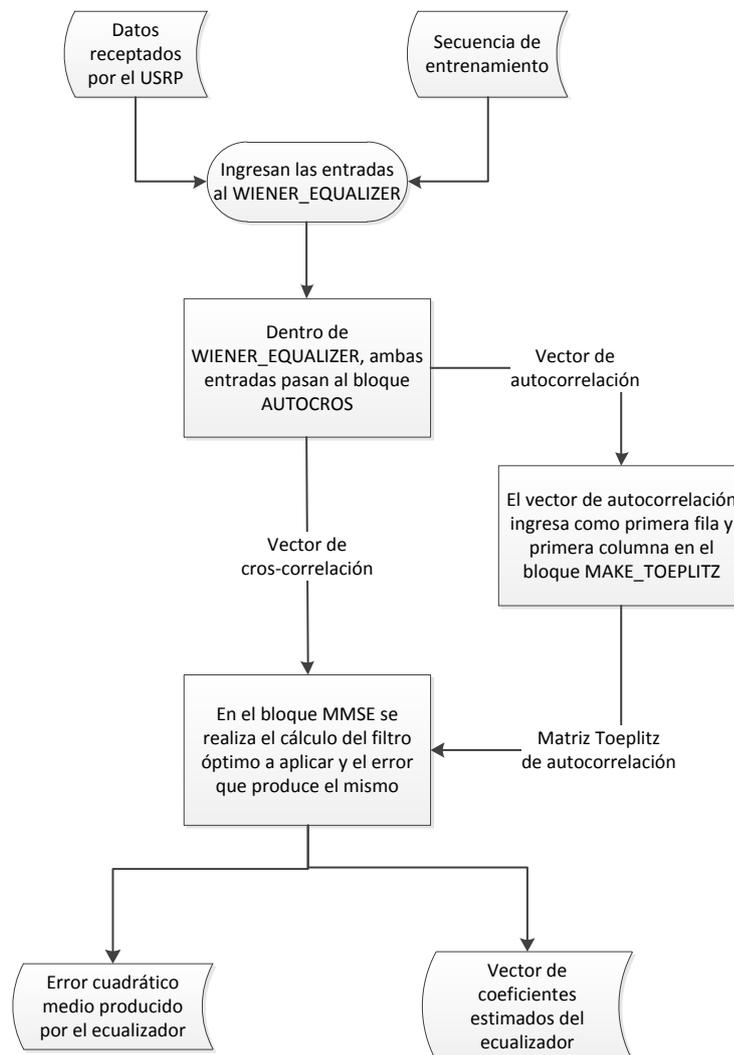


Fig. 3.1. Diagrama de flujo del bloque WIENER_EQUALIZER

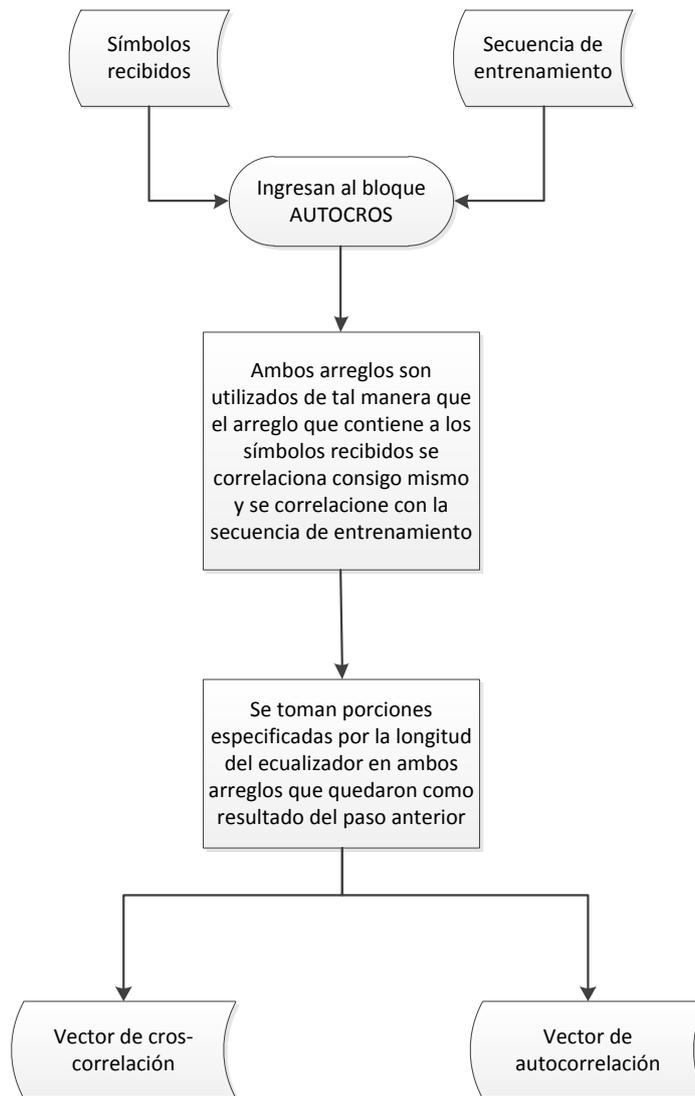


Fig. 3.2. Diagrama de flujo de bloque AUTOCROS

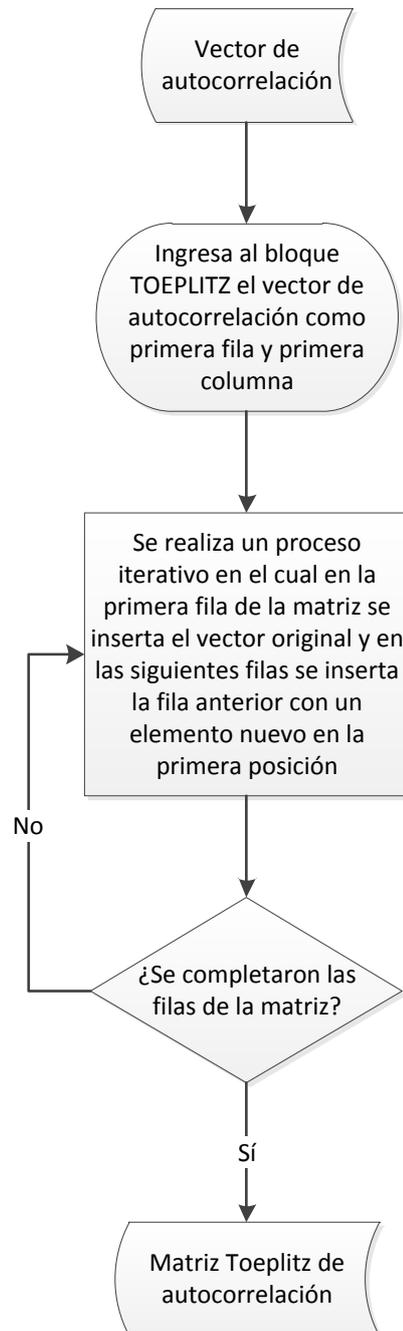


Fig. 3.3. Diagrama de flujo de bloque TOEPLITZ

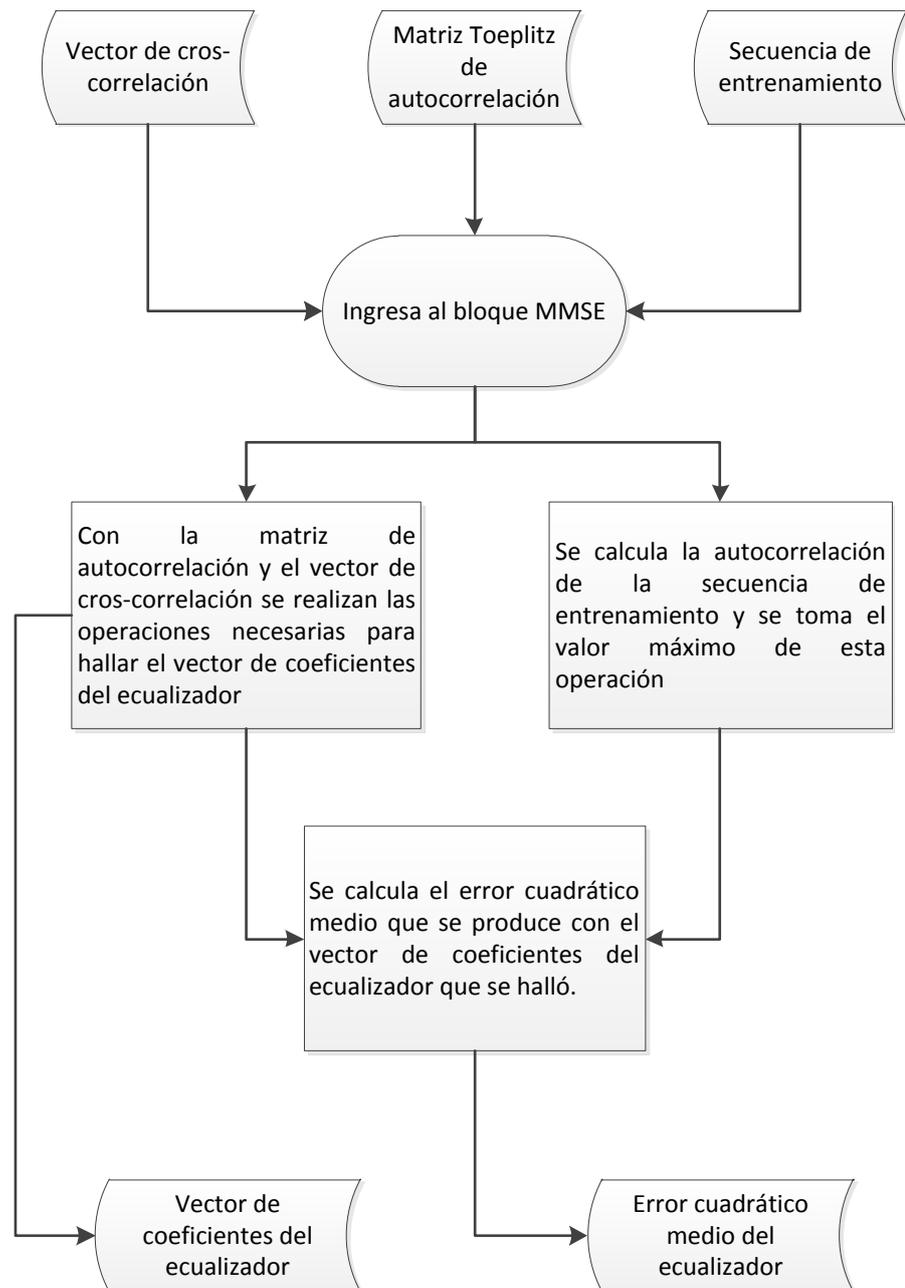


Fig. 3.4. Diagrama de flujo del bloque MMSE

3.1.2 ALGORITMO WIENER EN LABVIEW

En esta sección se procede a describir el algoritmo involucrado en cada uno de los VI's que forman el ecualizador Wiener.

3.1.2.1 AUTOCROS.VI

- En este VI se formarán 2 vectores o arreglos: el arreglo de autocorrelación de los datos receptados y el arreglo correspondiente a la cros-correlación entre los datos y la secuencia de entrenamiento.
- Se toma el arreglo que contiene los datos que se han recibido en el receptor y usando VI's ya implementados en LABVIEW se obtiene la autocorrelación de la señal. Luego de hacer esta operación simplemente se elimina los elementos que son innecesarios en el resto de operaciones.
- Al mismo tiempo que se toma tanto el arreglo de la señal junto con el arreglo que contiene la secuencia de entrenamiento y se opera la cros-correlación. Así como en el paso previo al final se descarta aquellos elementos que no son necesarios para las siguientes operaciones.

3.1.2.2 TOEPLITZ.VI

- El primer elemento de la primera fila y de la primera columna deberán coincidir o ser el mismo, de otra manera habría error al generar la matriz.
- De coincidir estos elementos procederemos a formar la matriz que tendrá tamaño $M \times N$ donde M será el tamaño que tenga la primera columna y N será el tamaño de la primera fila.
- Dado que contamos con la primera fila la misma se inserta en la matriz sin problema.
- La siguiente fila se conforma con los elementos de la fila anterior respetando que en la primera posición de esta nueva fila se debe ingresar el elemento correspondiente a la primera columna.
- Procedemos a ir insertando cada una de las filas en la matriz de tal manera que los elementos de la fila anterior se inserten en la nueva fila desplazados una posición y que al inicio de la fila se encuentre el elemento que se toma de la primera columna.
- Se repite el proceso de insertar las filas hasta terminar con todos los elementos de la columna y por tanto terminar de generar la matriz completa.

- Para verificar que la matriz se encuentra correctamente conformada podemos ver que los elementos se repiten a lo largo de todas las diagonales que tiene la matriz.

3.1.2.3 MMSE.VI

- Dentro del VI se implementa la ecuación 2.29 y se obtiene el error.
- Tomamos la matriz A (matriz de correlaciones) y obtenemos su transpuesta conjugada para luego multiplicar con el vector B (vector de cros-correlaciones) y obtener así como respuesta los coeficientes del filtro Wiener.
- Una vez que en el paso anterior se obtienen los coeficientes del filtro procedemos a calcular el error cuadrático medio como está definido en la ecuación 2.29.
- En la entrada SEQ que tiene el VI se ubica la secuencia de entrenamiento y de esta secuencia se obtiene la autocorrelación tomando así sólo el dato que nos pide la expresión.
- Con el vector B y el filtro hallado se realiza el producto punto de estos arreglos para luego de esto restar este

valor del dato obtenido en la autocorrelación y esta última respuesta ser el MMSE o error cuadrático medio.

3.1.2.4 WIENER_EQUALIZER.VI

- Se selecciona los datos, la secuencia de entrenamiento y el tamaño o longitud del ecualizador como los parámetros o información de entrada requerida para implementar el algoritmo.
- Las señales de secuencia de entrenamiento y de datos ingresan al AUTOCROS.VI, una vez que el bloque realiza las operaciones necesarias sus salidas se conectarán al TOEPLITZ.VI en el caso del vector de autocorrelación mientras que el arreglo de cross-correlación pasará al MMSE.VI.
- El bloque TOEPLITZ.VI recibe el vector de autocorrelación como primera fila y primera columna de la matriz cuadrada y simétrica a formar y que se pasará, luego de su conformación, como entrada al bloque MMSE.VI.
- El bloque MMSE.VI recibe la matriz Toeplitz, el vector de cross-correlación y la secuencia de entrenamiento

para poder calcular los coeficientes del filtro y el error generado por estos coeficientes.

3.1.3 DESARROLLO DEL PROGRAMA EN LABVIEW

En ésta parte mostraremos la programación utilizada para la mejor estimación de los coeficientes del filtro con la descripción de los bloques a continuación:

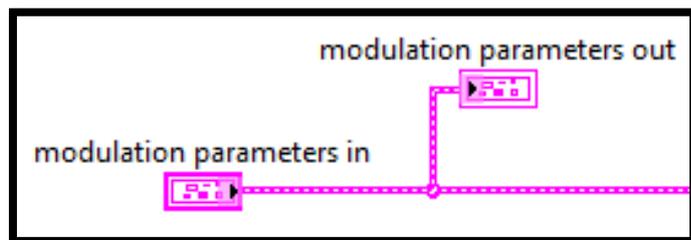


Fig. 3.5. Clúster con los parámetros de modulación

En la figura 3.5 se muestra el clúster que contiene todos los parámetros necesarios de la modulación a utilizar, de los cuales requerimos extraer sólo 2 parámetros: Longitud del ecualizador y la secuencia de entrenamiento. Para extraer estos parámetros del clúster usamos el bloque ***“UNBUNDLE_BY_NAME”*** de la figura 3.6.

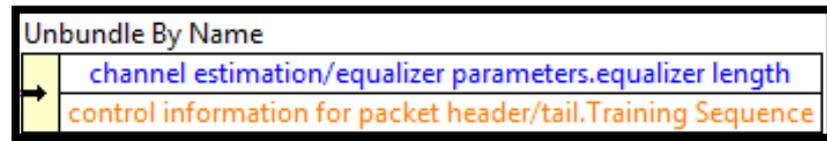


Fig. 3.6. Bloque Unbundle By Name

Se toma los parámetros obtenidos del bloque **“UNBUNDLE_BY_NAME”** junto con los datos recibidos en la entrada del ecualizador para ingresar estos datos al bloque **“AUTOCROS.VI”** que se encargará de realizar la autocorrelación y la cros-correlación de señales como se observa en la figura 3.7.

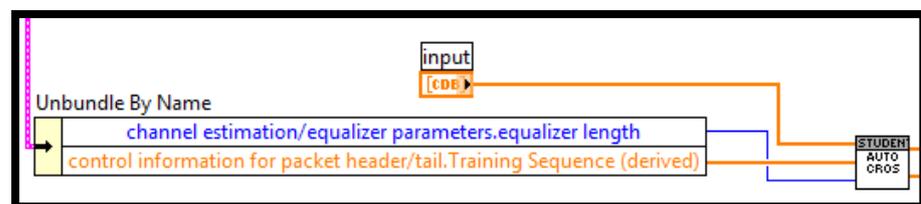


Fig. 3.7. Ingreso de los parámetros para AUTOCROS.VI

Dentro del bloque **“AUTOCROS”** se empieza eliminando aquellos datos dentro de la secuencia de entrenamiento y de los datos o información que no son necesarios para el cálculo de las operaciones que realiza el bloque. Para poder reducir estos valores se hace uso del bloque **“ARRAY_SUBSET”** que reduce o toma porción de un arreglo original desde una posición indicada

por un índice y siendo también el tamaño de la porción indicado por un valor específico. En el caso de este proyecto se parte desde el índice 0 o primera posición de los valores y se toma un tamaño igual al especificado por la longitud del ecualizador.

Una vez que se reduce estos elementos, los nuevos arreglos o vectores que se generan pasan a los bloques **“AUTOCORRELATION”** y **“CROSCORRELATION”**. En el bloque de **“AUTOCORRELATION”** basta con ingresar el vector que contiene toda la información a tratar mientras que el bloque **“CROSCORRELATION”** si requiere de ambos vectores, el vector con los datos a tratar y el vector con la secuencia de entrenamiento.

Ambos bloques al realizar las operaciones indicadas generan arreglos que cuentan con un tamaño mayor a los arreglos que ingresaron. Es por este motivo que se vuelve a eliminar o quitar los elementos que se generaron en exceso al momento de las operaciones para tener como resultado arreglos con el tamaño especificado por la Longitud del ecualizador.

Una vez que se obtienen estos vectores se requiere de invertir los arreglos con la ayuda del bloque **“REVERSE_1D_ARRAY”** porque la información que generan los bloques **“AUTOCORRELATION”** y **“CROSCORRELATION”** se ordena desde índices mayores a índices menores mientras para el proyecto se requiere que esté todo ordenado desde índice menor a índice menor.

Estas últimas modificaciones a los arreglos permiten que los mismos puedan recién pasar al siguiente o los siguientes bloques que conforman el ecualizador de canal.

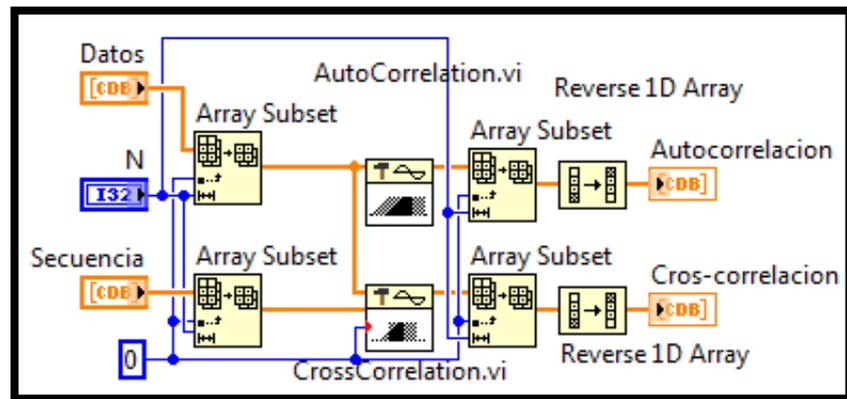


Fig. 3.8. Diagrama de bloques del AUTOCROS.VI

La figura 3.9 muestra como el vector de autocorrelación que forma el bloque **“AUTOCROS”** pasa al bloque **“TOEPLITZ.VI”** como primera fila y como primera columna que conformarán a la matriz Toeplitz que se usará para encontrar los coeficientes del ecualizador.

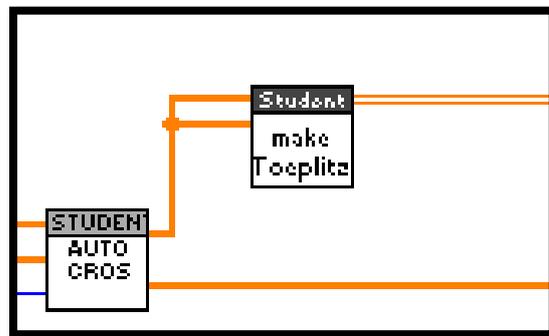


Fig. 3.9. Ingreso de los parámetros para matriz Toeplitz

La matriz Toeplitz se conforma cada fila por los elementos de la fila previa desplazados una posición debido a que la primera posición de la fila se conforma con un elemento nuevo.

Primero verificamos que los elementos ubicados en la primera posición de la columna y de la fila sean iguales. Para realizar esto extraemos los elementos ubicados en el índice 0 por medio del bloque **“INDEX_ARRAY”** y estos los comparamos con el bloque

“**EQUAL?**” que dirá si el resultado fue verdadero o falso, todo estos elementos se muestran en la figura 3.10.

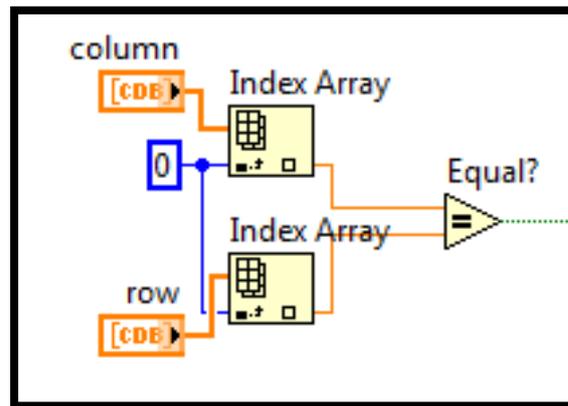


Fig. 3.10. Comparación de elementos

Para decidir qué hacer luego de la comparación emplearemos una estructura de control como el “**CASE_STRUCTURE**”. Dentro del “**CASE_STRUCTURE**” tendremos 2 casos: cuando la comparación sea verdadera y sea falsa.

Si el resultado fue falso se debe indicar que existe un error y para ese propósito se tiene el bloque “**ERROR_CLUSTER_FROM_ERROR_CODE**” que nos permite ingresar un código y un mensaje personalizado indicando que los elementos no coinciden además que la matriz no se genera ningún

dato. En la figura 3.11 se ilustra el uso del bloque de manejo de errores.

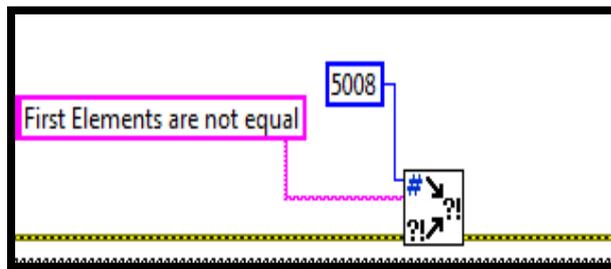


Fig. 3.11. Generación de mensaje de error

En caso que la comparación fue verdadera procederemos a formar la matriz. Como ya indicamos previamente, la matriz se irá formando fila por fila, por ello un lazo **“FOR”** se emplea para que en cada iteración se forme una fila. En la primera iteración se debe conservar la primera fila que es un dato de entrada del VI así que ella no sufrirá modificación alguna. Comparamos la iteración del lazo **“FOR”** con 0 que es el primer valor que toma y si es verdadero se inserta la primera fila. Para las siguientes iteraciones se seguirá haciendo la misma comparación y como será falso se dejará pasar la nueva fila que se formará en el VI. Para permitir el paso de la información se usa el bloque **“SELECT”** que decide si deja pasar una de sus entradas dependiendo de un valor de verdad o falso.

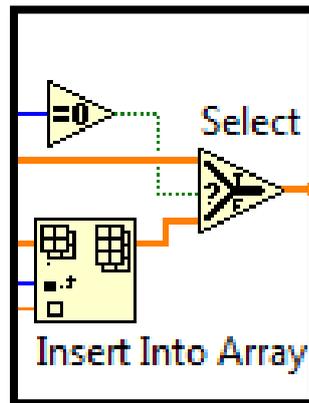


Fig. 3.12. Selección de la fila a dejar pasar

Para formar cada fila se usará las siguientes iteraciones del lazo **“FOR”**. El total de iteraciones a ejecutarse el lazo **“FOR”** viene dado por el tamaño de la primera columna.

Cuando se deja pasar una fila, se la acumula al final del lazo **“FOR”** para formar la matriz de dos dimensiones y además con un **“SHIFT REGISTER”** se permite tener a disposición la fila para la siguiente iteración.

Cuando se pasa a la siguiente iteración, se debe tomar la fila que se formó en la iteración previa a excepción del último elemento de la fila; para realizar este proceso de selección se utiliza el bloque **“ARRAY_SUBSET”**. Luego se extrae el elemento de la columna

que formará parte de la fila con el bloque **“INDEX_ARRAY”** y se procede a insertarlo al frente del resto de elementos de la fila con el bloque **“INSERT_INTO_ARRAY”**. El proceso se muestra en la figura 3.13

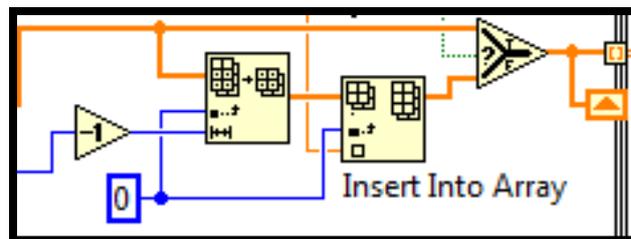


Fig. 3.13. Proceso de formación de la nueva fila

Este arreglo pasará al selector y luego saldrá del mismo para ingresar a la matriz y así también estar disponible para la siguiente iteración.

Todo este proceso o pasos se repetirán hasta llegar a la última fila cuando se ejecutará por última vez el lazo **“FOR”** y se obtendrá la matriz Toeplitz.

En la figura 3.14 se llega al bloque **“MMSE.VI”** en el cual se encuentra la implementación de la ecuación 2.26. Es en este

bloque que se obtiene el vector de coeficientes del ecualizador WIENER además que se calcula el error que genera este vector de coeficientes.

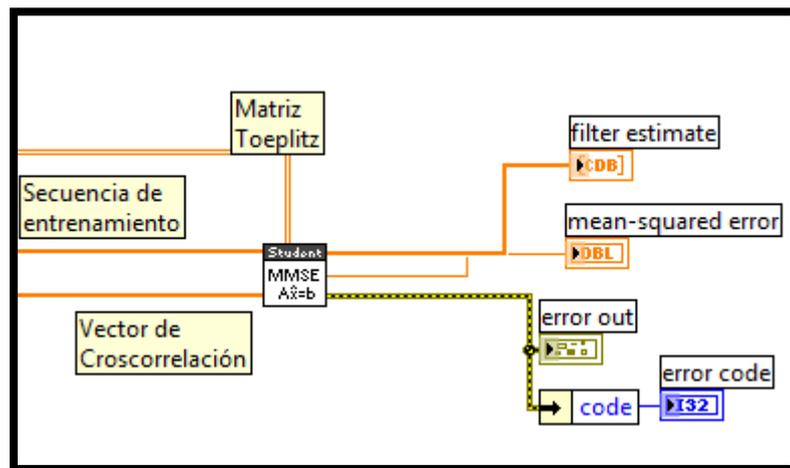


Fig. 3.14. Ingreso de parámetros al MMSE.VI

Dentro de **“MMSE.VI”** el primer bloque en operar es el **“INVERSE_MATRIX”** que obtiene la matriz inversa de la matriz que ingresa y de no ser posible genera un código de error para poder identificar que no se puede realizar la operación.

Luego que se obtiene la matriz inversa se multiplica la misma por el vector de cros-correlación que se obtuvo del bloque **“AUTOCROS”**. Para poder realizar la operación de multiplicación se utiliza el bloque **“AXB”**. El resultado de esta operación,

mostrada en la figura 3.15, es el vector de coeficientes estimados para el filtro Wiener.

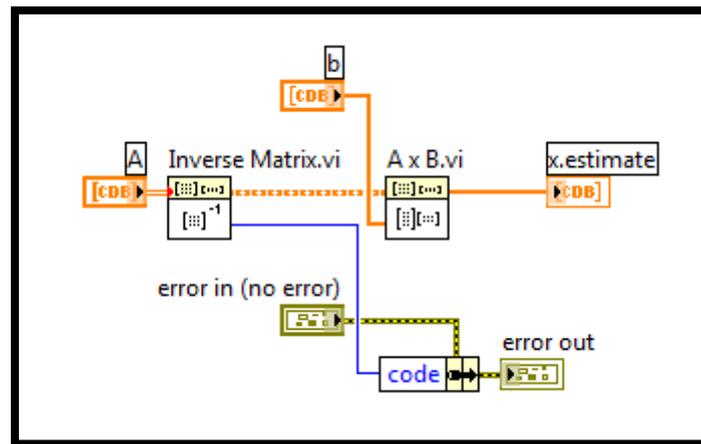


Fig. 3.15. Obtención del vector de coeficientes del ecualizador Wiener

Una vez obtenido el vector de coeficientes se procede a calcular el error cuadrático medio. Para poder hallar el error cuadrático medio hay que resolver la ecuación 2.29. En esta expresión vemos que el primer término corresponde al valor de la autocorrelación de la secuencia de entrenamiento evaluada cuando $\tau=0$. En la figura 3.16 se usa el bloque **"AUTOCORRELATION"** sobre la secuencia de entrenamiento, al resultado del bloque se lo pasa por el bloque **"ARRAY_SUBSET"** que nos permitirá eliminar datos innecesarios dejando solamente los datos de la autocorrelación evaluados entre $\tau=-N+1$ hasta $\tau=0$. Debido a que el dato que se requiere se

encuentra en la última posición del arreglo, invertimos el arreglo con el bloque **“REVERSE_1D_ARRAY”** y ahora extraemos el dato que se encuentra en la primera posición con ayuda del bloque **“INDEX_ARRAY”** especificando que el elemento se encuentra en el índice 0 del vector. Por último este dato que es un valor complejo lo pasamos a notación polar con el bloque **“COMPLEX_TO_POLAR”** para de aquí tomar la magnitud y poder proceder a evaluar el error cuadrático medio.

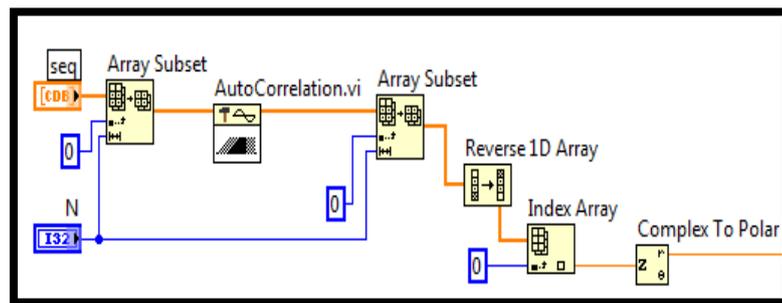


Fig. 3.16. Multiplicación de matrices y matriz inversa

El otro término de la expresión 2.29 lo obtenemos al multiplicar el vector de coeficientes del ecualizador que se estimó previamente con el vector de cros-correlación que ingresó al VI. En este caso la multiplicación no es una multiplicación normal sino que es el producto punto entre los 2 vectores mencionados. En la figura 3.17 se muestra que para realizar el producto punto se usa el bloque

“DOT_PRODUCT”. En esta oportunidad el resultado también es un valor complejo por lo que debemos pasar de nuevo este dato a notación polar con el bloque **“COMPLEX_TO_POLAR”** para de aquí tomar la magnitud y terminar de calcular el error cuadrático medio.

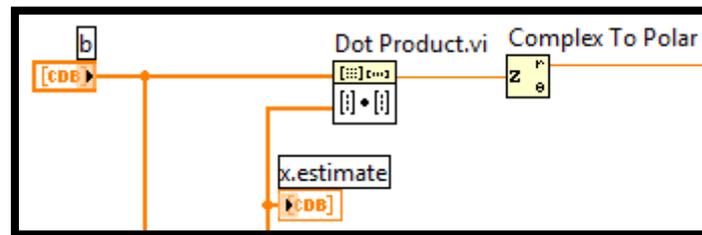


Fig. 3.17. Producto punto entre vectores y cálculo del error

Ya que se cuenta con los 2 términos se procede a efectuar el cálculo del error cuadrático medio que se hace al restar ambos valores. La figura 3.18 muestra que para realizar la resta usamos el bloque **“SUBTRACT”** y el resultado es el error cuadrático medio

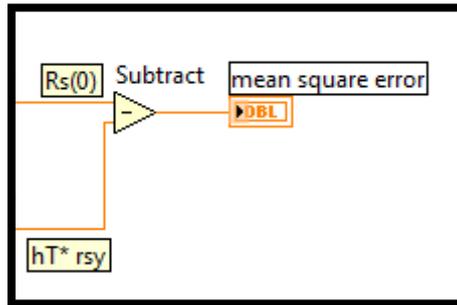


Fig. 3.18. Cálculo del error cuadrático medio

3.2 ECUALIZADOR ZERO-FORCING

En este punto se describe el algoritmo y el desarrollo del filtro ZF dentro del programa LABVIEW.

3.2.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO

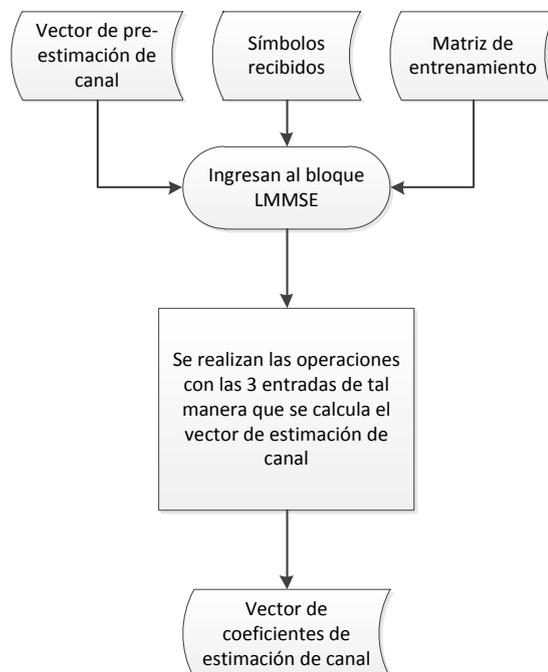


Fig. 3.19. Diagrama de flujo del bloque LMMSE

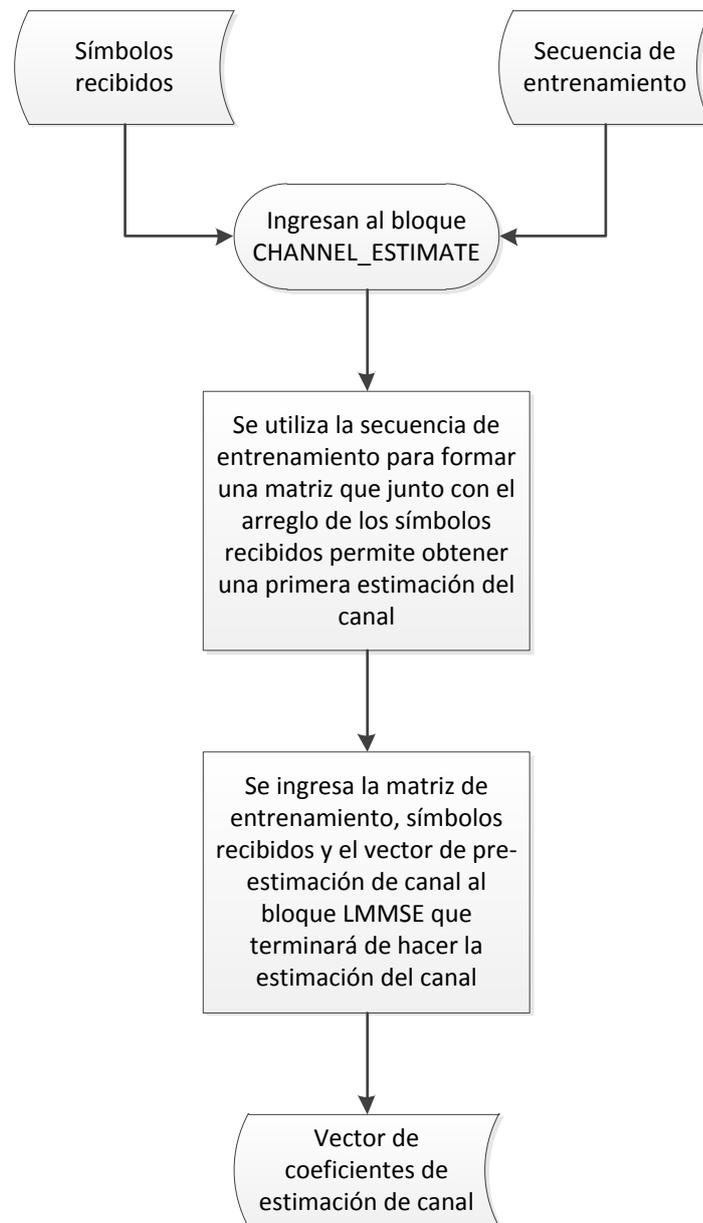


Fig. 3.20. Diagrama de flujo del bloque CHANNEL_ESTIMATE

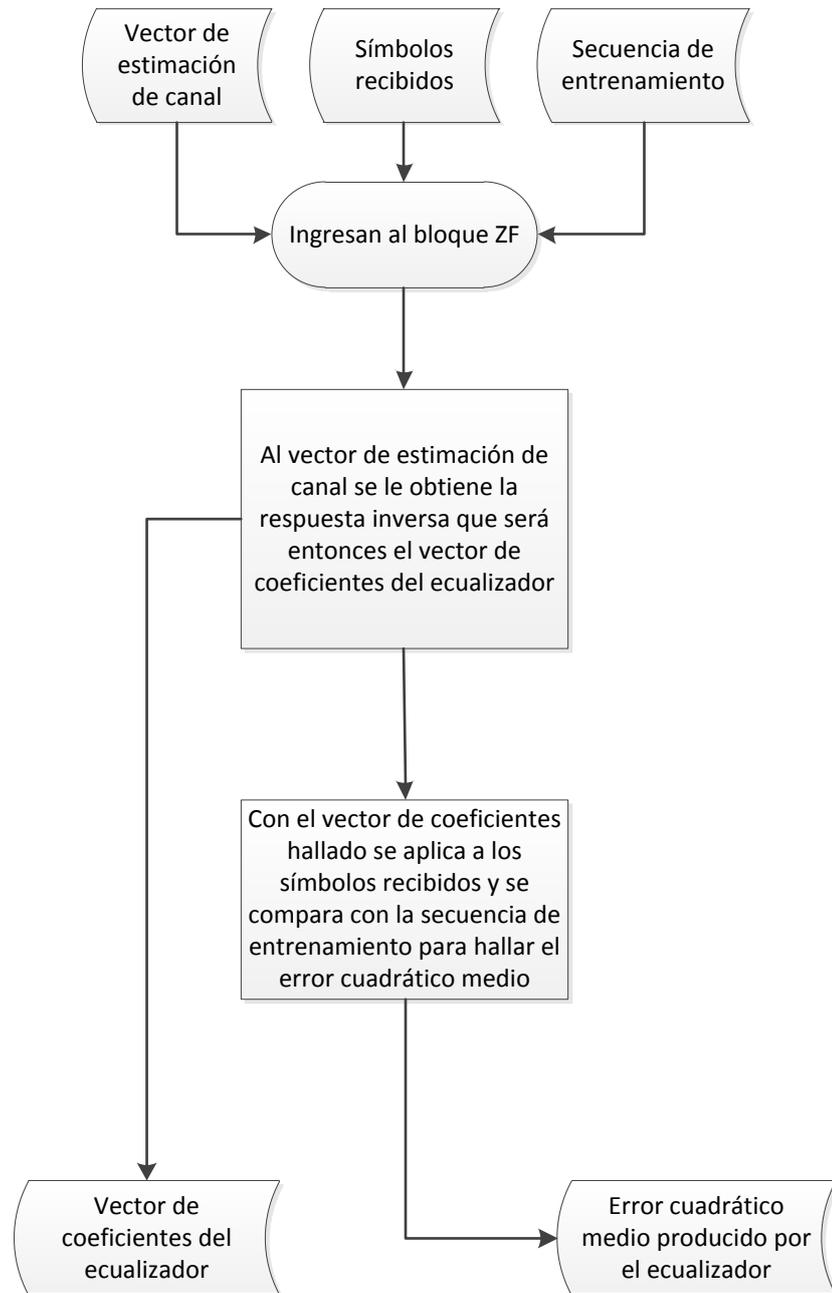


Fig. 3.21. Diagrama de flujo del bloque ZF

3.2.2 ALGORITMO ZERO-FORCING EN LABVIEW

En esta sección se procede a describir el algoritmo involucrado en cada uno de los VI's que forman el ecualizador ZF.

3.2.2.1 CHANNEL_ESTIMATE.VI

- El filtro ZF requiere de una respuesta del canal o conocer parámetros del canal para poder estimar el mismo y llegar a obtener el vector de coeficientes que conforman el ecualizador.
- Se reciben los datos o información a trabajar junto con la secuencia de entrenamiento y el tamaño o longitud del vector de coeficientes que representará el canal.
- La secuencia de entrenamiento pasará por un proceso de formación de una matriz de entrenamiento que ingresará a LMMSE.VI para poder realizar la estimación del canal.
- De los datos o información recibida se obtiene una parte o segmento que también se requiere como entrada en el bloque LMMSE.
- Una vez que el bloque LMMSE ejecuta su operación obtenemos la estimación del canal o respuesta del canal que básicamente es un vector con distintos

coeficientes que representan al canal. Este vector de respuesta de canal ingresará a ZF.VI donde se obtiene el ecualizador.

3.2.2.2 LMMSE.VI

- Se recibe la matriz de entrenamiento que se formó en el bloque CHANNEL_ESTIMATE.
- A la matriz de entrenamiento se le calcula la transpuesta conjugada y se multiplican ambas matrices, la matriz de entrenamiento original y la matriz transpuesta conjugada que se calculó.
- La matriz resultado de la multiplicación se la suma a una matriz diagonal que denota o expresa la matriz de covarianza del canal.
- A la matriz, resultado de la suma, se le obtiene la matriz inversa y se multiplica con la matriz transpuesta conjugada del paso 2.
- Por último se multiplica el resultado del paso 4 con un vector de información que se recibió del bloque CHANNEL_ESTIMATE. Esta operación final brinda el vector de estimación de canal que luego será utilizado por el bloque ZF.

3.2.2.3 ZF.VI

- Este bloque recibe el vector de estimación de canal que se obtiene con CHANNEL_ESTIMATE.VI.
- Al vector de estimación de canal que se encuentra en el dominio del tiempo se lo lleva al dominio de la frecuencia con la transformada rápida de Fourier.
- En el dominio de la frecuencia se obtiene el inverso de todo este vector. Esta inversión es en realidad el vector de coeficientes del ecualizador.
- Como todo el sistema se lo trabaja en el dominio del tiempo se saca la transformada inversa rápida de Fourier llevando así al ecualizador de frecuencia a tiempo.
- Una vez obtenido el vector de coeficientes del filtro o ecualizador se calcula el valor de error cuadrático medio.

3.2.3 DESARROLLO DEL PROGRAMA EN LABVIEW

En ésta parte mostraremos la programación utilizada para la mejor estimación de los coeficientes del filtro con la descripción de los bloques a continuación:

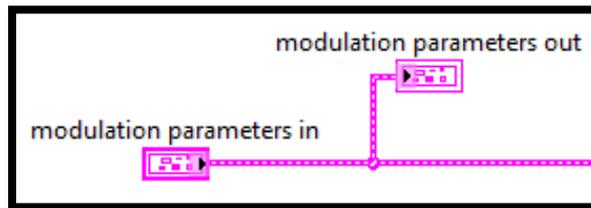


Fig. 3.22. Clúster con los parámetros de modulación

En la figura 3.22 se muestra el clúster que contiene todos los parámetros necesarios de la modulación a utilizar, de los cuales requerimos extraer sólo 2 parámetros: Longitud del canal y la secuencia de entrenamiento. Para extraer estos parámetros del clúster usamos el bloque ***“UNBUNDLE_BY_NAME”*** que se presenta en la figura 3.23.



Fig. 3.23. Bloque Unbundle By Name

Se usa los dos parámetros obtenidos con la ayuda del bloque ***“UNBUNDLE_BY_NAME”*** para conformar la matriz de entrenamiento. La matriz de entrenamiento es una matriz Toeplitz conformada con los elementos tomados de la secuencia de entrenamiento. El tamaño de cada fila lo define el parámetro

Longitud de canal y el número de filas depende del número de elementos que conforman la secuencia de entrenamiento. En la figura 3.24 se muestra como formar la matriz. Se utiliza un lazo “**FOR**” para la construcción de la matriz. Dentro del lazo “**FOR**” se utiliza el bloque “**ARRAY_SUBSET**” donde el índice desde donde se empieza a tomar los elementos varía en cada iteración pero el tamaño si es fijo e igual a la longitud del canal. En la iteración que se está ejecutando se obtiene un sub-arreglo o fila de la matriz. Esta sub-arreglo se lo invierte con la ayuda del bloque “**REVERSE_1D_ARRAY**” y se lo acumula con el mismo lazo “**FOR**”. Una vez terminadas todas las iteraciones del lazo de control se obtiene una matriz de 2 dimensiones que se conoce como matriz de entrenamiento.

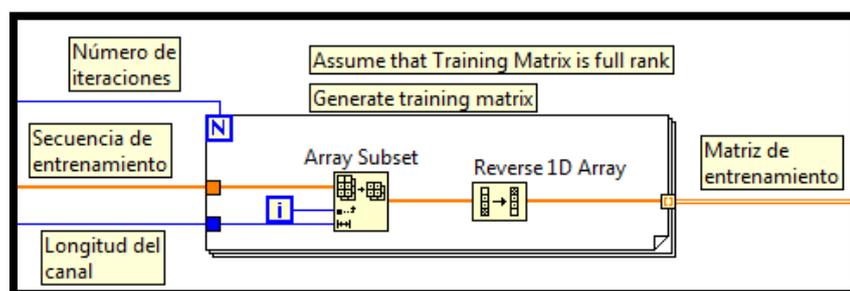


Fig. 3.24. Generación de la matriz de entrenamiento

Mientras se genera la matriz de entrenamiento se procede a obtener una parte de los símbolos recibidos. Este sub-arreglo que se extrae de todo el arreglo de símbolos recibidos permitirá junto con la matriz de entrenamiento poder estimar los coeficientes del canal. En la figura 3.25 se utiliza el bloque “**ARRAY_SUBSET**” para extraer el sub-arreglo, donde el tamaño del arreglo queda determinado por el mismo número de iteraciones que debe realizar el lazo “**FOR**” en la formación de la matriz de entrenamiento.

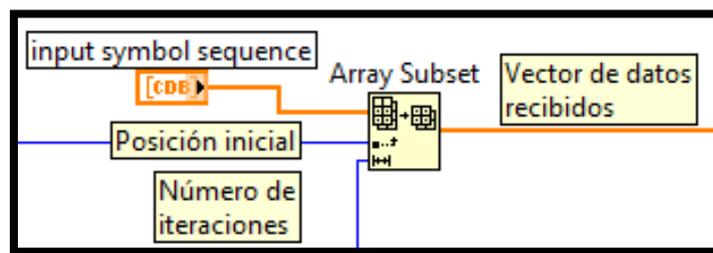


Fig. 3.25. Formación de vector de datos recibidos

Luego que se han obtenido el vector de datos recibidos y la matriz de entrenamiento se ingresan los mismos al bloque “**LMMSE**” que hará el cálculo o la estimación de los coeficientes que representan al canal por el cual se envió la información.

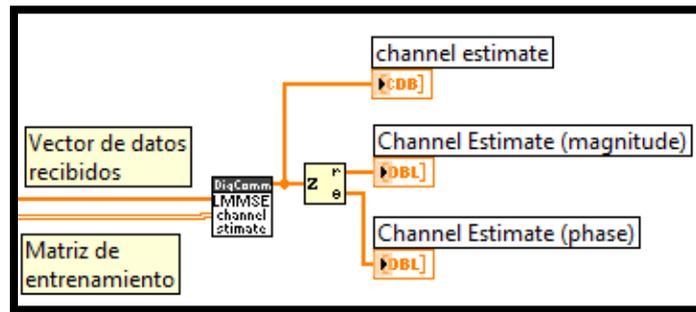


Fig. 3.26. Ingreso de los datos al LMMSE.VI para la estimación de canal

Dentro del bloque **“LMMSE”** se resuelve la ecuación 2.18. Se empieza por obtener la matriz hermitiana (transpuesta conjugada porque los elementos son valores complejos) de la matriz de entrenamiento. Esta operación está a cargo del bloque **“TRANSPOSE_MATRIX”**.

Como paso siguiente se multiplican la matriz de entrenamiento con la matriz hermitiana que se obtuvo con la ayuda del **“AxB.VI”**. La figura 3.27 muestra como estos VI's realizan las operaciones de matrices de manera sencilla.

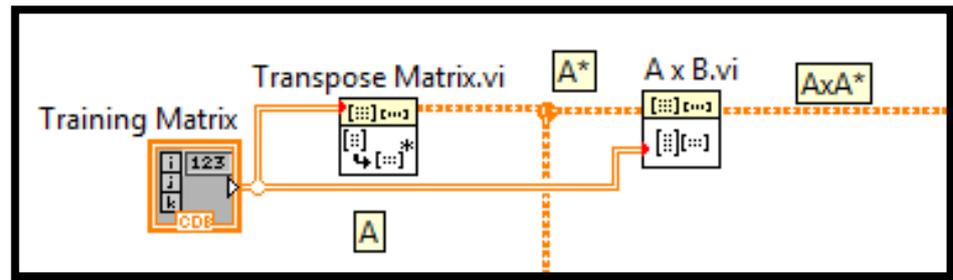


Fig. 3.27. Multiplicación de matrices

La figura 3.28 ilustra como a la matriz resultante de la multiplicación se le suma o añade una matriz de características especiales. Esta matriz es una matriz diagonal donde los elementos que conforman la diagonal son la unidad multiplicados por un factor β que depende de la modulación empleada (β tiene el valor de 1 cuando se emplea QPSK como esquema de modulación), y divididos para el SNR del sistema (el valor de SNR se lo tomó del SNR promedio medido con el ecualizador Wiener). Para formar la matriz contamos con el bloque **“CREATE_SPECIAL_MATRIX”** donde se define que la matriz será la matriz identidad. Luego basta con multiplicar por β y dividir para SNR que son valores constantes que se definen en este caso.

Para que la matriz que se está conformando no difiera de tamaño con las matrices trabajando en todo el VI se crea o genera la matriz con el mismo número de filas que tiene la matriz resultante de la multiplicación previa (denotada como $Ax A^*$). Para obtener cuantas filas y columnas tiene la matriz se usa el **“MATRIX_SIZE.VI”**.

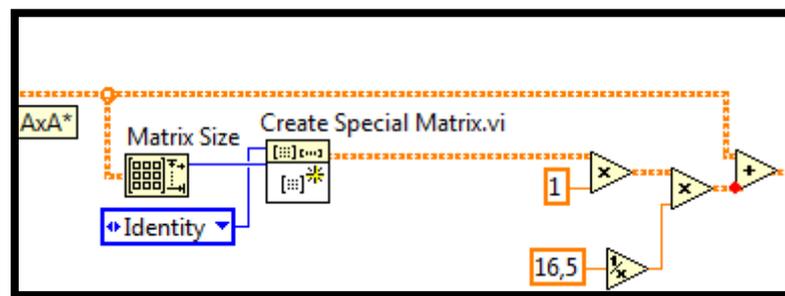


Fig. 3.28. Generación de matriz con características especiales y suma con la matriz $Ax A^*$

Luego que se realiza la suma de ambas matrices se obtiene el inverso de esta única matriz con ayuda del bloque **“INVERSE_MATRIX”**. Después de la inversión de matriz se multiplica por la matriz hermitiana (A^*) obtenida a la entrada de todo el bloque. Como última operación se multiplica la matriz por el vector de datos recibidos llegando así a obtener como respuesta el

vector de estimación de canal o de respuesta del canal por el cual se transmite la información, como se observa en la figura 3.29.

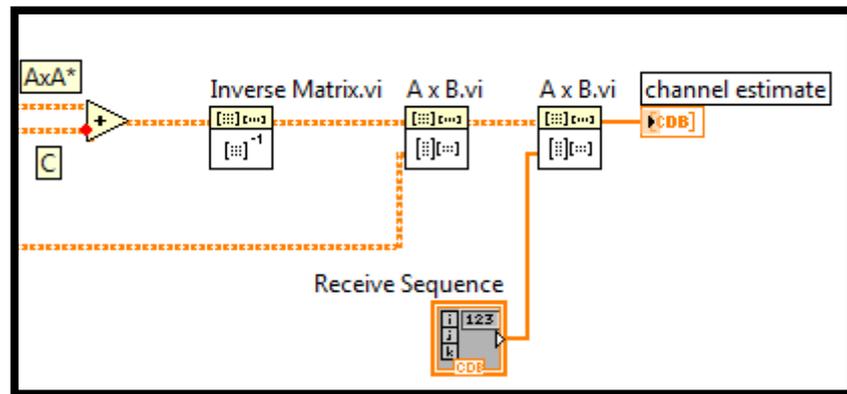


Fig. 3.29. Operaciones para obtener el vector de estimación de canal

A partir del vector de estimación de canal que se calculó, se puede hallar el vector de coeficientes del ecualizador. Este vector se lo obtiene dentro del bloque “**ZF.VI**”. El contenido del VI se muestra en la figura 3.30. Se toma el vector de estimación de canal y se lo lleva al dominio de la frecuencia con el “**FFT.VI**”, ya en el dominio de la frecuencia basta con invertir el vector para obtener con esto el ecualizador o el vector de coeficientes del filtro. Debido a que aún está en el dominio de la frecuencia se debe regresar al dominio del tiempo y para esto se emplea el bloque “**INVERSE_FFT**”. De esta manera se obtiene el vector de coeficientes del filtro Zero Forcing.

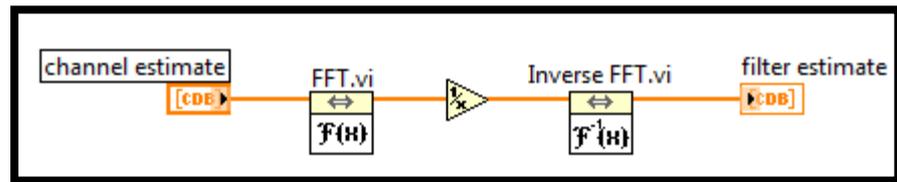


Fig. 3.30. Obtención del vector de coeficientes del ecualizador

En la figura 3.31 se realizan las operaciones finales del bloque. Ya que se conoce el vector de coeficientes del ecualizador se realiza el cálculo del error cuadrático medio. En esta operación se toma el vector con los datos y se convoluciona con el vector de coeficientes del filtro con ayuda del **“CONVOLUTION.VI”**. Del resultado de la convolución se obtiene un sub-arreglo que debe tener la misma dimensión de la secuencia de entrenamiento que será empleada como señal de referencia, y por tanto permitirá determinar o calcular el error del ecualizador. Para hacer coincidir los tamaños de la secuencia de entrenamiento y del sub-arreglo, con la ayuda del bloque **“ARRAY_SUBSET”** procedemos a extraer el sub-arreglo donde la dimensión la conseguimos con el bloque **“ARRAY_SIZE”**. Una vez que contamos con el sub-arreglo y la secuencia de entrenamiento se resta ambos vectores para luego obtener la magnitud de todas las posiciones en el vector. El resultado de la resta era un vector de valores complejos. Obtenemos la magnitud con el bloque **“COMPLEX_TO_POLAR”**.

A la magnitud de cada valor se lo eleva al cuadrado y como último paso se realiza una suma de todos los valores para obtener el valor del error.

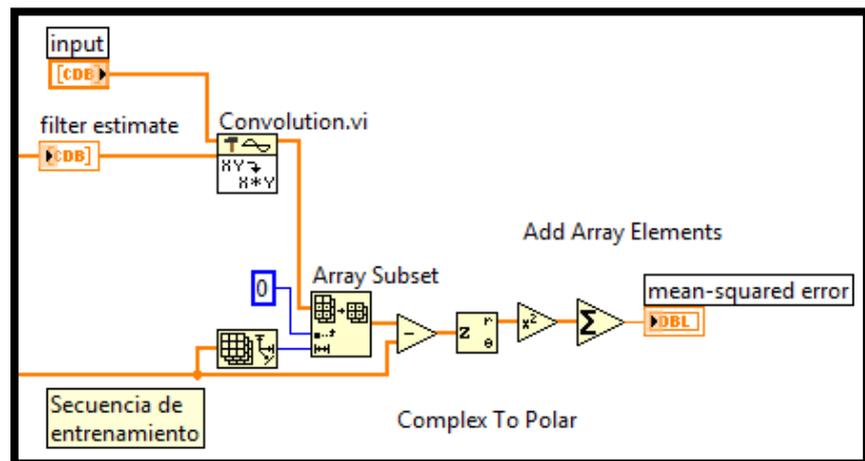


Fig. 3.31. Cálculo del error cuadrático medio del ecualizador Zero-Forcing

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS Y RESULTADOS

En este capítulo se procede a exponer los resultados obtenidos al emplear los ecualizadores desarrollados en el sistema inalámbrico de única portadora.

Se muestra en primera instancia como es el funcionamiento del sistema si no se emplea ecualizadores, luego se incorpora los filtros para observar los cambios que ocurren sobre el sistema y finalmente se aprecian gráficas de BER vs SNR de los ecualizadores aplicados en cada canal.

4.1 PARÁMETROS A CONFIGURAR EN SIMULACIÓN Y PRUEBAS CON LOS EQUIPOS.

Para poner a prueba los ecualizadores implementados se deben configurar algunos parámetros del sistema previo a darle paso al funcionamiento de los equipos.

En el receptor se deben configurar los datos que se muestran en la figura 4.1 mientras en el transmisor los parámetros de la figura 4.2.

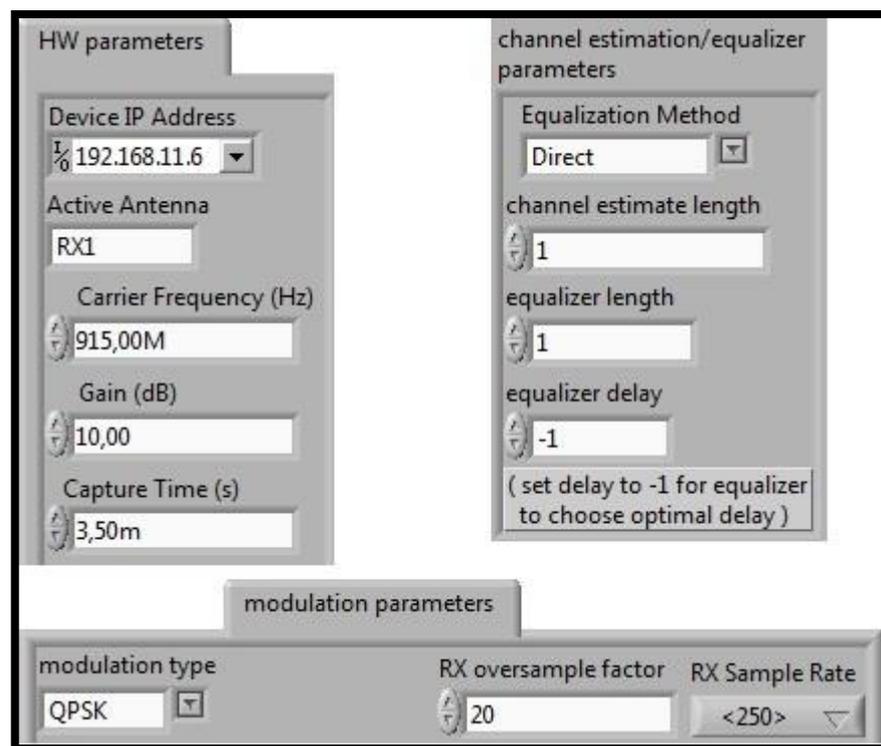


Fig. 4.1. Parámetros a configurar en el receptor del sistema

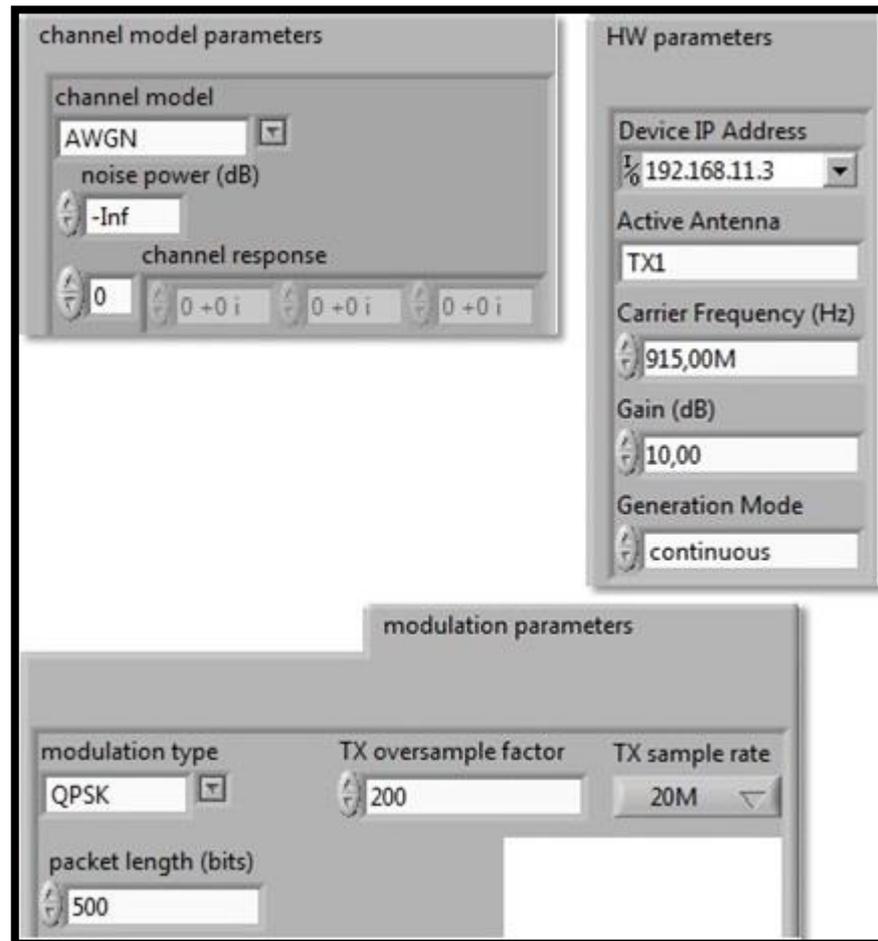


Fig. 4.2. Parámetros a configurar en el transmisor del sistema

En la figura 4.1 se pueden observar los datos a configurar en el receptor. Los equipos se ubican dentro de una red, por tanto para identificar a cada uno dentro de la red se utiliza direcciones IP. La dirección IP del equipo que haga la función de receptor no deberá ser la misma que tiene el transmisor debiendo permanecer cada equipo con una dirección única. También se debe especificar por cuál de las entradas se tomará la información del aire, a que frecuencia se debe buscar o sintonizar la

señal, la ganancia de la antena y un dato que corresponde únicamente al receptor como el tiempo de captura. Este valor le indica al equipo cada cuanto tiempo deberá realizar una nueva captura de la señal en el medio.

Además encontramos parámetros que definen el ecualizador de canal (WIENER, ZF) a emplear por parte del receptor, la longitud del ecualizador (tamaño del vector de coeficientes del filtro) y la longitud de la estimación de canal (tamaño del vector de coeficientes de la respuesta de canal), y datos como que tipo de modulación se emplea y que debe concordar tanto en el transmisor como en el receptor.

En la figura 4.2 se configura la dirección IP del USRP que funcionará como transmisor, se especifica por cuál de las salidas del equipo se radiará la señal, la frecuencia a la cual se va a transmitir, la ganancia de la antena y una generación continua de la información. Es decir que se configura toda la interfaz del equipo con el programa.

Entre los valores que se relacionan con el sistema se debe especificar el tipo de modulación a emplear (QPSK será el esquema de modulación que se empleará en el proyecto), la cantidad de bits a transmitir y parámetros del canal de comunicación como el tipo de canal a emplear

(AWGN, ISI, RAYLEIGH) que incorpora efectos a la información a transmitir (Cada uno de los canales se explica en la sección 4.1.1). Por tanto en el lado del receptor se recibirá la señal con perturbaciones propias del cada canal inalámbrico que se está utilizando además de cualquiera de los canales seleccionados.

4.1.1 CONFIGURACIÓN DE LOS CANALES

En el sistema hay la posibilidad de escoger entre 3 diferentes canales que son: AWGN, ISI y RAYLEIGH. Cualquiera de estos canales puede ser seleccionado en el panel frontal del transmisor del sistema y permite añadir las características propias de cada canal.

El canal “**AWGN**” permite introducir ruido aditivo gaussiano a la señal que vayamos a transmitir y es por ello que junto con la selección del canal el parámetro a emplear será el “**NOISE POWER**” que permite variar el nivel de ruido a trabajar.

El canal “**RAYLEIGH**” permite representar múltiples caminos que presentan desvanecimiento Rayleigh, y por los cuales viajará la información en conjunto con la atenuación promedio de cada

camino, esta información se encuentra ya definida como un parámetro constante dentro del bloque que implementa el canal. En este canal también usa el parámetro **“NOISE POWER”** que permite variar el nivel de ruido a trabajar.

El canal **“ISI”** requiere que se haga uso del parámetro **“CHANNEL RESPONSE”** para su funcionamiento. Con los datos que se incorporan ahí se representa caminos de propagación que afectan a la información a transmitir sin variaciones aleatorias como lo hace el canal Rayleigh pero retrasando la información de manera suficiente para provocar ISI y de allí su nombre. En este canal también usa el parámetro **“NOISE POWER”** que permite variar el nivel de ruido a trabajar.

4.2 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA SIN ECUALIZACIÓN

Como ya se mencionó en el capítulo 2, un ecualizador es uno de los métodos que se puede emplear en un sistema digital para eliminar los fenómenos que agrega el canal a la información y entre esos fenómenos encontramos la interferencia intersimbólica y niveles de ruido. En las figuras 4.3, 4.4 y 4.5 se puede observar la constelación de símbolos que llegan al bloque de demodulación del sistema y no se ha aplicado ningún método de eliminación del ISI o ruido. Cada figura corresponde a la

constelación de una modulación QPSK enviada con características de canal AWGN, ISI y RAYLEIGH respectivamente.

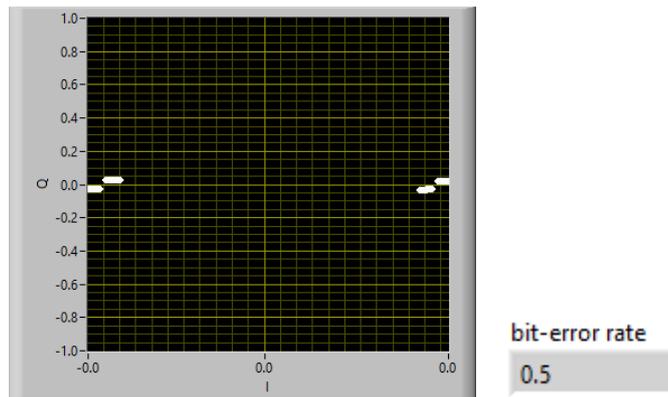


Fig. 4.3. Constelación al final del sistema con un canal AWGN

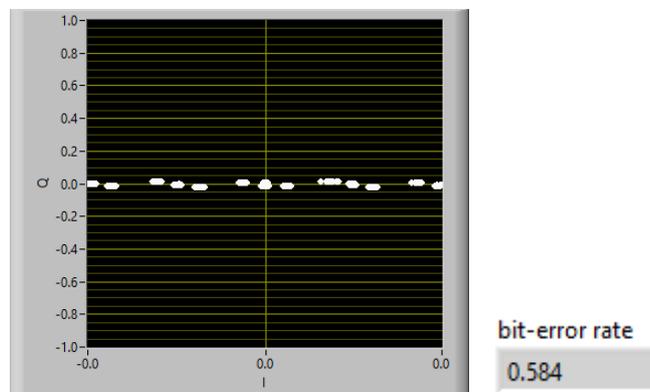


Fig. 4.4. Constelación al final del sistema con un canal ISI

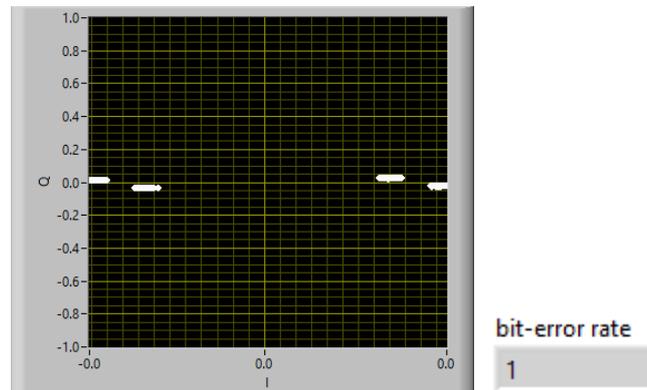


Fig. 4.5. Constelación al final del sistema con un canal RAYLEIGH

Además de obtener la gráfica correspondiente a la situación descrita se calcula el BER luego que se demodula cada uno de los símbolos. Con el valor de BER en conjunto con las figuras podemos darnos cuenta claramente que se requiere eliminar los efectos no deseados incorporados por el canal porque de no hacerlo más de la mitad de la información que se transmite llegará con error al final del sistema.

En las gráficas 4.6, 4.7 y 4.8 podemos apreciar la respuesta al impulso del canal Rayleigh además de su respuesta en frecuencia tanto cuando existe frequency selective fading y cuando hay flat fading.

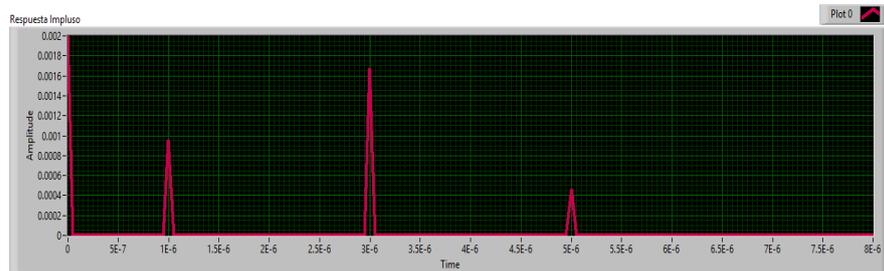


Fig. 4.6. Respuesta en el Tiempo del Canal Rayleigh

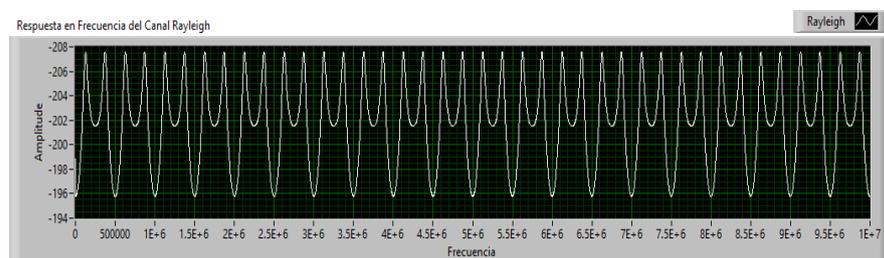


Fig. 4.7. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh

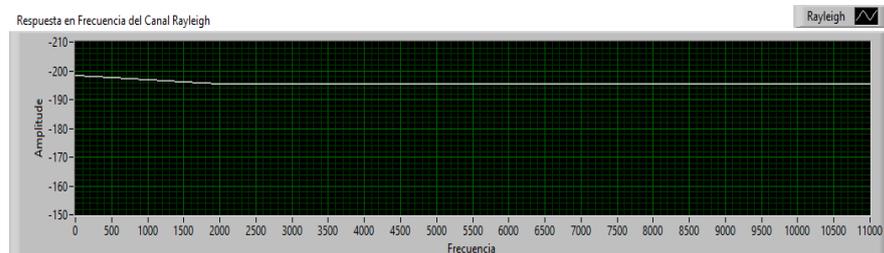


Fig. 4.8. Respuesta en Frecuencia del Canal Rayleigh con Flat Fading

En la figura 4.9 se especifica los vectores que utilizará el canal ISI para su funcionamiento o representación de caminos. En la figura 4.10 se encuentra la representación en magnitud y fase de cada vector. En la figura 4.11 se puede observar la magnitud y retraso de cada trayectoria especificada por la respuesta impulso del canal. En la figura 4.12 se

puede observar que, a diferencia del canal Rayleigh, no existe fading en el canal ISI.

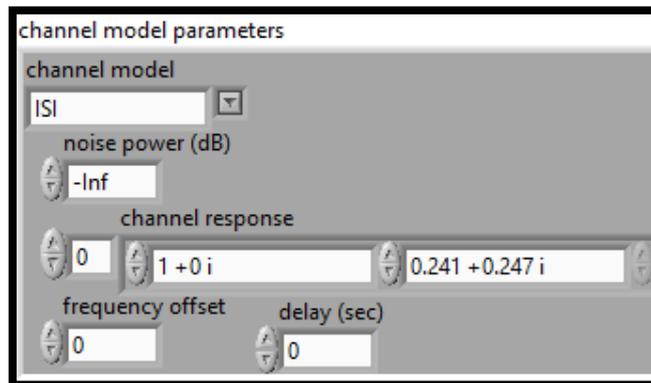


Fig. 4.9. Parámetros del Canal ISI

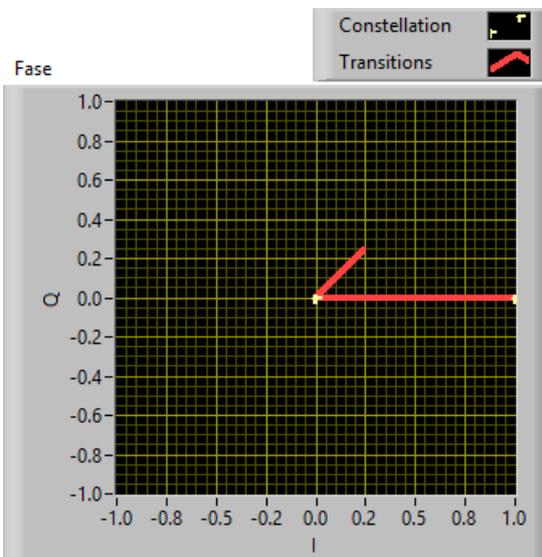


Fig. 4.10. Magnitud y Fase de la Respuesta del Canal ISI

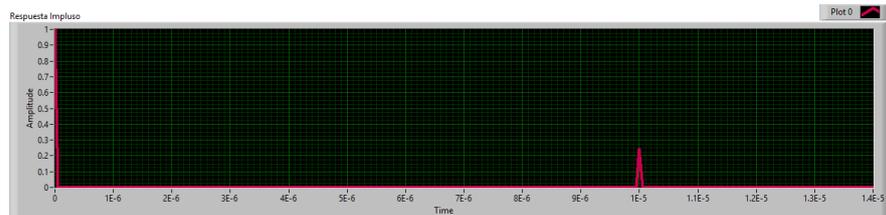


Fig. 4.11. Respuesta Impulso del Canal ISI

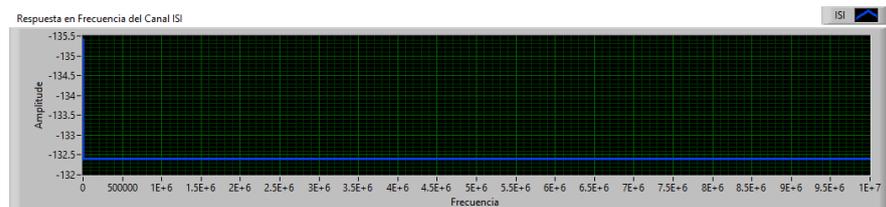


Fig. 4.12. Respuesta en Frecuencia del Canal ISI

4.3 RESPUESTA DE LOS ECUALIZADORES A DIFERENTES TIPOS DE CANALES.

Luego de observar y medir los problemas que se tienen en el sistema de comunicación sino se elimina los efectos del canal procedemos a ubicar el bloque de ecualización en el receptor para ver qué efecto produce la inserción del mismo. De nuevo a la información se le añaden características de canales AWGN, ISI y RAYLEIGH más las características del medio inalámbrico que resultan desconocidas.

4.3.1 CANAL AWGN

En la figura 4.13 se aprecia que ambos filtros o ecualizadores empleados en el proyecto logran mejorar la respuesta final del

sistema cuando se tienen características de canal AWGN. Al aplicar cualquiera de los dos ecualizadores la constelación mejora de manera considerable si comparamos esta imagen con la figura 4.3 donde aún no se aplicaba ecualizador alguno.

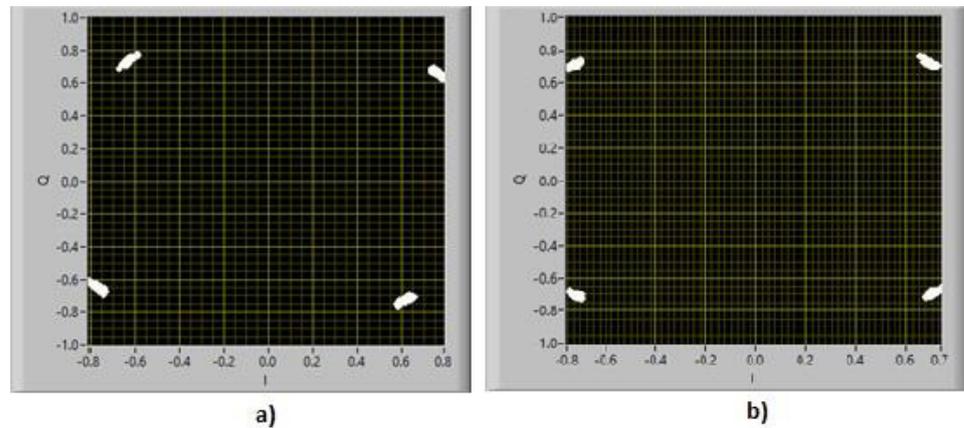


Fig. 4.13. a) Constelación recibida de un canal AWGN con ecualizador Wiener.
b) Constelación recibida de un canal AWGN con ecualizador ZF.

Como prueba de que cada filtro logra mejorar la respuesta del sistema y eliminar los efectos del canal AWGN en las figuras 4.14 y 4.15 se encuentra graficada la constelación y del diagrama del ojo antes y después del bloque de ecualización cuando el filtro seleccionado es el filtro Wiener.

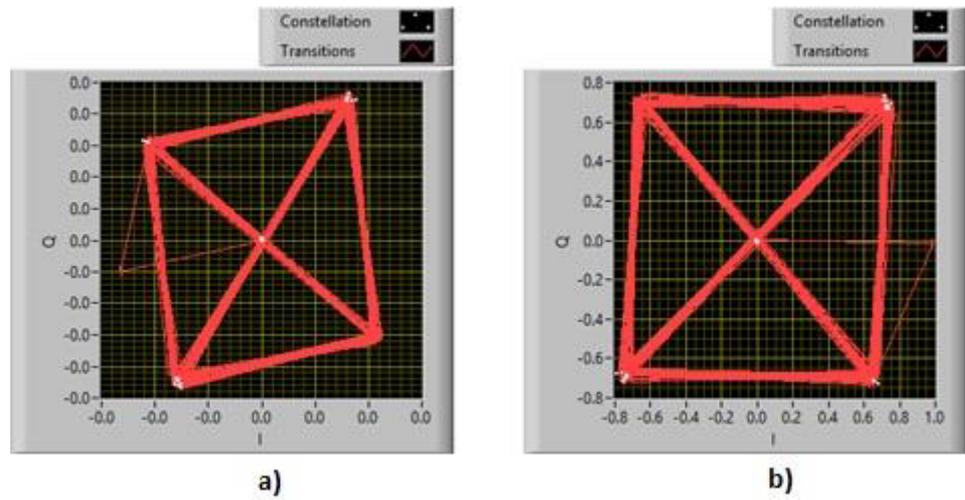


Fig. 4.14. a) Constelación previa a ecualización con filtro Wiener en canal AWGN. b) Constelación luego de ecualización con filtro Wiener en canal AWGN

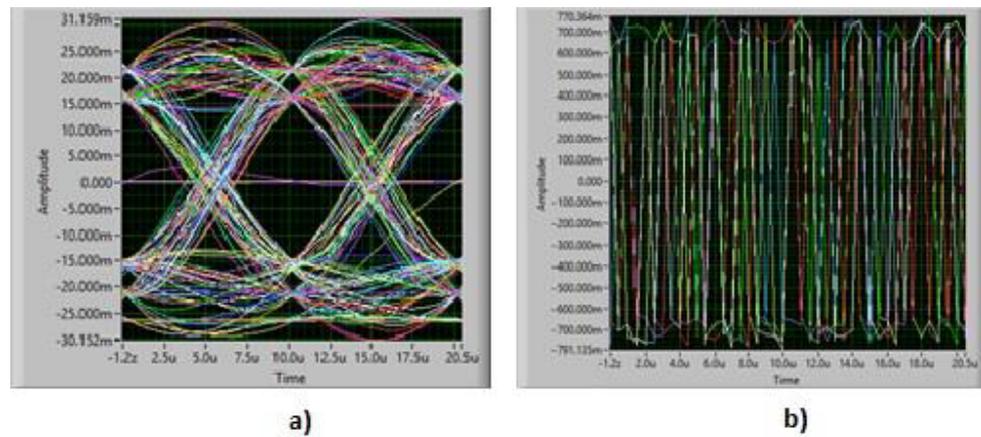


Fig. 4.15. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro Wiener en canal AWGN. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro Wiener en canal AWGN

Observando en ambas imágenes la situación “A” se puede notar que aunque el canal es AWGN y debe incluir únicamente niveles de ruido no se tiene nivel de ruido debido a que en esta primera situación no se ha ubicado ningún nivel de ruido pero si se puede apreciar que la constelación se encuentra “desfasada” o “rotada” y esto en consecuencia de las características del canal inalámbrico. En el diagrama de ojo se observa que existen varios problemas sobre la señal pero el de mayor importancia para el proyecto es la presencia de ISI.

En la situación “B” de esas mismas imágenes se nota el cambio que logra al aplicar el ecualizador. En cuanto a la constelación elimina el ángulo que ha afectado a la misma y por tanto ubicando la constelación de tal forma que los símbolos queden perfectamente definidos sobre un cuadrante y no exista error al demodular. En el diagrama de ojo se puede apreciar cómo se elimina casi en su totalidad el ISI que existía en la información.

En las figuras 4.16 y 4.17 que están a continuación, se tiene capturas o situaciones muy similares a las descritas para el filtro Wiener pero en esta ocasión se utiliza el filtro ZF y se mantiene la transmisión con un canal AWGN.

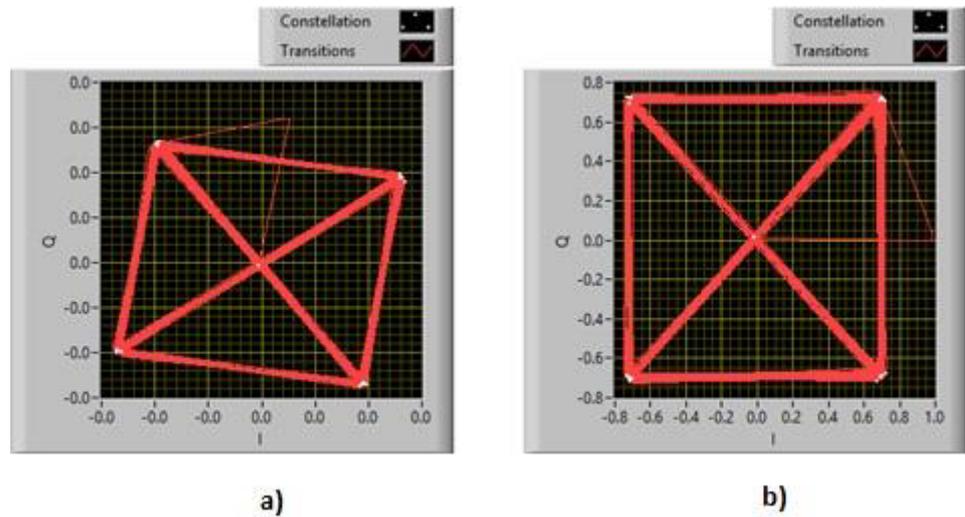


Fig. 4.16. a) Constelación previa a equalización con filtro ZF en canal AWGN. b) Constelación luego de equalización con filtro ZF en canal AWGN

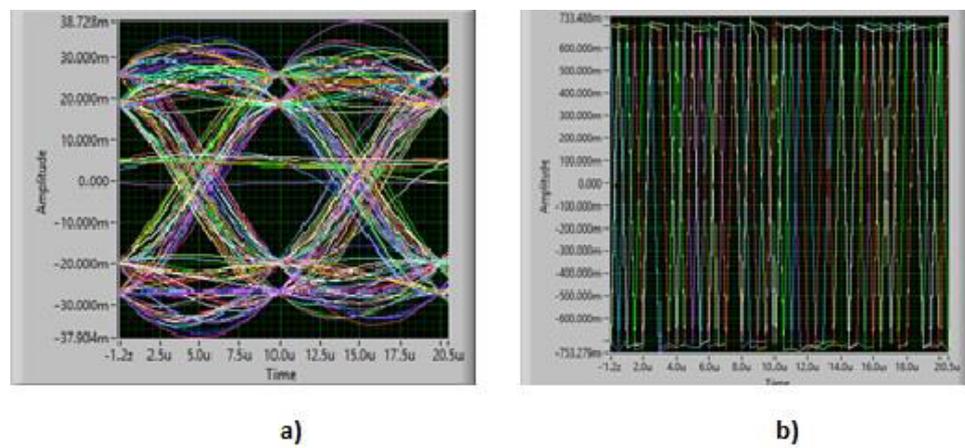


Fig. 4.17. a) Diagrama de ojo previo a equalización con filtro ZF en canal AWGN. b) Diagrama de ojo luego de equalización con filtro ZF en canal AWGN

4.3.2 CANAL ISI

Al igual que en la sección 4.3.1, en la figura 4.18 se aprecia que los ecualizadores desarrollados en este trabajo mejoran la respuesta final del sistema cuando se tienen características de canal ISI. Al aplicar cualquiera de los dos ecualizadores la constelación mejora de manera considerable si comparamos esta imagen con la figura 4.4 donde aún no se aplicaba ecualizador alguno.

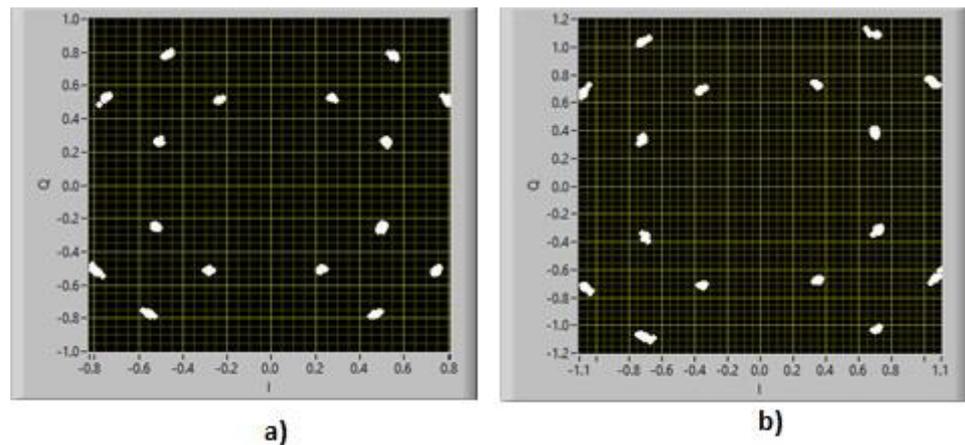


Fig. 4.18. a) Constelación recibida de un canal ISI con ecualizador Wiener. b) Constelación recibida de un canal ISI con ecualizador ZF.

Como se mencionó en el inicio de este capítulo, el canal ISI incorpora ruido además de desfase sobre los símbolos. Para poder incluir este canal en el sistema se debe cambiar los parámetros de la figura 4.2 en donde se debe escoger ISI en la

opción "CHANNEL MODEL" y colocar la respuesta de canal en el dato especificado como "CHANNEL RESPONSE". En esta prueba colocamos como respuesta de canal $h[0] = 1, h[1] = 0.35e^{j\pi/4}$ como se sugiere en [9].

En las imágenes 4.19 y 4.20 encontramos de nuevo la constelación y el diagrama de ojo previo a ingresar al ecualizador y la misma información a la salida del ecualizador que está empleando el algoritmo Wiener. En las figuras 4.21 y 4.22 encontramos exactamente la misma información pero con la diferencia que el algoritmo utilizado en el ecualizador fue el Zero-Forcing.

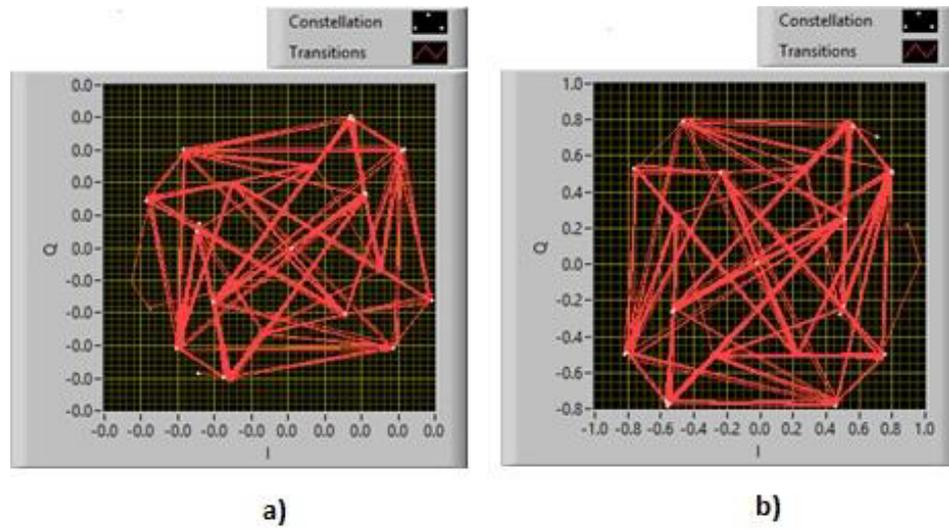


Fig. 4.19. a) Constelación previa a ecualización con filtro Wiener en canal ISI.
 b) Constelación luego de ecualización con filtro Wiener en canal ISI

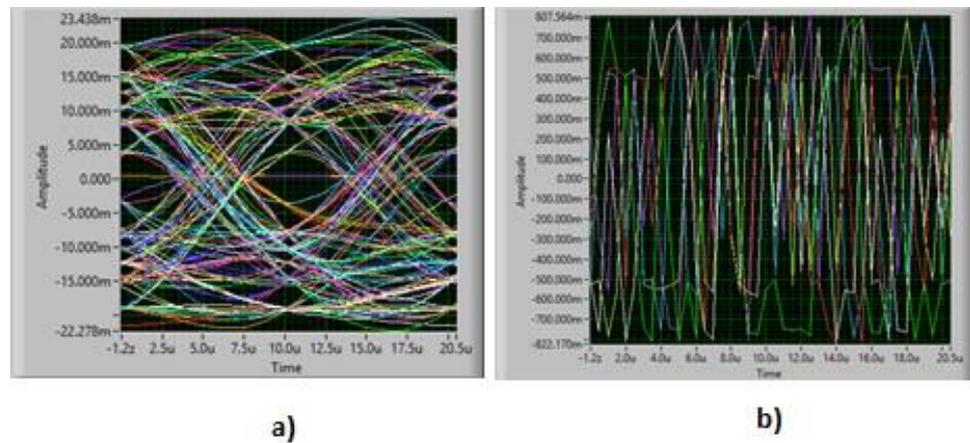


Fig. 4.20. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro Wiener en canal ISI.
 b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro Wiener en canal ISI

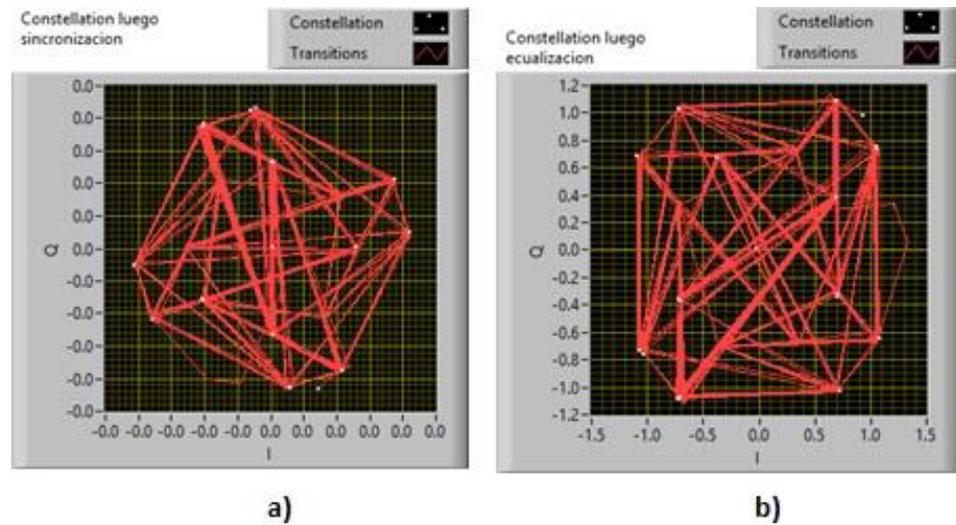


Fig. 4.21. a) Constelación previa a ecualización con filtro ZF en canal ISI. b) Constelación luego de ecualización con filtro ZF en canal ISI

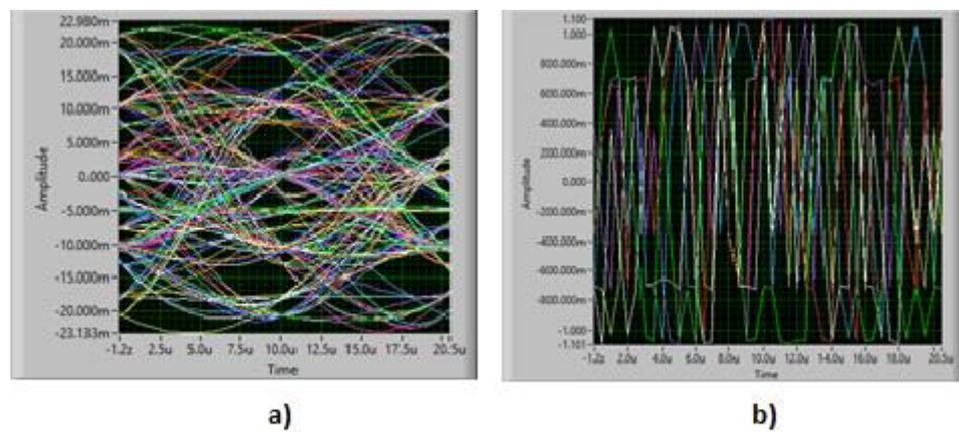


Fig. 4.22. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro ZF en canal ISI. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro ZF en canal ISI

Al observar los gráficos que corresponden a la información previa al filtro vemos que existe problemas en la constelación que se encuentra “rotada” y atenuada de tal manera que sería muy difícil tomar cualquier decisión sobre los símbolos en estas circunstancias además que el nivel de ISI se vuelve un caso severo en comparación a la situación que había en AWGN. Pero a pesar de todos estos problemas con los cuales se receptan los datos luego que se aplica el ecualizador, indistinto del algoritmo, se logra contrarrestar todos los efectos del canal existentes permitiendo que los símbolos recuperen su amplitud y fase con la que fueron transmitidos y de esta forma se elimina errores sobre los bits al final del sistema.

4.3.3 CANAL RAYLEIGH

En la figura 4.23 se observa la respuesta final del sistema cuando se tienen características de canal RAYLEIGH presentes en el procedimiento y se utiliza los ecualizadores Wiener y Zero-Forcing. Si comparamos esta imagen con la figura 4.5 podemos notar el gran cambio que se logra sobre la constelación al usar cualquiera de los ecualizadores.

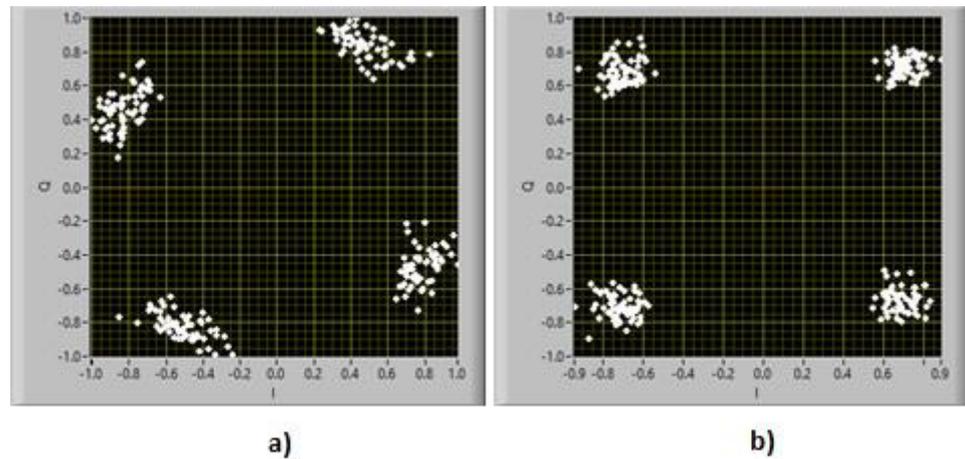


Fig. 4.23. a) Constelación recibida de un canal RAYLEIGH con ecualizador Wiener. b) Constelación recibida de un canal RAYLEIGH con ecualizador ZF.

Para incluir el canal RAYLEIGH en el funcionamiento del sistema con los equipos se debe configurar los parámetros de la figura 4.2 en donde se tiene que seleccionar RAYLEIGH en la opción “CHANNEL MODEL”. A diferencia de ISI, este modelo no requiere de respuesta de canal para poder ser aplicado al sistema pero si se necesita especificar los valores del “POWER DELAY PROFILE”, para este caso hemos tomado como referencia lo que se especifica en [19] para ambientes interiores.

Al igual que se ha hecho en los literales previos se cuenta con gráficas de la información antes de ingresar al bloque de ecualización y tomada a la salida del mismo bloque. Las figuras

4.24, 4.25, 4.26 y 4.27 representan estas capturas de los datos para el ecualizador Wiener y Zero-Forcing.

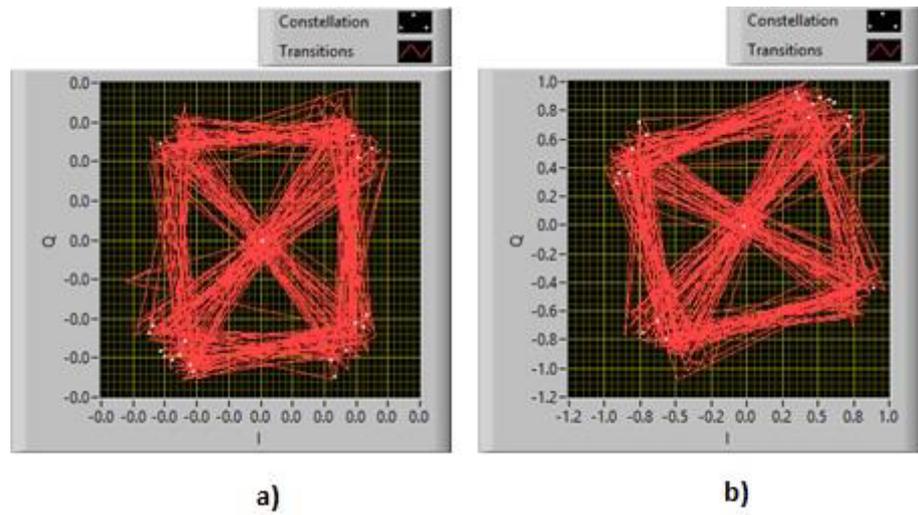


Fig. 4.24. a) Constelación previa a ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH. b) Constelación luego de ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH

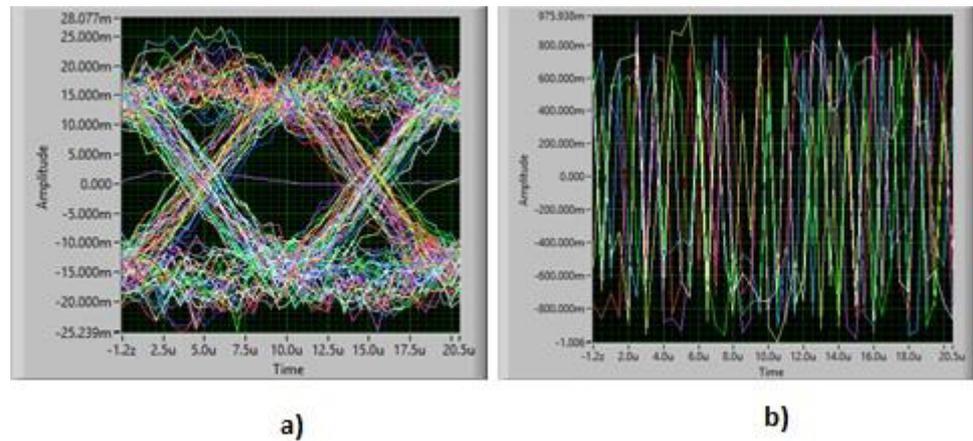


Fig. 4.25. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro Wiener en canal RAYLEIGH

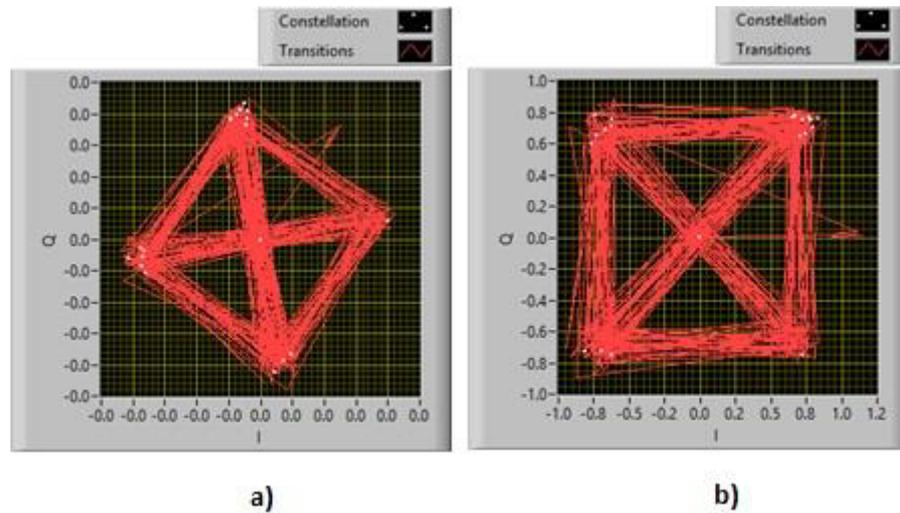


Fig. 4.26. a) Constelación previa a ecualización con filtro ZF canal RAYLEIGH. b) Constelación luego de ecualización con filtro ZF canal RAYLEIGH

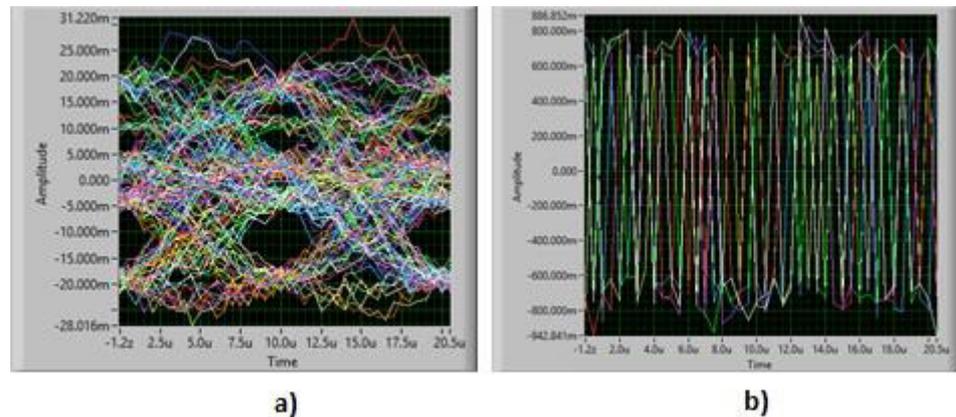


Fig. 4.27. a) Diagrama de ojo previo a ecualización con filtro ZF en canal RAYLEIGH. b) Diagrama de ojo luego de ecualización con filtro ZF en canal RAYLEIGH

En estas imágenes así como en los casos anteriores se observa que los datos llegan con efectos no deseados producidos por el canal que se ha insertado además del canal inalámbrico existente. Como en los otros dos casos en que se empleaba canales distintos y los ecualizadores lograron reducir y cancelar en momentos por completo el efecto o los efectos del canal por medio de las figuras vemos que en este canal no es la excepción y los ecualizadores vuelven a funcionar de manera correcta eliminando el ISI presente y permitiendo que la constelación se recupere y de ahí en adelante se pueda demodular y obtener los mismos bits que se transmitieron sin errores.

4.4 DESEMPEÑO DE ECUALIZADORES EN DIFERENTES CANALES

En el punto 4.3 se observó como la implementación de un ecualizador dentro del sistema mejora la respuesta final del mismo debido a que elimina de manera parcial o casi completa los efectos que introducen el canal a cada uno de los datos transmitidos.

En las siguientes imágenes se puede apreciar el desempeño de cada ecualizador cuando es empleado en un canal distinto y se varía gradualmente el SNR.

4.4.1 CANAL AWGN

En la figura 4.28 se observa los valores tanto simulados como los datos reales (obtenidos con los equipos) del ecualizador Wiener usado en el sistema cuando se selecciona el canal AWGN. Cada uno de los puntos que se tomó para elaborar la gráfica es producto del promedio de 10 iteraciones tanto en la simulación como en el funcionamiento de los equipos.

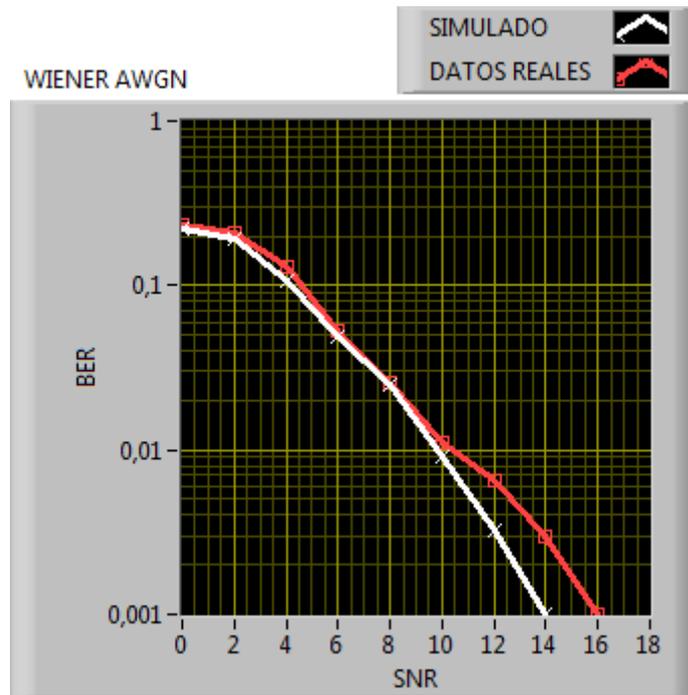


Fig. 4.28. BER vs SNR de ecualizador WIENER en canal AWGN

En la figura 4.29 se tiene también los datos productos de la simulación y del funcionamiento real del sistema utilizando de nuevo las características de un canal AWGN pero en esta ocasión se cambia el ecualizador y se tiene el filtro ZF.

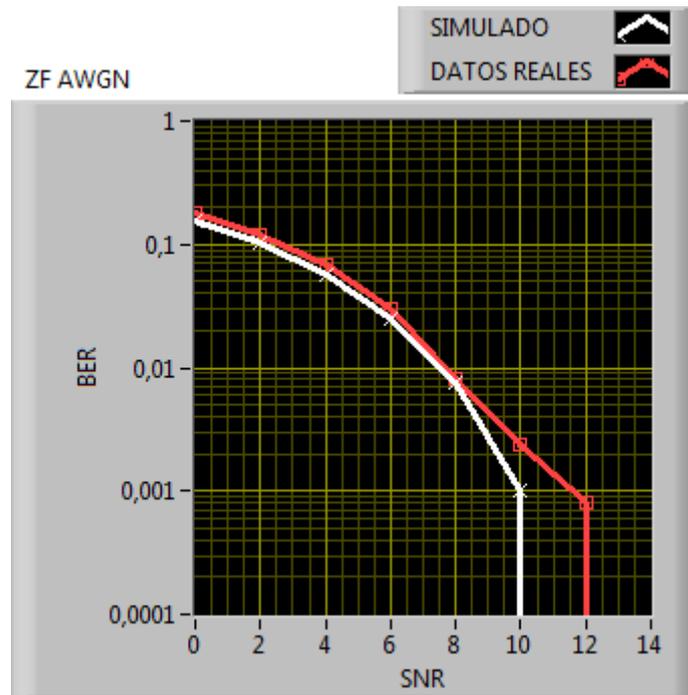


Fig. 4.29. BER vs SNR de ecualizador ZF en canal AWGN

A partir de las gráficas anteriores se puede concluir que el comportamiento real que van a tener ambos esquemas de ecualización dentro del canal AWGN se lo puede predecir de manera muy precisa a partir de simular el sistema con valores de SNR hasta 10dB; para valores mayores a 10dB la simulación no permite tener una buena representación del comportamiento real del sistema.

4.4.2 CANAL ISI

En la figura 4.30 se observa los valores simulados y reales del ecualizador Wiener usado en el sistema cuando se selecciona el canal ISI. Al igual que en el canal AWGN, cada uno de los puntos de la gráfica es producto del promedio de 10 iteraciones tanto en la simulación como en el funcionamiento de los equipos.

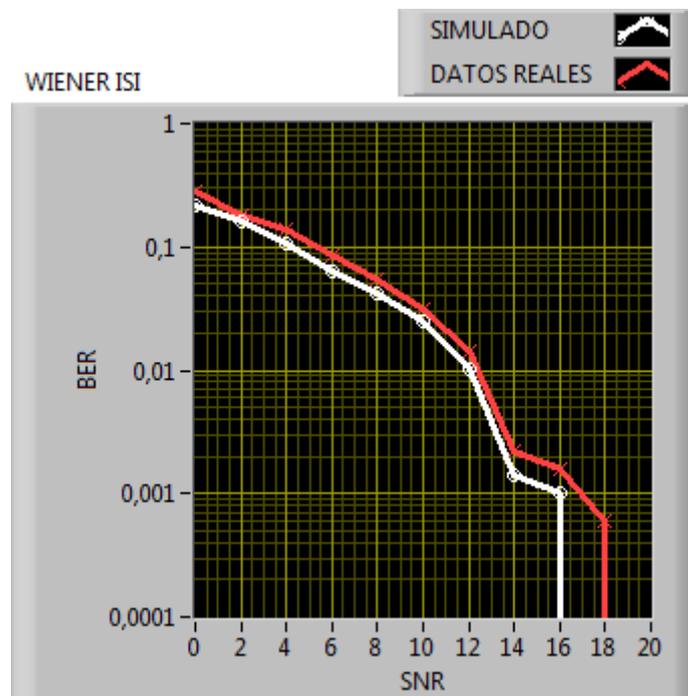


Fig. 4.30. BER vs SNR de ecualizador WIENER en canal ISI

En la figura 4.31 se tiene los datos del sistema que tiene las características de canal ISI pero se ecualiza con el filtro ZF.

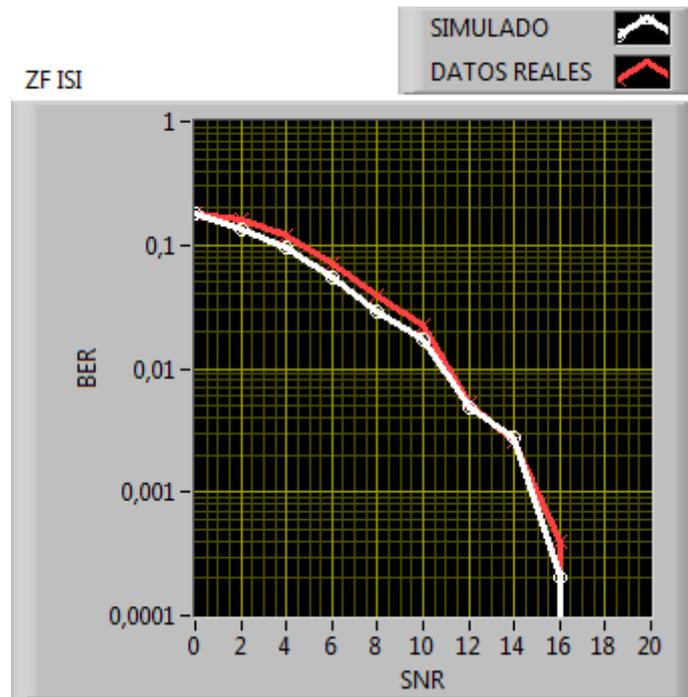


Fig. 4.31. BER vs SNR de ecualizador ZF en canal ISI

Partiendo de las gráficas anteriores se puede observar claramente que el comportamiento real que presentan ambos ecualizadores dentro del canal ISI se lo puede predecir de manera muy fiel con la simulación del sistema bajo las condiciones a ejecutar con los equipos ya que los valores de la simulación son muy cercanos a los valores reales.

4.4.3 CANAL RAYLEIGH

En la figura 4.32 se observa los valores simulados y reales del ecualizador Wiener usado en el sistema cuando se selecciona el canal RAYLEIGH.

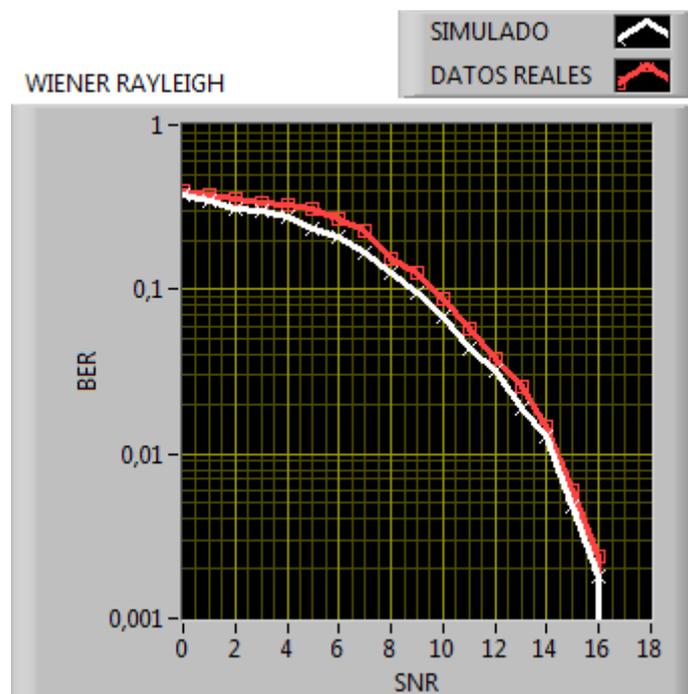


Fig. 4.32. BER vs SNR de ecualizador WIENER en canal RAYLEIGH

En la figura 4.33 se tiene los datos del sistema que tiene las características de canal RAYLEIGH pero se ecualiza con el filtro ZF.

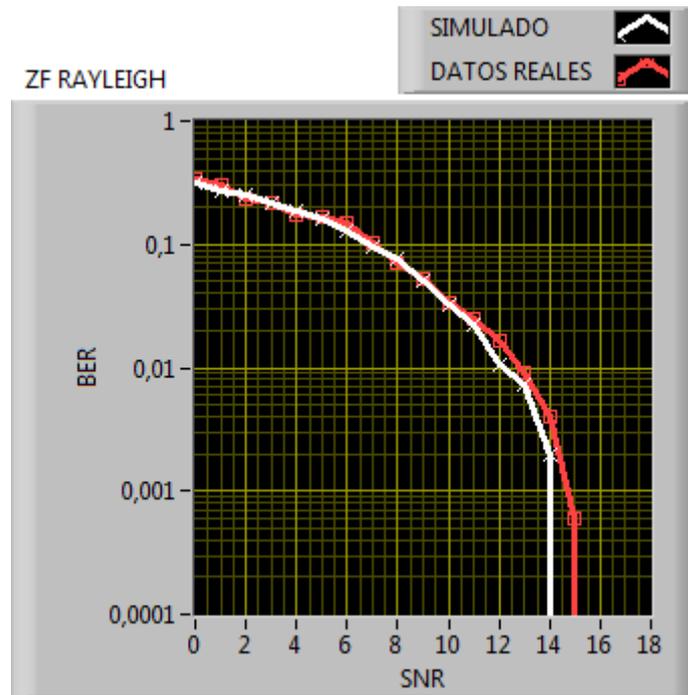


Fig. 4.33. BER vs SNR de ecualizador ZF en canal RAYLEIGH

Observando ambas gráficas se puede notar que al igual que ocurrió con el canal ISI, el comportamiento real que presentan ambos ecualizadores dentro del canal RAYLEIGH se lo puede anunciar de la simulación del sistema sin mayor complicación ya que las curvas obtenidas con los datos reales y los simulados resultan muy cercanas.

4.5 COMPARACIÓN DE ECUALIZADORES EN BASE A GRÁFICAS DE BER VS SNR

Las tres imágenes que se muestran a continuación son gráficas de BER vs SNR con datos reales que se han obtenido para los ecualizadores utilizados en el proyecto en cada uno de los canales (AWGN, ISI, RAYLEIGH) que se puede seleccionar en el sistema. Para hacer el barrido del SNR se mantuvo constante la potencia de la señal y se fue variando la potencia del ruido y obteniendo los distintos puntos a cada variación.

El sistema inalámbrico, sobre el cual se ha trabajado en el proyecto, incluye el ecualizador LSE, filtro que se incluirá en estos resultados para conocer si los filtros que se han implementado en el presente trabajo le permiten al sistema obtener un mejor o peor comportamiento, y en base a esto saber que ecualizador es más recomendable emplear.

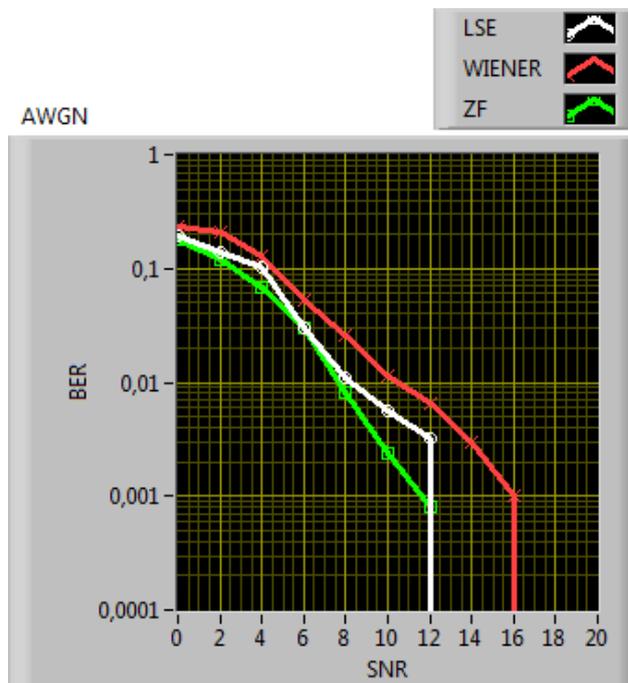


Fig. 4.34. BER vs SNR de ecualizadores en canal AWGN

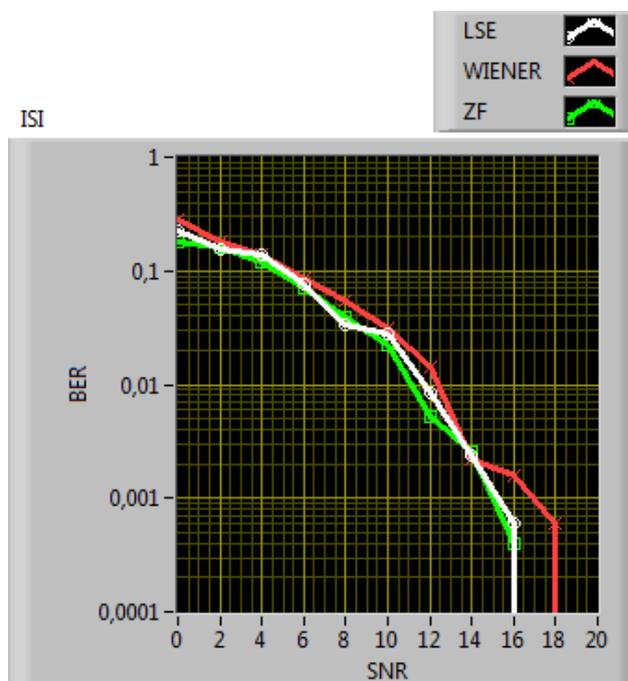


Fig. 4.35. BER vs SNR de ecualizadores en canal ISI

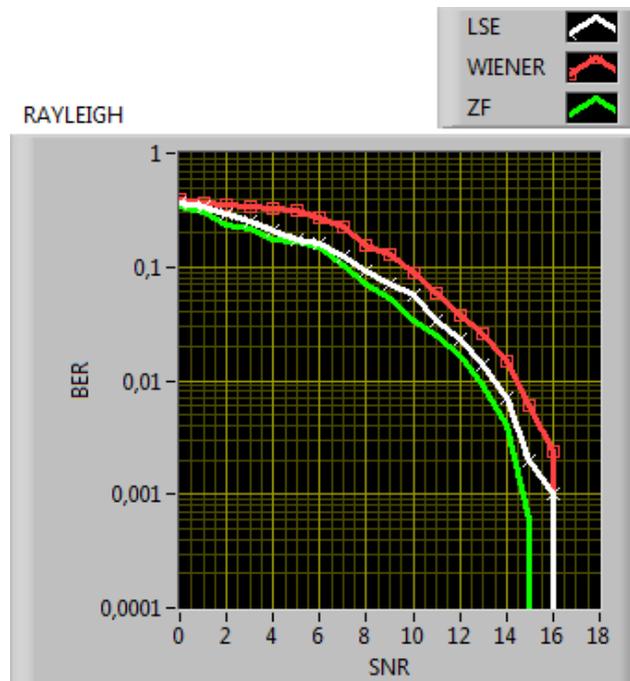


Fig. 4.36. BER vs SNR de ecualizadores en canal RAYLEIGH

Luego de observar detenidamente los gráficos anteriores nos podemos dar cuenta que el ecualizador que implementa el algoritmo ZF tiene el mejor comportamiento frente al ruido en cualquiera de los 3 canales en comparación con los otros 2 algoritmos.

En la figura 4.34 se tiene los resultados sobre un canal AWGN. Los algoritmos ZF y LSE tienen respuestas de BER muy parecidas aunque el filtro ZF tiene menor BER en cada uno de los puntos pero cuando el SNR se encuentra en valores mayores a 12dB comienza a tener la misma tasa

de BER que el filtro LSE. Por su parte el filtro Wiener se encuentra por encima de los otros filtros teniendo recién en valores de SNR mayores a 16dB una tasa de BER de 0%.

En la figura 4.35 se incluye los resultados sobre un canal ISI. Los tres algoritmos muestran tasas de BER muy similares hasta cuando el nivel de SNR llega a los 14dB, de ahí en adelante sólo los filtros ZF y LSE siguen teniendo valores similares, siempre el filtro ZF brindando valores de BER menores, mientras el filtro Wiener ofrece tasas mayores que los otros algoritmos.

La figura 4.36 exhibe los resultados sobre un canal RAYLEIGH. Las curvas evidencian un comportamiento similar pero el filtro Wiener tiene el peor rendimiento. En cuanto a los otros ecualizadores, LSE y ZF, para valores de SNR hasta 6dB son tan cercanas las curvas que hasta en momentos se superponen en algunos puntos pero desde 6dB en adelante se aprecia que el ZF tiene el mejor rendimiento porque requiere de menor SNR para tener tasas de BER cada vez más pequeñas.

De los 3 canales utilizados en el proyecto vemos que el efecto multicamino y la interferencia entre símbolos son los fenómenos que

requieren mayor potencia de la señal en comparación al ruido para que ocurra cada vez menos errores en los bits transmitidos. Los canales RAYLEIGH e ISI requieren que exista desde 15 y 16 dB de SNR, respectivamente, para que la tasa de errores cada vez sea más cercana a 0 mientras que en el canal AWGN para esos mismos valores ya no se tiene errores empleando cualquiera de los ecualizadores disponibles.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

1. Los ecualizadores son una herramienta necesaria en las transmisiones inalámbricas debido a las limitaciones que existe en la transmisión y a los diferentes efectos que produce el canal, entre estos efectos se encuentra la interferencia intersimbólica. Los ecualizadores tienen como propósito reducir o eliminar los efectos producidos por el canal de comunicación en especial la interferencia intersimbólica. Los ecualizadores Wiener y Zero-Forcing, a pesar de tener algoritmos diferentes, lograron eliminar la interferencia introducido por el canal a pesar de las condiciones adversas a los cuales fueron sometidos. Las constelaciones utilizadas para verificar la posición correcta de cada símbolo nos permiten observar el funcionamiento correcto de los ecualizadores permitiendo que cada símbolo quede definido en un cuadrante y no produzca error al estar en un cuadrante al cual no pertenezca a causa de las distorsiones del canal.

2. De los resultados observados para los diferentes tipos de canales a los cuales fueron expuestos los ecualizadores, el ecualizador Zero-Forcing fue el que tuvo mejores resultados eliminando los efectos de dichos canales. El ecualizador ZF requiere del conocimiento del CIR, el cual se lo obtiene mediante un excelente estimador, el LMMSE, a diferencia del Wiener que debe hacer la estimación y ecualización en un solo algoritmo. La diferencia de los ecualizadores es más notable para valores de SNR mayores debido a que el efecto que produce el ruido aditivo ya no representa ningún problema para la señal transmitida pero se conserva efectos propios del canal como la interferencia entre símbolos y en donde el filtro ZF tiene la ventaja, sobre el filtro Wiener, de su respuesta ser aproximadamente el inverso de la respuesta de canal pudiendo de esta manera cancelar casi por completo efectos que incorpore el canal a la información.

3. De los resultados obtenidos en la simulación y los datos reales, las figuras muestran un comportamiento muy similar en las curvas de BER vs. SNR. Las curvas varían de los datos reales solo cuando el BER está próximo a ser cero, para los demás valores de SNR las curvas siguen el mismo trayecto. De los dos ecualizadores implementados, las curvas obtenidas (simuladas y reales) para el filtro ZF tienen una mayor similitud en su

comportamiento en cualquiera de los canales mientras que con el filtro Wiener en ciertos canales las curvas presentan más diferencias.

RECOMENDACIONES

1. Los equipos NI USRP trabajan con un cable llamado MIMO, que es utilizado para la sincronización de los equipos. Este cable es bien sensible y debe ser colocado con cuidado. El mal uso del cable MIMO puede ocasionar que las pruebas salgan erróneas e incluso puede que el sistema no transmita ni reciba información alguna.
2. Al momento de utilizar los equipos revisar a detalle que cada parámetro se encuentre bien configurado porque caso contrario los resultados que brinde el sistema estarán errados. Los parámetros a revisar con mayor cuidado son las direcciones IP asignadas al equipo transmisor y receptor porque si alguna de ellas se llega a colocar mal simplemente el equipo no será reconocido por el computador y no se transmitirá o no se receptorá información alguna.
3. Si se desea implementar un proyecto similar al presentado en este documento, tener presente la información de ayuda que ofrece el programa LABVIEW sobre cada uno de los bloques a utilizar además del

tipo de dato que está manipulando (si el dato es un valor real o complejo) porque algunos bloques dentro de LABVIEW no trabajan con datos complejos y por tanto hay errores en el desarrollo del programa.

4. Se puede conseguir una mejora en la eliminación del ISI y otros efectos de canal mediante el uso de otro tipo de ecualizadores como ecualizadores ciegos y adaptativos aunque los mismos demandan una mayor complejidad y son más usados cuando el sistema de comunicación tenga niveles de ISI mucho más severos que los analizados en el presente trabajo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Stallings, W., "*Data and Computer Communications (8th Edition)*", Pearson. (2007).
- [2] Mitra, A., "*Lecture Notes on Mobile Communication*". QIP Section, IIT Guwahati. (2009).
- [3] McClaning, K., "*Wireless Receiver Design for Digital Communications (2nd Edition)*". SciTech Publishing. (2012).
- [4] León Nájera, P., Monter Sanabria, J., "*Estudio de la robustez numérica en algoritmos de filtrado adaptable para la igualación de canal en comunicaciones digitales*". Tesis para obtener el título de Ingeniero en Telecomunicaciones. Universidad Nacional Autónoma de México. (2003).
- [5] Tse, D., Pramod V., "*Fundamentals of Wireless Communication*". Cambridge University Press. (2005).
- [6] Bin Osman, M., "*Modeling Rayleigh Fading Propagation and Effect in Wireless Communication Channel Using Matlab*". Tesis para obtener el título de Ingeniero en Electrónica. Universidad Técnica Malacca de Malasia. (2008).
- [7] Wong, T., Lok, T., "*Digital Communications Class Notes: Theory of Digital Communications*". Universidad de Florida, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación. (2004).

- [8] Heath, R., "*Introduction to Wireless Digital Communication: A Signal Processing Perspective*". Universidad de Texas en Austin, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación. (2012).
- [9] Heath, R., "*Digital Wireless Communication: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP*". National Technology and Science Press. (2012).
- [10] "Eye Pattern, Eye Diagram, Eye Opening", http://www.ktword.co.kr/abbr_view.php?m_temp1=887. Consultado, 15 de septiembre del 2013.
- [11] Breed, G., "*Analyzing Signals Using the Eye Diagram*". High Frequency Electronics. (2005).
- [12] Chandran Ramasani, V., "*Principles of Digital Communication Systems Project: Linear Equalizers*". Universidad de Kansas, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación. (2001).
- [13] Zaier, A., Bouallègue, R., "*Channel Estimation Study for Block -Pilot Insertion in OFDM Systems under Slowly Time Varying Conditions*". International Journal of Computer Networks & Communications Vol.3, No.6. (2011).
- [14] Gray, R., "*Toeplitz and Circulant Matrices: A review*". Now Publishers Inc. (2006).
- [15] Muqaibel, A., "*Digital Communications II Class Notes: Equalization*." Universidad de Petróleo y Minerales King Fahd, Departamento de Ingeniería Eléctrica. (2005).

- [16] Shimkin, N., "*Estimation and Identification in Dynamical Systems Lecture Notes*". Instituto Tecnológico de Israel, Departamento de Ingeniería Eléctrica. (2009).
- [17] Jain, R., "*Channel Models: A Tutorial*", WiMAX Forum AATG. (2007).
- [18] Pahlavan, K., Levesque, A., "*Wireless Information Networks (2nd Edition)*", John Wiley & Sons. (2005).
- [19] "*Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*", ITU-R M.1225. (1997).

