

“Diseño, Simulación e Implementación de Esquemas de Estimación del Canal y Ecuilización de un Sistema de Comunicación Inalámbricos de una Sola Portadora”

Carlos Vélez, Mathew Kortum, PhD. Boris Ramos
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación
Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL)
Campus Gustavo Galindo, Km 30.5 vía Perimetral
cavelez@espol.edu.ec, mkortum@espol.edu.ec

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.

Palabras claves: *Ecualizadores, Rayleigh, BER, AWGN*

Abstract

This project consists in implementing different channel equalizers for single-carrier wireless system. The work is based on the analysis of each channel equalization method in a digital system through the LABVIEW software to emphasize the use of NI USRP.

First a brief explanation comprising the theory behind a wireless communication system along with the definition of the algorithms of the equalizers, and the equations used to implement the filters are presented. Then start with building blocks that make up a wireless communication system and into one of these blocks is input the different filters used in the project.

Finally the system is subjected to various tests to observe and verify the operation of the algorithms developed against actual conditions and even in very unfavorable conditions for the communication system.

Keywords: *Equalizers, Rayleigh, BER, AWGN*

1. Introducción

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 multirayectoria 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.

Para realizar este proyecto nos basamos en el sistema de la práctica 4 del manual [1] donde se trata ecualización de canal.

2. 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.

2.1. Efectos del canal

Una señal que viaja por el canal inalámbrico, pasa por diferentes efectos de la propagación tales como:

- Reflexión
- Difracción
- Scattering

Estos son los tres efectos principales que ocasionan la propagación de la señal en sistemas móviles de comunicación. Además estos efectos producen pérdidas de propagación de grande y menor escala.

En un sistema de comunicación en el cual existe una línea de vista además de tener los efectos mencionados, también existen impedimentos producidos por el canal inalámbrico. Estos impedimentos pueden ser [3]:

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

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, interferencia intersimbólica.

2.2. 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

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). Este canal es representado como un canal ideal en el cual no existe propagación por multicamino, como se observa en la figura 1.

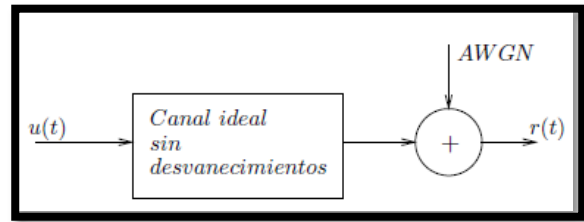


Figura 1. Canal AWGN [2]

En el canal gaussiano 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 (FDP) gaussiana [3].

Cuando existen desvanecimientos durante la transmisión, el canal de Rayleigh es una buena representación del canal de propagación [3]. 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.

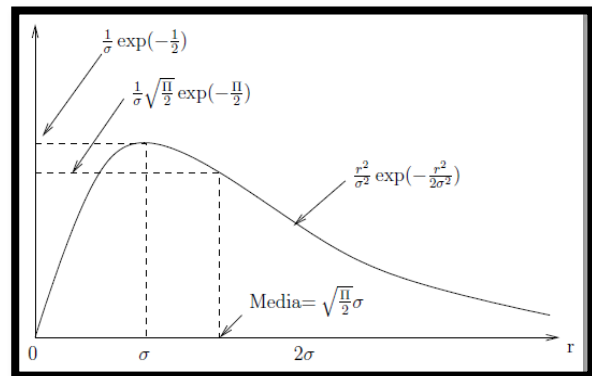


Figura 2. PDF Rayleigh [3]

La FDP de Rayleigh con amplitud a esta dada por:

$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}, \quad a \geq 0 \quad (1)$$

la cual es descrita por un solo parámetro, σ , que es la desviación estándar de las variables aleatorias gaussianas que permiten formar la variable Rayleigh.

Esta distribución de Rayleigh debe ser independiente para cada tiempo de retardo [7].

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 es comparable o más amplio que el ancho de banda coherente, se puede describir el modelo como frequency selective o non-flat fading.

2.3. Interferencia intersimbólica

En la fórmula a continuación se puede observar una representación matemática del canal:

$$r(t) = u * h_c(t) + n(t) \quad (2)$$

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 adyacentes. Esto es conocido como interferencia intersimbólica o ISI como abreviación y este efecto reduce el desempeño del sistema de comunicación [1].

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

$$z(t) = \int_{\tau} h_e(\tau)x(t - \tau)d\tau + v(t) \quad (3)$$

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.

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 [5]. Entonces:

$$y[n] = \sum_m s[m]h[n - m] + v[n] \quad (4)$$

$$y[n] = h[0]s[n] + \underbrace{\sum_{m \neq 0} s[m]h[n - m]}_{\text{interferencia intersimbólica}} + v[n] \quad (5)$$

Se puede observar que el segundo término de la fórmula 5 es la interferencia que se produce por el efecto de multitrayectoria, este efecto puede ser prevenido como también puede ser eliminado.

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

2.4. Ecuación

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.

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. 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:

$$\sum_{l=0}^{L_f} f[l]h[n - l] \approx \delta[n - n_d] \quad (6)$$

La siguiente formula representa el CIR después de la llega de N réplicas.

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp\{j2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau)\} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (7)$$

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 $t=0$

Se toma el sistema como lineal e invariante en el tiempo (LTI). Por esta razón la ecuación previa puede ser reescrita como:

$$h_c(\tau) = \sum_k \alpha_k e^{j\theta_k} \delta(t - \tau_k) \quad (8)$$

La sumatoria da a entender que en el canal ocurre una superposición de las múltiples copias de la señal transmitida $x(t)$.

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:

$$z(t) = \int_{\tau} h(\tau)x(t - \tau)d\tau + v(t) \quad (9)$$

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.

2.5. Ecualesores Lineales

Debido a que en los canales empleados el nivel de ISI no es extremo se hace uso de ecualizadores lineales. Los ecualizadores que van a ser analizados son los siguientes:

2.5.1. 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 3 (con ecualizador):

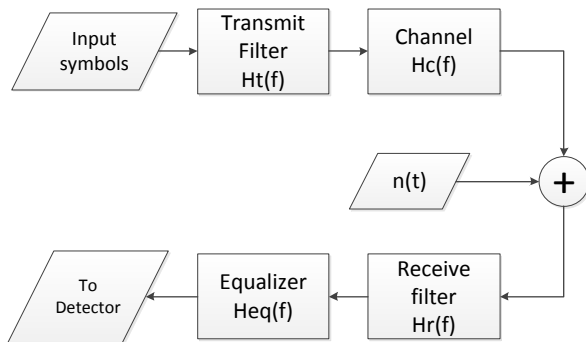


Figura 3. Diagrama de bloques de un sistema de comunicación (con ecualizador)

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

$$H_T(f)H_C(f)H_R(f)H_{Eq}(f) = H_{rc}(f) \quad (10)$$

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 [6]:

$$H_{Eq}(f) = \frac{1}{H_C(f)} \quad (11)$$

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 11 está dada por:

$$\begin{aligned} \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j h(n-j) &= P_{eq}(n) \\ &= \begin{cases} 1, & \text{si } n = 0 \\ 0, & \text{si } n \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

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.

2.5.2. 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).

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 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:

$$E[(s_k - \hat{s}_k)Y_{k-j}] = 0, \quad j = 0, 1, \dots, N \quad (13)$$

Lo cual nos da como resultado:

$$\sum_{i=0}^N h_i E[Y_{k-i}Y_{k-j}] = E[s_k Y_{k-j}] \quad (14)$$

$$\sum_{i=0}^N h_i R_y(i-j) = R_{sy}(j) \quad (15)$$

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

$$\begin{bmatrix} R_{y(0)} & \cdots & R_{y(N)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{y(N)} & \cdots & R_{y(0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sy}(0) \\ \vdots \\ R_{sy}(N) \end{bmatrix} \quad (16)$$

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

$$R_y h = r_{sy} \Rightarrow h = R_y^{-1} r_{sy} \quad (17)$$

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:

$$E[(\hat{s}_k - s_k)^2] = R_s(0) - h^T r_{sy} \quad (18)$$

3. Resultados

Como ya se mencionó, 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 y 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.

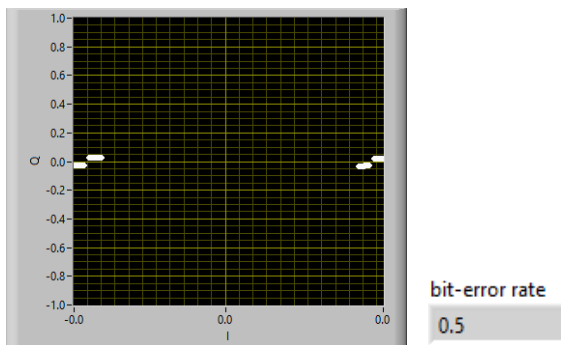


Figura 4. Constelación al final del sistema con un canal AWGN

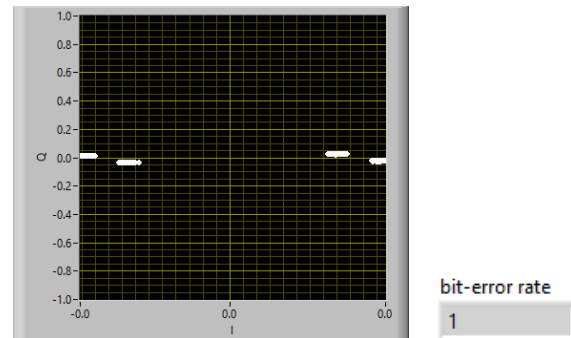


Figura 5. Constelación al final del sistema con un canal RAYLEIGH

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.

3.1. 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 y RAYLEIGH más las características del medio inalámbrico que resultan desconocidas.

3.1.1. Canal AWGN. En las figuras 6 y 7 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 donde aún no se aplicaba ecualizador alguno.

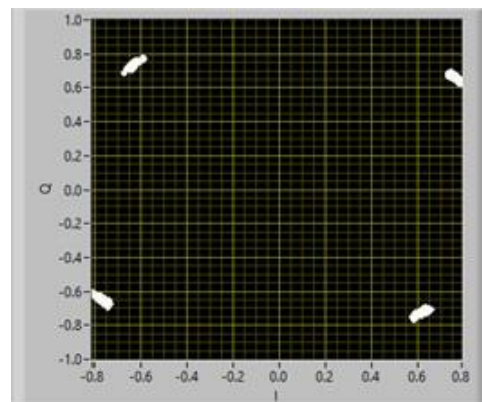


Figura 6. Constelación recibida de un canal AWGN con ecualizador Wiener.

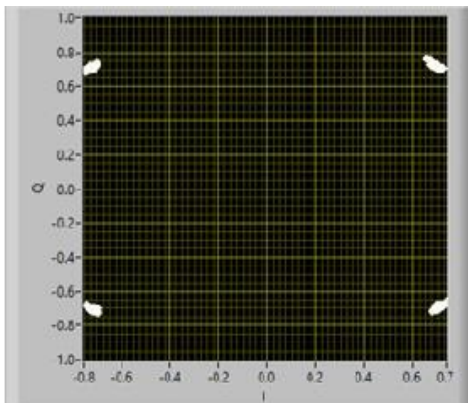


Figura 7. Constelación recibida de un canal AWGN con ecualizador ZF.

3.1.2. Canal RAYLEIGH. En las figuras 8 y 9 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 5 podemos notar el gran cambio que se logra sobre la constelación al usar cualquiera de los ecualizadores.

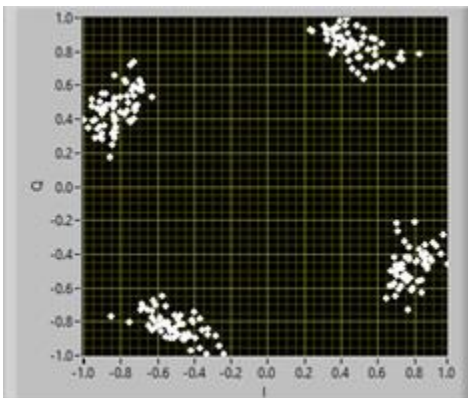


Figura 8. Constelación recibida de un canal RAYLEIGH con ecualizador Wiener.

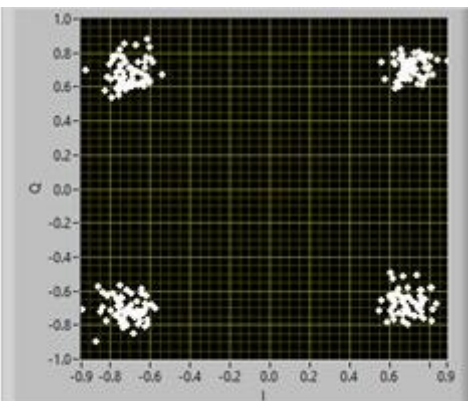


Figura 9. Constelación recibida de un canal RAYLEIGH con ecualizador ZF

3.2. Comparación de ecualizadores en base a gráficas de BER vs SNR

Las imágenes que se muestran a continuación son gráficas de BER vs SNR con datos reales que se han obtenido para los ecualizadores utilizados en cada uno de los canales (AWGN y RAYLEIGH) que se puede emplear en el sistema.

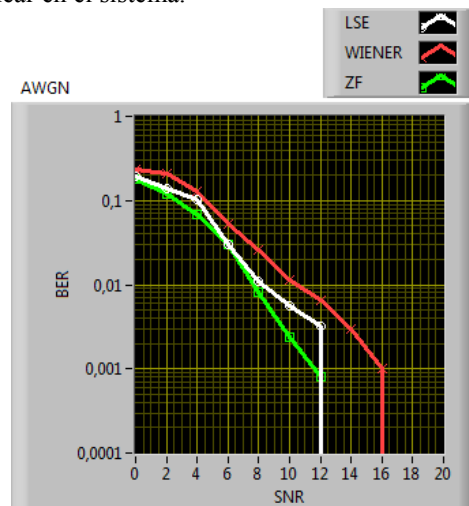


Figura 10. BER vs SNR de ecualizadores en canal AWGN

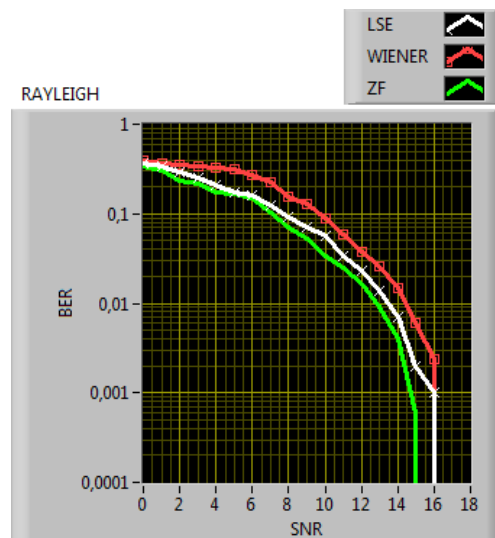


Figura 11. BER vs SNR de ecualizadores en canal RAYLEIGH

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 canales.

En la figura 10 se tiene los resultados sobre un canal AWGN. Los algoritmos ZF y LSE tienen respuestas de BER muy parecidas aunque el filtro ZF siempre con mejor rendimiento hasta valores mayores a 12dB donde se iguala con el filtro LSE. Por su parte

el filtro Wiener tiene un peor rendimiento y requiere de mayor potencia de la señal.

La figura 11 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.

4. Conclusiones

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 introducida por el canal a pesar de las condiciones adversas a los cuales fueron sometidos.

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. 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 conservan 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 este efecto.

5. Referencias

- [1] Heath, R., "Digital Wireless Communication: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP". National Technology and Science Press. (2012). Práctica 4, pág. 63- 81
- [2] McClaning, K., "Wireless Receiver Design for Digital Communications (2nd Edition)". SciTech Publishing. (2012).
- [3] 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).
- [4] 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).
- [5] Breed, G., "Analyzing Signals Using the Eye Diagram". High Frequency Electronics. (2005).
- [6] Gray, R., "Toeplitz and Circulant Matrices: A review". Now Publishers Inc. (2006).
- [7] Pahlavan, K., Levesque, A., "Wireless Information Networks (2nd Edition)", John Wiley & Sons. (2005).