

“Mitigación del ISI (Interferencia Intersimbólica) sobre un Sistema WiMAX Fijo”

Byron Alberto Floreano Tumbaco, Santiago Adán Jácome Rendón., PhD. Hernán Córdova
Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL)
Km. 30.5 Vía Perimetral, 09015863, Guayaquil, Ecuador
bflorean@fiec.espol.edu.ec, sjacome@fiec.espol.edu.ec, hcordova@espol.edu.ec

Resumen

Este artículo habla sobre las posibles soluciones para mitigar los diferentes tipos de desvanecimiento que ocurren en un canal multicamino, el cual será escogido como escenario específico para un sistema WiMAX Fijo, donde el principal problema es eliminar el ISI con la ayuda del análisis teórico para después aplicar soluciones óptimas, donde únicamente nos enfocaremos en dos soluciones que será implementadas en un software de simulación usando elementos básicos para un sistema de comunicación inalámbrico basado en un sistema OFDM, el cual toma ventaja del uso de la FFT/IFFT; también los datos serán modulados y demodulados en 16QAM y 32QAM, para finalmente realizar una comparación entre los datos enviados con los datos recibidos a la salida del sistema, para así obtener un parámetro de medición como es el tasa de error de bit y por último establecer conclusiones de nuestro análisis respectivo.

Abstract

This article discusses possible solutions to mitigate the different types of fading that occur in a multipath channel, which will be chosen for a specific scenario Fixed WiMAX system, where the main problem is to eliminate the ISI with the help of theoretical analysis and then implement optimal solutions, where we only focus on two solutions to be implemented in a software simulation using basic elements for a wireless communication system based on an OFDM system, which takes advantage of using the FFT / IFFT, also the data will be modulated and demodulated in 16QAM and 32QAM, to finally make a comparison between the data sent with data received at the output of the system, in order to obtain a measurement as is the bit error rate and finally draw conclusions from our analysis concerned.

Keywords— WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), OFDM, Rayleigh distribution, SNR (Signal Noise Rate), CP (Cyclic Prefix), ISI and NLOS.

I. INTRODUCCIÓN

WiMAX fijo (IEEE 802.16-2004), es uno de los sistemas de comunicaciones inalámbricos de banda ancha que ha logrado acaparar la atención mundial y que hoy en día muchos países especialmente europeos han adoptado este tipo de sistema, debido a que ofrece una gran capacidad de transmisión y recepción de datos; así como también posee un gran de alcance de cobertura, pero por sobre todo, es aplicable en ambientes NLOS; el mismo que será objeto de nuestro estudio y análisis.

Dado que el sistema WiMAX fijo, se basa en un sistema de modulación multiportadora denominado OFDM, el procedimiento para realizar este proyecto, sería básicamente implementar un sistema de transmisión y recepción OFDM, incluyendo el canal multitrayectoria; analizando exclusivamente los efectos de desvanecimiento en pequeña escala, todo esto se lo realizara, mediante el uso de un software de simulación que en este caso el escogido es MATLAB.

Luego de haber completado todo el sistema implementado en MATLAB, realizaremos diferentes pruebas; modificando diversos parámetros (modulación, nivel de ruido, ecualización, etc.), para finalmente comparar y analizar los resultados obtenidos en las pruebas.

II. ENFOQUE DEL PROYECTO

El enfoque de nuestro proyecto se basa en la mitigación del problema de ISI el cual ocurre sobre un canal multicanalino el cual será analizado en los siguientes ítems:

A. Comprensión del Problema

Cuando analizamos sistemas de tipo inalámbrico, el principal problema que existe dentro de estos sistemas, es establecer el tipo de comportamiento del canal de comunicaciones; debido a que es variante en el tiempo.

Para un sistema WiMAX fijo, perteneciente al estándar IEEE 802.16 – 2004, y que opera sobre ambientes NLOS, es necesario analizar cuál es el impacto que provoca este tipo de ambientes sobre las señales transmitidas, especialmente en el estudio de pequeña escala; es decir analizaremos, las variaciones que sufre la señal en periodos cortos de tiempo y distancia.

En este capítulo, se estudiara el impacto producido por estos tipos de ambientes NLOS, los cuales son conocidos como desvanecimientos; así como también, se establecerá el tipo de distribución estadística adecuada para modelar un ambiente NLOS.

CANAL DE DESVANECIMIENTO A PEQUEÑA ESCALA

Cuando analizamos un sistema de comunicaciones inalámbricos en pequeña escala existen muchos factores que influyen en el desempeño de una señal transmitida; tales factores pueden ser: el efecto multicamino y el efecto Doppler [1].

EFECTO MULTICAMINO

El efecto multicamino o desvanecimiento multicamino, se debe a la combinación en forma constructiva y destructiva de las componentes reflejadas, dispersadas y difractadas de la señal transmitida. Este tipo de desvanecimiento, es relativamente rápido y es responsable de las variaciones de la señal en términos cortos de tiempo y espacio [2].

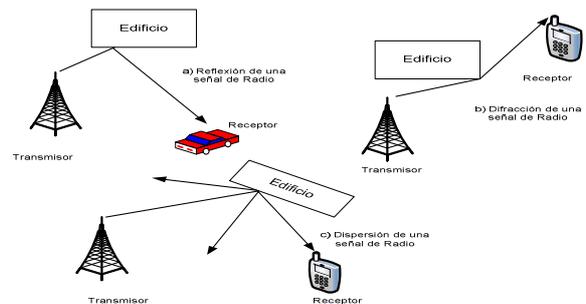


Figura 1. Reflexión, Difracción y Dispersión de la Señal

EFECTO DOPPLER

Considere a un receptor moviéndose a una velocidad constante a lo largo de un camino de longitud d entre los puntos X e Y; mientras recibe la señal desde un punto S como se ilustra en la figura 2

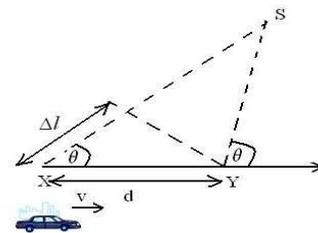


Figura 2. Efecto Doppler

La diferencia de longitud en que viaja la onda desde la fuente S hasta el receptor entre los puntos X e Y es

$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ donde Δt es el tiempo requerido por el receptor para viajar de X a Y puesto que se asume que la fuente se encuentra muy lejos. El cambio de fase en la señal

recibida debido a la diferencia de longitudes de camino es como sigue:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad \text{Ecuación 1}$$

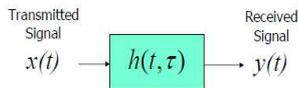
Y por tanto el cambio aparente en frecuencia o cambio Doppler, que se encuentra definido por f_d donde:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad \text{Ecuación 2}$$

De la ecuación 2 muestra la relación entre el cambio Doppler, la velocidad del receptor y el ángulo que existe entre la dirección del movimiento del receptor y la dirección de arribo de la señal. Se puede observar de la ecuación 2; que si el receptor se está moviendo hacia la dirección de arribo de la señal, el cambio Doppler es positivo, caso contrario si el receptor se aleja de la dirección de arribo de la señal, el cambio Doppler es negativo. El efecto Doppler causa un incremento en el ancho de banda de la señal [1].

MODELO DE RESPUESTA AL IMPULSO DE UN CANAL MULTICAMINO

Un canal multicamino puede ser representado como un filtro lineal y variante en el tiempo, el mismo que se puede interpretar como la sumatoria de diferentes caminos o rayos con su propio retardo y amplitud compleja asociada [3].



$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad \text{Ecuación 3}$$

De manera que:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad \text{Ecuación 4}$$

TIEMPO COHERENTE Y ANCHO DE BANDA COHERENTE

El tiempo y el ancho de banda coherente son parámetros importantes en el aspecto de cualquier sistema de comunicaciones puesto que determina la caracterización de desvanecimiento multicamino; de tal forma que cada uno de ellos se encuentra relacionado como sigue [4]:

$$T_c = \frac{1}{B_d} \quad \text{Ecuación 5.}$$

$$B_c = \frac{1}{T_m} \quad \text{Ecuación 6.}$$

Como vemos en la ecuación 5 el tiempo de coherencia puede definirse como el recíproco del esparcimiento Doppler B_d , por su parte el ancho de banda coherente en la ecuación 6 puede definirse como el recíproco de esparcimiento multicamino representado por el máximo exceso de retraso T_m , sin embargo este no es el mejor indicador en cuanto a como se desempeña el sistema cuando las señales se propagan a través del canal, un mejor indicador es el esparcimiento de retraso RMS, indicado como sigue:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad \text{Ecuación 7}$$

Donde $\bar{\tau}$ es el exceso de retraso medio, $(\bar{\tau})^2$ es la media cuadrada, $\bar{\tau}^2$ es el segundo momento y σ_τ es la raíz cuadrada del segundo momento central de $S(\tau)$ [5], de forma que el ancho de banda coherente puede ser representado como sigue:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad \text{Ecuación 8}$$

TIPOS DE DESVANECIMIENTOS EN PEQUEÑA ESCALA

Los mecanismos de dispersión en tiempo y frecuencia, en un canal de radio móvil; permiten cuatro posibles efectos de desvanecimiento, los cuales dependen de la naturaleza de la señal transmitida, el canal y la velocidad. Mientras el retraso multicamino conduce a dispersión en tiempo y desvanecimiento en frecuencia selectiva, por su parte el efecto Doppler conduce a dispersión en frecuencia y desvanecimiento en tiempo selectivo. Los dos mecanismos de propagación son independiente uno del otro [1].

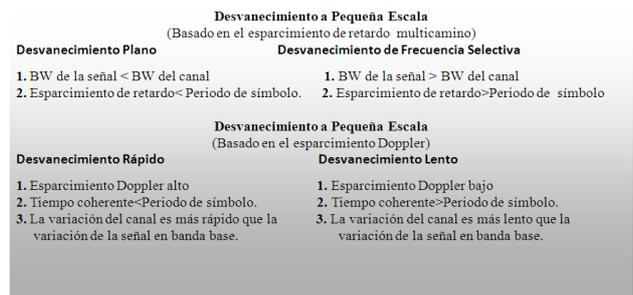


Figura 3. Clasificación de diversos tipos de desvanecimientos.

DESVANECIMIENTO PLANO Y SELECTIVO EN FRECUENCIA

La pérdida de ancho de banda coherente B_c en un sistema de comunicaciones inalámbricas, se debe a la dispersión del efecto multicamino, esto implica que la señal transmitida llegara al receptor como un grupo de símbolos únicos con tiempo de retraso único. Esto en el dominio del tiempo causa Interferencia Intersimbólica (ISI). Por su parte en el dominio de la frecuencia, un canal disperso posee picos y valles al otro lado del ancho de banda de interés [6].

DESVANECIMIENTO RÁPIDO Y LENTO

Un desvanecimiento se dice que es lento, si el periodo de duración del símbolo T_s es mucho más pequeño que el tiempo coherente del canal T_c de otra manera, se considera un desvanecimiento rápido [2].

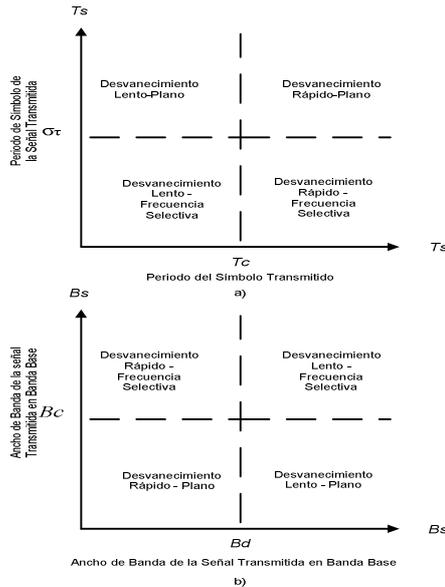


Figura 4. Matriz ilustrativa del tipo de desvanecimiento experimentado por una señal como función de a) Periodo del Símbolo y b) Ancho de banda de la señal.

B. Definición del problema en nuestro proyecto

En esta sección, describiremos claramente las limitaciones de nuestro proyecto, es decir las asunciones que se harán para poder desarrollar la solución al problema planteado.

De este modo; tal y como se analizó en el capítulo anterior de los diferentes tipos de desvanecimientos, escogeremos un escenario específico, el cual será un canal con desvanecimiento lento y selectivo en frecuencia, en donde se presenta el problema de ISI y donde el canal puede considerarse casi estático o invariante en el tiempo.

El canal será considerado que posee una distribución tipo Rayleigh, con esta asunción; empezaremos a realizar el capítulo 2, para luego definir el problema del ISI.

CANAL DE DESVANECIMIENTO TIPO RAYLEIGH

La distribución tipo Rayleigh de forma estadística, la naturaleza de la envolvente recibida de una señal con desvanecimiento plano o la envolvente de una componente individual multicamino [6]. La distribución Rayleigh está dada por:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)} \text{ para } 0 \leq r \leq \infty \text{ Ecuación 9}$$

Donde:

σ = Es el valor RMS de la señal recibida.

$r^2/2$ = Es la potencia instantánea.

σ^2 = La potencia local promedio de la señal recibida.

INTERFERENCIA INTERSIMBÓLICA (ISI)

Un desvanecimiento selectivo en frecuencia, incrementa la interferencia entre símbolos; donde un símbolo recibido, sobre un cierto periodo de tiempo, experimenta interferencia sobre otros símbolos que han sido retrasados debido al efecto multicamino. Ya que si se incrementa la potencia de la señal, también se incrementa la potencia del ISI, este incremento conlleva a un irreducible nivel de error, el cual es independiente del nivel del ruido [7].

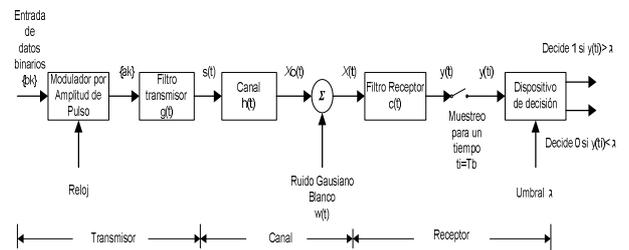


Figura 5. Sistema de transmisión bandabase binario para PAM [8].

C. Comprensión de la solución

Dentro de las posibles soluciones para resolver el problema de ISI, se encuentran las siguientes:

- OFDM.
- Ecualización Adaptiva.
- DSSS y FHSS.
- Señal Piloto.

De todas estas soluciones, nos enfocaremos en tomar únicamente, las dos primeras; en la cual se analizará y comprenderá el funcionamiento de los mismos. Así como también se indicara sus ventajas y desventajas, al ser utilizadas en sistemas inalámbricos.

ORTOGONALIDAD.

Las subportadoras son ortogonales entre sí cuando, multiplicamos la forma de onda de cualesquiera dos subportadoras e integramos sobre el periodo del símbolo y el resultado es cero.

La ortogonalidad de las portadoras significa que cada portadora tiene un número entero de ciclos sobre un periodo de símbolo. Debido a esto, el espectro de cada portadora tiene un nulo en la frecuencia central entre cada una de las portadoras del sistema [9].

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \text{ Ecuación 10}$$

SISTEMA MULTIPORTADORA OFDM

La Modulación por División Ortogonal de Frecuencias (OFDM) es un esquema de modulación/demodulación multiportadora, una técnica de comunicación que divide el canal de comunicación en un número de frecuencias igualmente espaciadas agrupadas. Cada sub-portadora es ortogonal con otra sub-portadora, diferenciando OFDM comúnmente usando la división de frecuencia por multiplexación (FDM) [10].

En los sistemas OFDM, el espectro de subportadora individual es traslapado con frecuencia mínima, lo cual es cuidadosamente diseñado a fin de que cada subportadora sea ortogonal para los otros subportadoras. La eficiencia de ancho de banda de OFDM es otra ventaja como se muestra en la Figura 6.

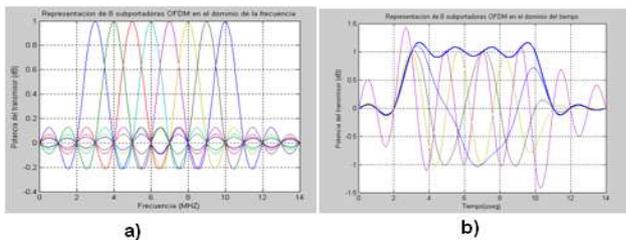


Figura 6. Representación de 8 subportadoras OFDM a) en el dominio de la frecuencia y b) en el dominio del tiempo.

La principal característica para su implementación en la actualidad es la utilización de la transformada rápida de Fourier o FFT para lograr la transmisión por medio de subportadoras paralelas de manera que se elimina en lo posible la interferencia o traslape entre ellas. Por eso el dato numérico de subportadoras está ligado al número de muestras que usa la FFT (NFFT). Así es que, de manera general, OFDM refiere a la transmisión de una trama digital que requiere una gran tasa de transferencia mediante NFFT líneas paralelas más lentas, en subportadoras contiguas y ortogonales, que transportan símbolos independientes que son producto de algún tipo de modulación digital como QPSK, 16-QAM, 64-QAM, etc.

EL PREFIJO CÍCLICO

La clave para hacer realizable OFDM es el uso de algoritmos FFT, la cual baja su complejidad. Para crear un IFFT/FFT para un canal libre del ISI, en el canal debe recobrar un pedazo de la trama de la señal, añadiendo un prefijo cíclico a la señal transmitida, como se muestra en la figura 7, creando una señal que aparezca para ser $x[n]$; entonces $y[n]=x[n]*h[n]$.

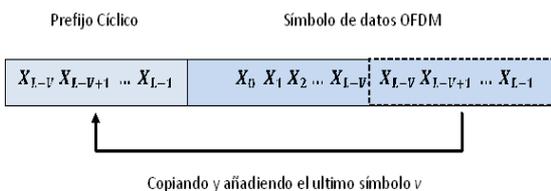


Figura 7. El prefijo cíclico OFDM

Si el máximo retardo de esparcimiento (delay spread) tiene una duración de $v+1$, añadiendo un intervalo de van guardia de al menos v entre muestras de símbolo OFDM haciendo

cada una de estas independiente de los anteriores y posteriores, entonces un solo simple símbolo puede ser considerado. A continuación presentamos un símbolo en el dominio del tiempo como un vector de longitud L .

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_L].$$

Después aplicando un prefijo cíclico de tamaño v , la señal transmitida es

$$\mathbf{x}_{cp} = [x_{L-v} \ x_{L-v+1} \ \dots \ x_{L-1} \ x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{L-1}].$$

Prefijo Cíclico Dato Original

La salida del canal es por definición $y_{cp} = h * x_{cp}$, donde h es una longitud $v+1$ vector describe la respuesta al impulso de la duración del canal del símbolo OFDM.

ECUALIZACIÓN ADAPTIVA

Los ecualizadores pueden mitigar los efectos de ISI inducidos por un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia, lo cual ayuda a modificar el desempeño del sistema.

Existen numerosas aplicaciones en el procesamiento de la señal digital en las que los coeficientes de un filtro no pueden determinarse a priori. Esto se debe a que las características estadísticas de las señales a filtrar son desconocidas en principio o variantes con el tiempo. Un filtro con parámetros ajustables es un filtro adaptativo, o también denominado ecualizador adaptativo [11].

TRANSMISIÓN LIBRE DE ISI

Los ecualizadores son implementados digitalmente. En la figura 8 se muestra un diagrama de bloques de un sistema de terminal con un ecualizador digital. La entrada de símbolo d_k es pasado a través un filtro en forma de pulsos $g(t)$ y entonces transmitimos sobre un canal ISI con una respuesta al impulso $c(t)$ Nosotros definimos el equivalente del canal como $h(t) = g(t) * c(t)$, y la señal transmitida está dada por $d(t)g(t) * c(t)$ para un $d(t) = \sum_k d_k \delta(t - kT_s)$ el tren de información de símbolos.

La forma de pulso $g(t)$ beneficia las propiedades espectrales de la señal transmitida, esta forma de pulso está por debajo del control del diseño del sistema, si el canal $c(t)$ es introducido por naturaleza y su salida de control es diseñada.

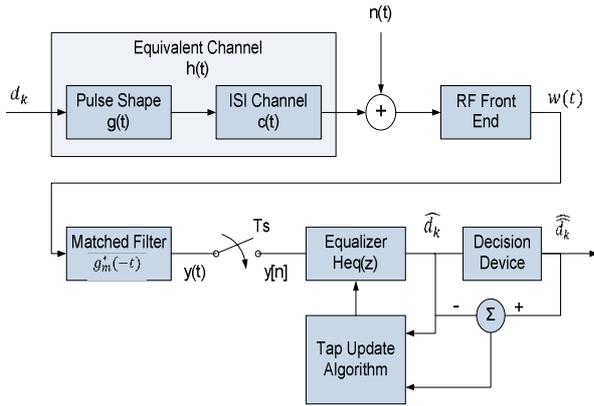


Figura 8. Sistema de extremo a extremo

Un ruido Gaussiano $n(t)$ es sumado al receptor entonces obtendremos como resultado $w(t)$. Esta señal es pasada a través un filtro analógico adaptado $g_m^*(-t)$ para obtener una salida $y(t)$, la cual entonces es muestreada en un convertidor A/D [7].

En un AWGN el SNR de la señal recibida es maximizado previamente a la muestra para usar un filtro que es el conjugado de la forma de pulso. Este resultado indica que para el sistema mostrado en la figura 8, antes del muestreo se maximiza mediante la aprobación de $w(t)$ a través de un filtro adaptado por $h(t)$, entonces idealmente nosotros deberíamos tener $g_m(t) = h(t)$. Parte del diseño del ecualizador es elegido $g_m(t)$ adoptando la forma del pulso $c(t)$, y es óptimo cuando $c(t) = \delta(t)$.

El factor $g_m(t)$ no puede ser adaptado para $h(t)$ este puede generar una degradación en el rendimiento y además hace que receptor sea extremadamente sensible a errores de sincronismo.

A la salida del ecualizador se obtiene una estimación del símbolo transmitido. Esta estimación es entonces pasada a través de un dispositivo de decisión que redondea la salida del ecualizador para un símbolo en el alfabeto de los posibles símbolos transmitidos.

Denotamos $f(t)$ como la combinación de la respuesta al impulso en banda-base del transmisor, canal y el filtro adaptivo.

$$f(t) = g(t) * c(t) * g_m^*(-t) \quad \text{Ecuación 10}$$

Entonces la salida del filtro adaptivo está dada por:

$$\begin{aligned} y(t) &= d(t) * f(t) + n_g(t) \\ &= \sum d_k f(t - kT) + n_g(t) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 11}$$

Donde $n_g(t) = n(t) * g_m^*(-t)$ es la equivalencia del ruido banda-base a la entrada del ecualizador y T es el periodo del símbolo [7]. Si tenemos que $f[n] = f(nT_s)$ que denota muestras de $f(t)$ de cada T_s segundos entonces el rendimiento

de muestreo $y(t)$ cada T_s segundos de una señal $y[n] = y(nT_s)$

$$y[n] = \sum_{K=-\infty}^{\infty} d_k f(nT_s - kT_s) + n_g(nT_s)$$

$$\sum_{K=-\infty}^{\infty} d_k f[n - k] + v[n]$$

$$= d_n f[0] + \sum_{k \neq n} d_k f[n - k] + v[n] \quad \text{Ecuación 12}$$

Donde el primer término de la ecuación 12 es el bit de datos deseado, el segundo término es el ISI, y el tercer término es el ruido muestreado en banda-base [7].

En la ecuación 12 obtenemos cero ISI si $f[n - k] = 0$ para $k \neq n$, por ejemplo $[k] = \delta[k]f[0]$. En este caso la ecuación 3.5 se reduce a $y[n] = d_n f[0] + v[n]$.

ECUALIZADOR ZERO FORCING

Partiendo de la ecuación 12, la muestra $\{y_n\}$ de entrada para el ecualizador puede ser representado en base sobre la respuesta del sistema discreto combinado $f(t) = h(t) * g^*(-t)$ como:

$$Y(z) = D(z)F(z) + N_g(z) \quad \text{Ecuación 13}$$

Donde $N_g(z)$ es el espectro de potencia del ruido blanco después de pasar a través de un filtro acoplado $G^*(1/z^*)$ y

$$F(z) = H(z)G_m^*(1/z^*) = \sum_n f(nT_s)z^{-n} \quad \text{Ecuación 14}$$

El ecualizador zero-forcing remueve todo el ISI introducido en la respuesta combinada $f(t)$. Desde la ecuación 14 vemos que el ecualizador para lograr esto, está dado por

$$H_{ZF}(z) = \frac{1}{F(z)} \quad \text{Ecuación 15}$$

El ecualizador ZF está definido por $H_{ZF}(z) = 1/F(z)$ no se puede implementar como un filtro de respuesta al impulso finito (FIR). Específicamente, no podría lograr encontrar un conjunto finito de coeficientes $w_{-L} + \dots + w_L$, tal que:

$$w_{-L}z^L + \dots + w_Lz^{-L} = \frac{1}{F(z)} \quad \text{Ecuación 16}$$

Con $\{w_i\}$ encontramos los coeficientes que mejor se aproximen al ecualizador Zero-Forcing. Hay muchas formas para la construcción de esta aproximación. Una técnica es representar $H_{ZF}(z)$ como un filtro de respuesta al impulso infinito (IIR), $1/F(z) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i z^{-i}$ entonces el conjunto de $w_i = c_i$ puede ser demostrado

$$\left| \frac{1}{F(z)} - (w_{-L}z^L + \dots + w_Lz^{-L}) \right|$$

Para $z = e^{j\omega}$ alternativamente, los pesos de los tap pueden ser agrupados para minimizar los picos de distorsión (peor caso de ISI).

ECUALIZADOR DE ERROR CUADRÁTICO MEDIO MINIMO (MMSE)

En el ecualizador MMSE el tema de diseño del ecualizador es para minimizar el error cuadrático medio entre la transmisión de símbolo d_k y el estimado \hat{d}_k para la salida del ecualizador. En otras palabras los $\{w_i\}$ son escogidos para minimizar el valor $E[d_k - \hat{d}_k]^2$. Dado que el MMSE es un ecualizador lineal, los \hat{d}_k a su salida son una combinación lineal de las muestras de entrada $y[k]$:

$$\hat{d}_k = \sum_{i=-L}^L w_i y[k-i] \quad \text{Ecuación 17}$$

Los coeficientes óptimos del filtro $\{w_i\}$ conllevan a un problema estándar en la estimación lineal. El filtrado Wiener que se produce cuando ingresa al ecualizador un ruido de tipo blanco. Pero, debido al filtro de acoplamiento $g_m^*(-t)$ al final de la parte delantera del receptor, el ruido en la entrada del ecualizador no es blanco sino coloreado con un espectro de potencia $N_0 |G_m^*(1/z^*)|^2$. Una técnica que aplicaremos es expandir el filtro $H_{eq}(z)$ dentro de dos componentes, un blanqueamiento de las componentes del ruido $1/G_m^*(1/z^*)$ y un removedor de las componentes del ISI $\hat{H}_{eq}(z)$, como se muestra en la figura 3.4 [7].

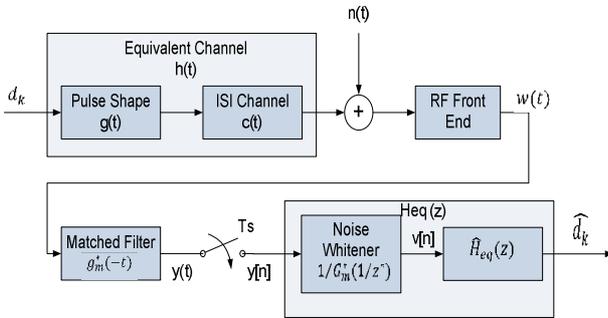


Figura 9. Ecualizador MMSE con filtro blanqueador de Ruido

El propósito del filtro blanqueador de ruido, como indica su nombre, es para blanquear el ruido tal que la componente de ruido a la salida de este filtro tenga un espectro de potencia constante. Dado que el ruido a la entrada de este receptor tiene un espectro de potencia $N_0 |G_m^*(1/z^*)|^2$, lo apropiado del filtro blanqueador de ruido es $1/G_m^*(1/z^*)$. El espectro de potencia del ruido a la salida del filtro blanqueador de ruido es entonces $N_0 |G_m^*(1/z^*)|^2 / |G_m^*(1/z^*)|^2 = N_0$.

El filtro $1/G_m^*(1/z^*)$ no es únicamente un filtro que blanquea el ruido, otros filtros blanqueadores de ruido con deseables propiedades (como estabilidad) podrían ser escogidos. Podría verse extraño a primera vez la introducción del filtro de acoplamiento $g_m^*(-t)$ para la cancelación de los

efectos de la parte final del ecualizador. Sin embargo el filtro de acoplamiento significa maximizar el SNR antes del muestreo [7].

Para remover los efectos de este filtro acoplado a través del blanqueamiento del ruido después del muestreo, simplificaremos el diseño de $\hat{H}_{eq}(z)$ para minimizar el MSE.

Asumimos el filtro $\hat{H}_{eq}(z)$, con entrada V_n , es un filtro lineal con $N = 2L + 1$ pasos:

$$\hat{H}_{eq}(z) = \sum_{i=-L}^L w_i z^{-i} \quad \text{Ecuación 18}$$

Nuestro objetivo es el diseño de los coeficientes $\{w_i\}$ tal que minimice $E[d_k - \hat{d}_k]^2$. Este es el mismo objetivo como para el filtro total $H_{eq}(z)$, justamente hemos añadido un filtro blanqueador de ruido para resolver simplemente los coeficientes.

Definimos $V = (v[k+L], v[k+L-1], \dots, v[k-L]) = (v_{k+L}, v_{k+L-1}, \dots, v_{k-L})$ como un vector de entrada para el filtro $\hat{H}_{eq}(z)$ usado para obtener \hat{d}_k a la salida del filtro y $W = (w_{-L}, \dots, w_L)$ como el vector de coeficientes del filtro [7]. Entonces

$$\hat{d}_k = W^T V = V^T W. \quad \text{Ecuación 19}$$

Por lo tanto, queremos minimizar el error cuadrático medio.

$$J = E[d_k - \hat{d}_k]^2 = E[W^T V V^H W^* - 2R\{V^H W^* d_k\} + |d_k|^2] \quad \text{Ecuación 20}$$

Definimos $M_V = E[V V^H]$ y $V_d = E[V^H d_k]$. La matriz M_V es una matriz Hermitiana de $N \times N$ y V_d es un vector fila de tamaño N . Asumimos que $E|d_k|^2 = 1$. Entonces el MSE J es

$$J = W^T M_V W^* - 2R\{V_d W^*\} + 1 \quad \text{Ecuación 20}$$

Obtenemos el vector óptimo de paso W aplicando el gradiente $\nabla_W J = 0$ y resolviendo para W .

$$\nabla_W J = \left(\frac{\partial J}{\partial w_{-L}}, \dots, \frac{\partial J}{\partial w_L} \right) = 2W^T M_V - 2V_d \quad \text{Ecuación 21}$$

Ajustando un rendimiento de cero $W^T M_V = V_d$ o equivalente a que los pesos de los tap están dados por

$$W_{opt} = (M_V^T)^{-1} V_d^T \quad \text{Ecuación 22}$$

Note que la solución para W_{opt} requiere una matriz inversa con respecto al filtro de entrada. Así que la complejidad de este cálculo es bastante alta, típicamente en el orden de N^2 a N^3 operaciones. Sustituyendo estos pesos de paso obtenemos el error cuadrático medio como

$$J_{min} = 1 - V_d M_V^{-1} V_d^H \quad \text{Ecuación 23}$$

Para un tamaño finito para el ecualizador, $V = (v_{n+\infty}, \dots, v_n, v_{n-\infty})$ y $W = (w_{-\infty}, \dots, w_0, \dots, w_{\infty})$. Entonces $W^T M_V = V_d$ puede ser escrito como

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} w_i(f[j-i] + N_0)\delta[j-i] = g_m^*[-j], \quad -\infty \leq j \leq \infty \quad \text{Ecuación 24}$$

Tomando la transformada de z y observando que $\hat{H}_{eq}(z)$ es la transformada de los coeficientes del filtro w

$$\hat{H}_{eq}(z)(F(z) + N_0) = G_m^*(1/z^*) \quad \text{Ecuación 25}$$

Resolviendo para $\hat{H}_{eq}(z)$

$$\hat{H}_{eq}(z) = \frac{G_m^*(1/z^*)}{F(z) + N_0} \quad \text{Ecuación 26}$$

La ecualización MMSE consiste en el filtro blanqueamiento de ruido $1/G_m^*(1/z^*)$ más la eliminación de las componentes del ISI $\hat{H}_{eq}(z)$, obtenemos el ecualizador completo, cuando no se restringe un tamaño finito se obtiene [7]

$$H_{eq}(z) = \frac{\hat{H}_{eq}(z)}{G_m^*(1/z^*)} = \frac{1}{F(z) + N_0} \quad \text{Ecuación 27}$$

Para la ecuación 27 el mínimo MSE de la ecuación 23 puede expresarse en el espectro de la siguiente manera

$$J_{min} = T_s \int_{-0.5/T_s}^{0.5/T_s} \frac{N_0}{F_{\Sigma}(f) + N_0} df \quad \text{Ecuación 28}$$

III. ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN

A. Modelamiento y simulación del sistema WiMAX.

El modelamiento de nuestro sistema puede ser representado como sigue en la figura 6.

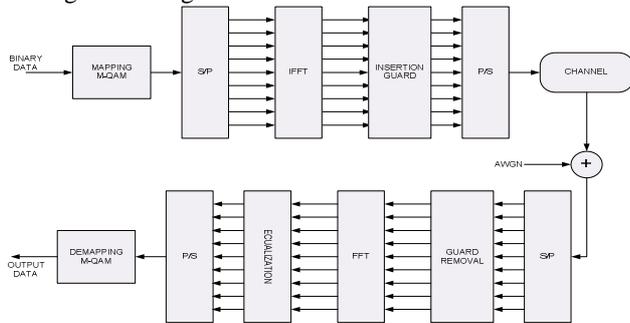


Figura 10. Arquitectura del Sistema.

B. Parámetros de simulación.

Número de Subportadoras	256
Número de Subportadoras Dato	256
Número de Subportadoras Piloto	0
Numero de Subportadoras nulas/guardas	0
Prefijo Cíclico	[4 8 16 32]
Tipo de Canal	Rayleigh
Tipo de Modulación	16QAM y 32QAM

C. Descripción del código.

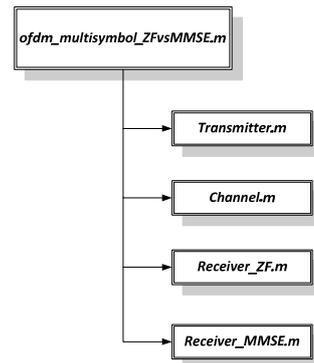


Figura 11. Estructura del Código.

En la figura 11 se observa una estructura del código, donde el archivo o código principal, es *ofdm_multisymbol_ZFvsMMSE.m* en el cual constan los siguientes archivos:

Transmitter.m.- Este archivo se encarga de transmitir los datos, los cuales son modulados ya sea en 16QAM o 32QAM; para luego estos datos ser llevados al dominio del tiempo, usando la IFFT y agregarles un prefijo cíclico.

Channel.m.- Este archivo, realiza el procedimiento, se filtración de los datos, a través de un canal tipo Rayleigh junto con el ruido AWGN; el mismo que se encuentra desarrollado e implementado en MATLAB y cuyo comando es *rayleighchan* a este comando se le agregan algunos parámetros, como se indica en la figura 12.

```

Command Window
File Edit Debug Desktop Window Help
New to MATLAB? Watch this Video, see Demos, or read Getting Started.
>> channel = rayleighchan(1/500000,200,[0 0.04 0.08 0.12]*1e-4,[0 -3 -6 -9])

channel =

    ChannelType: 'Rayleigh'
    InputSamplePeriod: 2.0000e-006
    DopplerSpectrum: [1x1 doppler.jakes]
    MaxDopplerShift: 200
    PathDelays: [0 4.0000e-006 8.0000e-006 1.2000e-005]
    AvgPathGaindB: [0 -3 -6 -9]
    NormalizePathGains: 1
    StoreHistory: 0
    StorePathGains: 0
    PathGains: [-0.6439 - 0.1968i 0.1296 - 0.3330i 0.5773 + 0.0894i -0.0332 - 0.0217i]
    ChannelFilterDelay: 0
    ResetBeforeFiltering: 1
    NumSamplesProcessed: 0
  
```

Figura 12. Parámetros del Canal tipo Rayleigh

Los parámetros utilizados corresponden a un terreno tipo A, semejante al canal SUI 5 y esto es equivalente a un ambiente rural, lo cual indica que es montañoso y boscoso [12].

Receiver_ZF.m y Receiver_MMSE.m.- Estos códigos, son los encargados de realizar el proceso inverso del transmisor, es decir los datos que pasaron por el canal, ahora se les removerá el prefijo cíclico, se les aplicara la FFT, para después ser ecualizados por medio de sus respectivos algoritmos de

ecualización (ZF y MMSE); para que por último, estos datos ecualizados puedan ser demodulados.

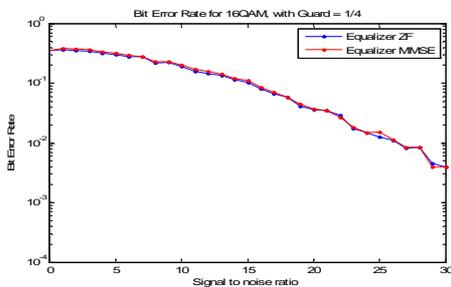
IV. ANÁLISIS DE RESULTADOS, OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

Como parte de nuestro análisis, consideraremos la tasa de error de bit como un indicador de nuestras conclusiones y observaciones. A continuación presentaremos graficas relacionadas a cada tipo de modulación 16QAM y 32QAM.

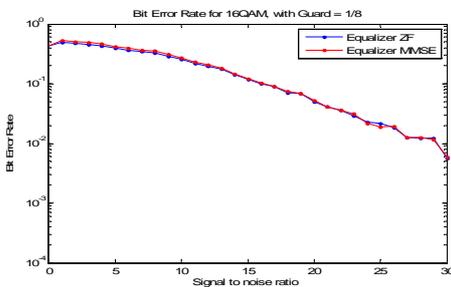
Observaciones

Sobre el Prefijo Cíclico.-

Caso 16QAM.- En la siguiente figura 13a y 13b, se representa la tasa de error de bit para un intervalo de guarda igual a 1/4 y 1/8 respectivamente.



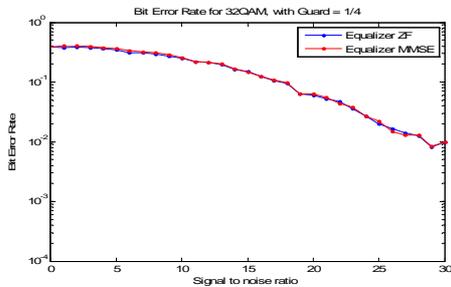
a)



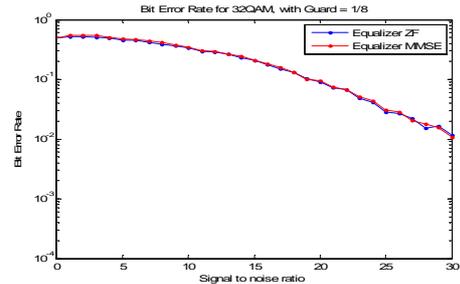
b)

Figura 13 Tasa de Error de Bit con modulación 16QAM e intervalo de guarda a) 1/4 y b) 1/8

Caso 32QAM.-



a)



b)

Figura 14. Tasa de Error de Bit con modulación 32QAM e intervalo de guarda a) 1/4 y b) 1/8

Como observamos, tanto en modulación 16QAM como en 32QAM, existe un ligero aumento de la curva correspondiente a la tasa de error de bit, cuando el intervalo de guarda se hace más pequeño, o que es lo mismo que el prefijo cíclico, se hace más grande, esto ocurre tanto en el receptor ZF como MMSE.

Respuesta del Canal tipo Rayleigh.-

Aquí, consideraremos cuanto afecta el canal tipo Rayleigh; el cual comprende los parámetros referidos en la figura 8, pero además cumple con las condiciones de ser selectivo en frecuencia y lento.

$$T_c = 1/f_d = \frac{1}{200} = 5\text{mseg} \gg 2\mu\text{seg} \rightarrow \text{Lento}$$

$$T_s = 2 \times 10^{-6} < (10 \times T_m) = 2 \times 10^{-6} < (10 \times 0.12 \times 10^{-4})$$

$$\rightarrow 2 \times 10^{-6} < 120 \times 10^{-6} \rightarrow \text{Selectivo en Frecuencia}$$

A continuación en la figura 15 y 16, se muestra la respuesta al impulso y frecuencia del canal tipo Rayleigh respectivamente.

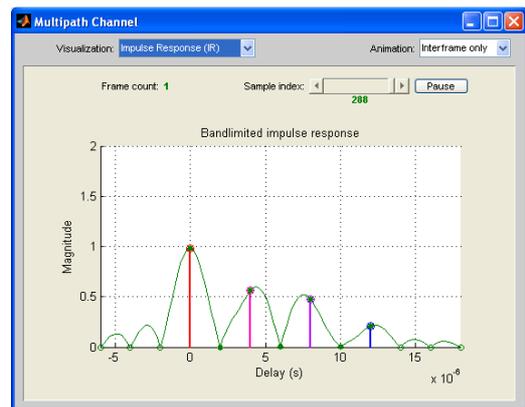


Figura 15. Respuesta al Impulso del Canal tipo Rayleigh.

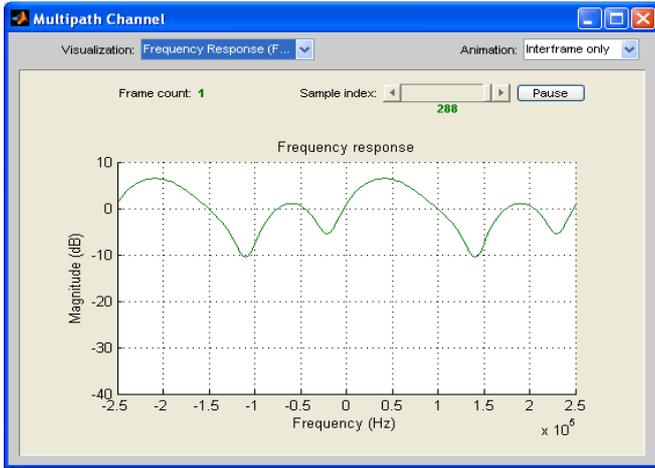


Figura 16. Respuesta en Frecuencia del Canal tipo Rayleigh.

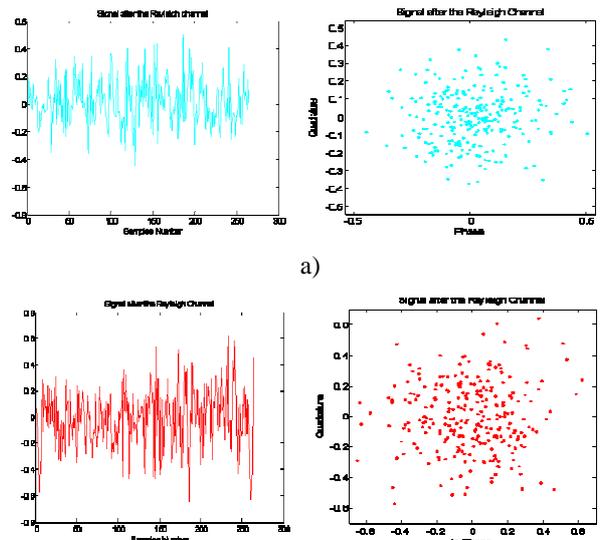


Figura 18. Señal después de pasar por el canal usando Modulación a) 16QAM y b) 32QAM

Como podemos observar la señal sufre un gran desvanecimiento al pasar por el canal y se lo puede observar en la figura 18, en comparación con la señal antes de pasar por el canal, como se indica en la figura 17; teniendo en cuenta además que a esta señal también se le ha agregado un ruido AWGN.

Señales Antes y Después del Canal

Antes del Canal.-

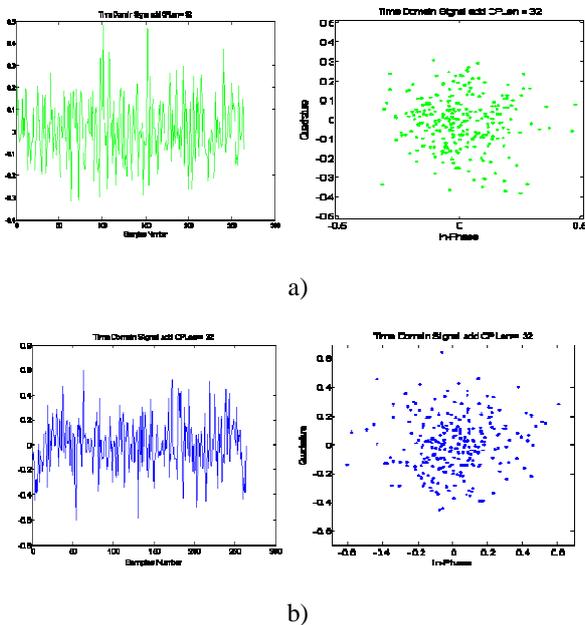


Figura 17. Señal Antes de Pasar por el Canal usando modulación a) 16QAM y b) 32QAM.

Después del Canal.-

Datos Recuperados:

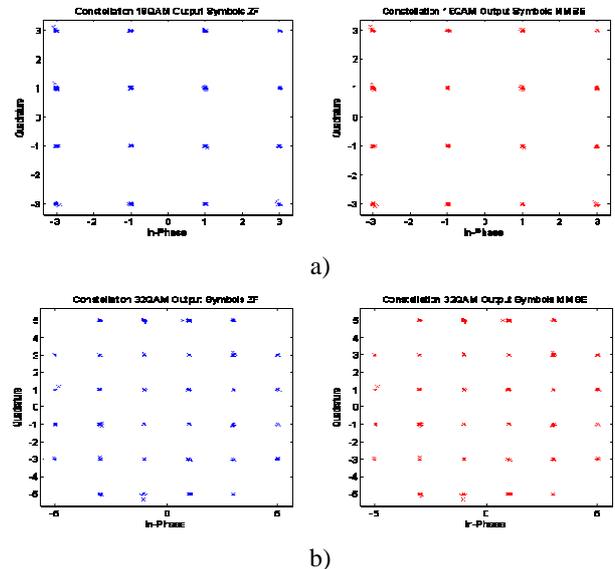


Figura 19. Constelación de los símbolos recibidos para el receptor ZF y MMSE utilizando Modulación a) 16QAM y b) 32QAM.

Conclusiones:

1) Como observamos en cada una de estas graficas tanto el equalizador Zero-Forcing como el MMSE son muy

similares en cuanto a los resultados finales, debido al aumento de densidad espectral, es decir el incremento del nivel de modulación QAM. También como pudimos observar en el análisis de la tasa de error de bits, se puede concluir que entre más grande sea el prefijo cíclico, la curva del BER tiende a crecer.

- 2) De igual manera podemos concluir, que la curva del BER tiende a incrementarse, debido al incremento en el nivel de modulación QAM y al desvanecimiento producido por el canal Rayleigh.
- 3) Con respecto al canal que se utilizó al simular el sistema WiMAX una señal que pase a través de este sufrirá un desvanecimiento de frecuencia selectiva debido a que el periodo de muestreo es menor al camino con el mayor retraso. Además como el periodo de muestreo de mi sistema es mucho menor que el periodo de coherencia mi señal se atenuará por desvanecimiento de tipo lento.
- 4) Como conclusión final, los resultados obtenidos en este proyecto, solo son aplicables a un ambiente específico, que en este caso es tipo rural (montañoso y boscoso) por lo tanto si queremos aplicarlo a un sistema de comunicación con estas características de escenario, cualquiera de los dos ecualizadores, serán eficientes y mitigaran el problema del ISI.

V. REFERENCIAS

- [1] Rappaport Theodore S., Wireless Communications: Principles and Practice Second Edition, Prentice Hall, 1996
- [2] Marvin K. Simon, Mohamed-Slim Alouini, Digital Communication over Fading Channels, John Wiley, 2000
- [3] Fernández Fernández Oscar, Tesis Doctoral: Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para Aplicaciones WLAN y WMAN Universidad de Cantabria Departamento de ingeniería de comunicaciones, Mayo 2007.
- [4] Proakis John G., Salehi Masoud, Communication Systems Engineering Second Edition, Pearson Prentice Hall, 2005
- [5] Sklar Bernard, Digital Communication Systems: Fundamentals and Applications, Second Edition, Prentice Hall PTR, September 2004.
- [6] Garg Vijay K., Wireless Communications and Networking, Morgan Kaufmann Publisher, 2007.
- [7] Goldsmith Andrea, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005.
- [8] Simon Haykin, Communications Systems Fourth Edition, John Wiley & Sons, 2001.
- [9] Ahmed Alywa Abdo Gad, Performance Evaluation and Coverage Prediction of Fixed WiMAX, Shorouk Academy The Higher Institute of Engineering Department of Communication and Electronics, 2008
- [10] Andrews Jeffrey G., Ghosh Arunabha, Muhamed Rias, Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking First edition, Prentice Hall, February 2008.
- [11] kungl Tekniska Hogskolan, Equalization Techniques, Vetenskap Och Konst, http://www.cos.ict.kth.se/education/msc/radio/courses/WTRANSMISSION_2E1514_2006/downloads/lecture_4.pdf.
- [12] **Raj Jain**, Channel Models a tutorial, February 21 2007, http://www.google.com.ec/url?sa=t&source=web&ct=res&cd=3&ved=0CBMQFjAC&url=http%3A%2F%2Fciteseerx.ist.psu.edu%2Fviewdoc%2Fdownload%3Fdoi%3D10.1.1.133.8182%26rep%3Drep1%26type%3Dpdf&rct=j&q=SUI+Channel&ei=yXaaS-WnAsL78Ab3k_ioDg&usg=AFQjCNFBCWeRQkYH-kXosxNyyQNHETOhuw