

MODELO DEL DESVANECIMIENTO SELECTIVO EN FRECUENCIA

Luis Fernando Pedraza
Universidad Distrital
Bogotá D.C., Colombia

lfpedrazam@udistrital.edu.co

Cesar Hernández
Universidad Distrital
Bogotá D.C., Colombia

cahernandezs@udistrital.edu.co

Dora María Ballesteros
Universidad Militar
Nueva Granada

Bogotá D.C., Colombia
doramaria02@gmail.com

Resumen --- Los requerimientos de los sistemas de comunicación modernos, exigen cada vez más, técnicas robustas para minimizar los efectos que modifican una señal de información a través de un medio de transmisión, desarrollando a su vez dispositivos de tamaño reducido que permiten al usuario manipular más funcionalidades sin que se afecte la dimensión de éstos. En este artículo se presentan las técnicas recientes para reducir las dificultades de propagación en redes inalámbricas, a partir de su análisis matemático.

Palabras clave --- Desvanecimiento, Diversidad, Frecuencia, Multiplexación, OFDM.

1. INTRODUCCION

El principal problema con la recepción de señales inalámbricas es el desvanecimiento causado por la propagación multitrayectoria, sumado a otros problemas como la Interferencia Intersímbolo (ISI), el sombreado (obstaculización), interferencias, etc. Esto hace que la calidad del enlace varíe. Otras dificultades adicionales son el limitado ancho de banda, el bajo consumo de potencia, el gestionamiento de red y la operación multicelular.

Como resultado de la propagación multitrayectoria, hay muchas señales reflejadas, que llegan al receptor a diferentes tiempos. Las señales retrasadas son el resultado de reflexiones por las características del terreno tales como árboles, colinas o montañas, u objetos tales como personas, vehículos o edificios. Estos ecos causan Interferencia Intersímbolo (ISI). La combinación de estos inconvenientes, repercute en que las señales pueden sufrir desvanecimiento. Una característica del desvanecimiento selectivo en frecuencia es que algunas frecuencias son realzadas, mientras que otras se atenúan. Si hay un receptor móvil, entonces las longitudes y atenuaciones relativas de las varias trayectorias de recepción cambiarán con el tiempo. Una señal de banda estrecha variará en calidad dependiendo de cómo los picos y los canales de su respuesta en frecuencia se muevan alrededor de ella, implicando también una variación sensible en la respuesta de fase.

La técnica de espectro expandido es robusta en contrarrestar el desvanecimiento y la interferencia, pero dispone de demandas imposibles sobre las tecnologías existentes, ya que se necesita manejar procesos en tiempo real con un gran ancho de banda [1].

2. PROPAGACION MULTICAMINO

Cuando una señal de comunicación es transmitida a través del aire hasta un receptor la señal tomará diferentes caminos antes de que llegue a dicho receptor, esto puede hacer que exista un retraso de propagación mayor que el periodo del símbolo y se

produzca el llamado desvanecimiento selectivo en frecuencia.. El desvanecimiento selectivo en frecuencia es una anomalía de propagación de radio causada por la cancelación parcial de una sola señal, si los componentes espectrales de la señal transmitida son afectados por diferentes amplitudes y cambios de fase, se dice que el desvanecimiento es de frecuencia selectiva [2].

La señal transmitida llega al receptor por dos caminos diferentes, y generalmente uno de estos es más corto o largo, lo que ocasiona que la señal sea atenuada, retrasada en el tiempo y distorsionada. El desvanecimiento selectivo en frecuencia ocurre debido a la dispersión de tiempo de los símbolos transmitidos dentro del canal (figura 1) y se diferencia del desvanecimiento plano a partir de las características presentadas en la figura 2. Todo esto produce ISI, lo cual es una forma de autointerferencia que incrementa la tasa de errores en transmisión digital. No puede ser solucionada incrementando la relación señal a ruido, ya que si se incrementa la potencia de la señal esto también incrementa la autointerferencia (figura 3) [3].

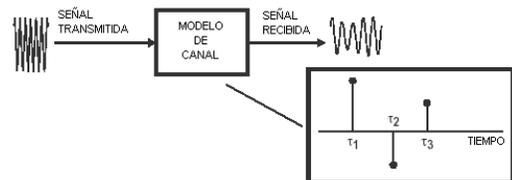


Figura 1. Modelo del canal.

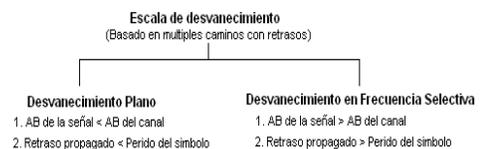


Figura 2. Tipos de escala de desvanecimiento

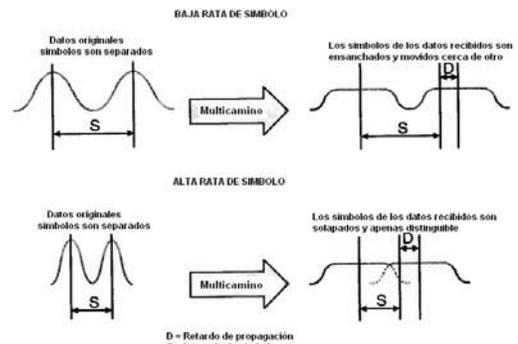


Figura 3. Interferencia Intersímbolo

Modelamiento de canales de desvanecimiento selectivo en frecuencia

Este tipo de desvanecimiento puede ser representado a partir del modelo elíptico de la figura 4, como un filtro lineal caracterizado por la respuesta al impulso (figura 5). Aquí el retraso de propagación discreto es:

$$\tau'_l = \tau'_0 + l\Delta\tau', \quad l=0,1, \quad (1)$$

Donde τ'_0 es el retraso de propagación de la línea de vista (LOS), $\Delta\tau'$ es un retraso de propagación infinitesimal y l es el número de caminos con diferentes retrasos de propagación. Se observa que el modelo elíptico incrementa su precisión si l se incrementa y $\Delta\tau'$ se hace más pequeña. Usando la función del sistema introducida en [4], las señales de entrada y salida del canal selectivo en frecuencia, pueden relacionarse de maneras diferentes. En sistemas variantes en el tiempo, la respuesta al impulso ($h_0(t_0, t)$) es una función del tiempo t_0 , en el cual el canal ha sido excitado por un impulso $\delta(t - t_0)$. Esta relación puede ser expresada por:

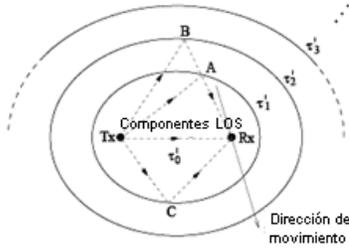


Figura 4. Modelo de propagación elíptico

$$\delta(t - t_0) \rightarrow h_0(t_0, t) \quad (2)$$

Por causalidad $h_0(t_0, t) = 0$ para $t < t_0$. Por lo tanto la respuesta del sistema es:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t_0)\delta(t - t_0)dt_0 \quad (3)$$

Lo cual matemáticamente equivale a la convolución. Reemplazando (3) en (2), se tiene:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(t_0)h_0(t_0, t)dt_0 \quad (4)$$

Donde t_0 en términos del retraso de propagación es:

$$\tau' = t - t_0 \quad (5)$$

Entonces de (5) en (4):

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau')h(\tau', t)d\tau' \quad (6)$$

Realizando la transformada de Fourier de la entrada y de la respuesta al impulso se tiene que [5]:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f')H(f', t)e^{j2\pi f't}df' \quad (7)$$

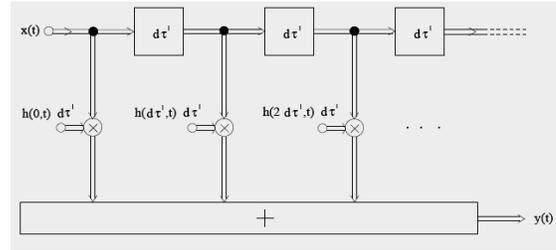


Figura 5. Representación de un canal selectivo en frecuencia.

Análisis del desvanecimiento selectivo en frecuencia para el modelo de dos rayos

Se supone que la señal en el receptor para el modelo de dos rayos, mostrado en la figura 6 es:

$$y(t) = A[a_1 \cos w_c t + a_2 \cos w_c (t - \tau)] \quad (8)$$

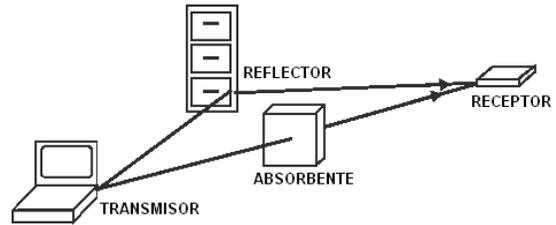


Figura 6. Modelo de propagación de dos rayos.

Se puede representar la señal resultante en el receptor de la siguiente forma:

$$y(t) = AB(\tau) \cos(w_c t + \theta) \quad (9)$$

Donde $B(\tau)$ es la magnitud a analizar.

Como: $\cos(x+y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y$, entonces (8) queda convertido en:

$$y(t) = A[a_1 \cos w_c t + a_2 \cos w_c t \cos w_c \tau + a_2 \sin w_c t \sin w_c \tau] \quad (10)$$

Agrupando términos se tiene:

$$y(t) = A[\cos w_c t [a_1 + a_2 \cos w_c \tau] + a_2 \sin w_c t \sin w_c \tau] \quad (11)$$

Ahora haciendo los siguientes cambios de variables en (11):

$$M = [a_1 + a_2 \cos w_c \tau] \quad N = a_2 \sin w_c \tau$$

Se tiene:

$$y(t) = A[M \cos w_c t - (-N) \sin w_c t] \quad (12)$$

Si $P = -N$ entonces (12) se convierte:

$$y(t) = A[M \cos w_c t - P \sin w_c t] \quad (13)$$

Aplicando la siguiente identidad:

$$A \cos x - B \sin x = R \cos(x - \theta) \quad (14a)$$

Donde,

$$\tan \theta = \frac{B}{A} \quad (14b)$$

Y,

$$R = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (14c)$$

Sustituyendo (13) en (14c), y realizando los correspondientes cambios de variables, se obtiene:

$$R = \sqrt{a_1^2 + 2a_1a_2 \cos \omega_c \tau + a_2^2} \left[\cos^2 \omega_c \tau + \sin^2 \omega_c \tau \right] \quad (15)$$

Como $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$, entonces (15) queda:

$$R = B(\tau) = \sqrt{a_1^2 + 2a_1a_2 \cos \omega_c \tau + a_2^2} \quad (16)$$

Ahora se procede a graficar la magnitud dada en (16) con respecto a la frecuencia, para esto se tiene que el rayo 1 tiene una amplitud normalizada $a_1 = 1$ y para el rayo 2 se dan 3 amplitudes $a_2 = 0.1, 0.5$ y en el peor de los casos $a_2 = 1$, con la frecuencia del canal $f_c = n/(2\tau)$, se obtiene la magnitud en la tabla 1:

Tabla 1. Valores de $B(\tau)$

n	f_{c_n}	$B(\tau)$
1	$1/2\tau$	$(0.25)^{1/2}$
2	$1/\tau$	$(2.25)^{1/2}$
3	$3/2\tau$	$(0.25)^{1/2}$

La diferencia entre frecuencias es:

$$f_{c3} - f_{c1} = 3/2\tau - 1/2\tau = 1/\tau$$

Graficando $B(\tau)$ de la tabla 1 se tiene:

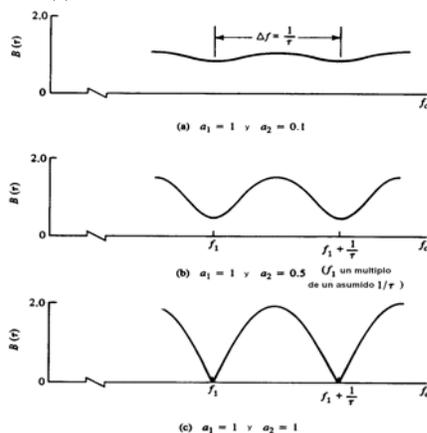


Figura 7. Graficas de $B(\tau)$ Vs f_c .

Si $\tau = n/2f_c = n(\lambda/2)$, ($n = 1, 2, \dots$) es un múltiplo entero de medio periodo de la portadora, se tienen cambios de señal desde una amplitud mínima de:

$$AB(\tau)_{\min} = |a_1 - a_2|A$$

A una amplitud máxima de:

$$AB(\tau)_{\max} = |a_1 + a_2|A$$

Finalmente, de la figura 7, se concluye que el desvanecimiento selectivo de frecuencias ocurre cuando el retardo coincide con un número de medios periodos ($n(\lambda/2)$), ya que ambos rayos se encuentran en contrafase [2].

3. TECNICAS PARA REDUCIR EL DESVANECIMIENTO SELECTIVO EN FRECUENCIA

A continuación se presentan las técnicas más utilizadas para la reducción del desvanecimiento selectivo en frecuencias, analizado en el capítulo anterior.

Diversidad de antenas

Esta es una solución para contrarrestar el efecto de desvanecimiento selectivo, la cual consiste en separar dos antenas por un múltiplo impar de $\lambda/4$ de otra, como se observa en la figura 8.

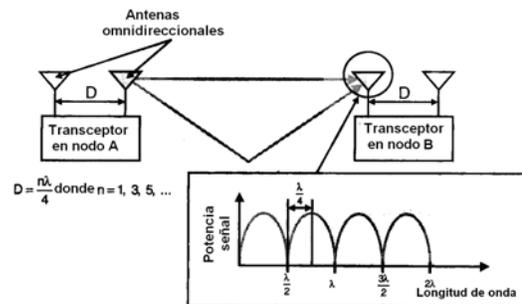


Figura 8. Separación de antenas a $n(\lambda/4)$ con $n=1,3,5, \dots$

En la figura 8a), se tiene que la separación entre las antenas del router es $5\lambda/4$, donde $\lambda/4 \approx 3$ cm, por lo tanto la separación de sus antenas es de aprox. 15 cms. Cuando se combinan estas señales adecuadamente se puede mejorar la relación S/N (Señal a ruido). En la figura 9 se presenta la ganancia de un router que posee diversidad de antenas [6].

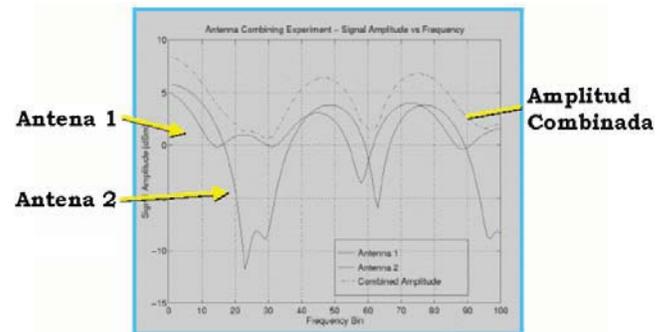


Figura 9. Ganancia de un router con diversidad de dos antenas.

De la figura 9 se observa que la diversidad de dos antenas provee una ganancia de 1 a 14 dB.

Receptores RAKE

Una técnica utilizada para minimizar la ISI y a su vez el desvanecimiento selectivo en frecuencias es la de los receptores RAKE, la cual es usada especialmente en canales CDMA (por ejemplo, comunicaciones móviles de tercera generación).

La RAKE es una estrategia combinada. Su objetivo es separar los diferentes componentes de la señal recibida, los cuales ordinariamente interferirían entre sí en una composición corrupta, y luego combinarlos coherentemente para obtener una réplica mucho más fuerte de la señal transmitida.

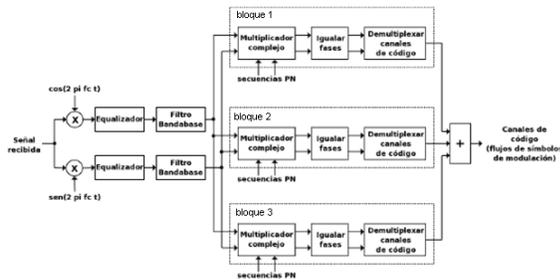


Figura 10. Receptor RAKE de un canal CDMA.

Para un receptor RAKE como el mostrado en la figura 10, la señal recibida por el receptor es primero demodulada, filtrada y ecualizada, el propósito de los filtros y ecualizadores es mantener el espectro de la señal en el ancho de banda sin interferencia intersimbólica, estos ecualizadores son no adaptativos. Después del filtrado y ecualización cada uno de los bloques, que está sincronizado con una trayectoria específica, muestrea la señal a la velocidad de chip. En cada uno de los bloques la señal muestreada es multiplicada por la secuencia pseudoaleatoria que identifica a la estación móvil y la celda, esta secuencia está sincronizada con el retardo de la trayectoria que le corresponde al bloque, con esta multiplicación se logra identificar la señal de la estación móvil que se desea recibir entre las señales de todas las estaciones móviles que son atendidas. Después de la multiplicación se deben igualar las fases de las señales en los tres bloques para que luego sean combinadas coherentemente. Una vez igualadas las fases se demultiplexan los canales de código inversos, esta operación se realiza multiplicando la señal por el código Walsh que identifica el canal que se desea obtener. Luego de la demultiplexación de los canales de código, las señales a las salidas de los tres bloques se alinean en el tiempo, y finalmente se suman (esto es, se combinan coherentemente) obteniendo como resultado una estimación de los flujos de símbolos de modulación de cada uno de los canales de código inversos [7].

Ecualización adaptable

La idea para minimizar el desvanecimiento selectivo en frecuencias, es discriminar en el receptor la componente de señal recibida suministrada por el transmisor y la distorsión hecha por la función de transferencia del canal. Una vez que la distorsión se conoce puede ser restada o cancelada para recobrar una mejor imagen de la señal transmitida, como se muestra en la figura 11 [6].

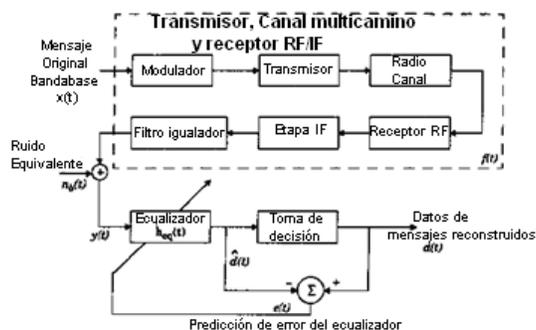


Figura 11. Receptor de un ecualizador adaptable

Multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM)

OFDM es un esquema de multiplexación de banda ancha que es específicamente capaz de hacerle frente a los problemas de la recepción multitraectoria. Esto es logrado transmitiendo mu-

chas señales digitales traslapadas de banda angosta en paralelo, dentro de una banda ancha. El aumento del número de canales de transmisión paralelos reduce la tasa de datos que cada portadora individual debe transportar y alarga el período del símbolo. Como resultado, el tiempo de retraso de las ondas reflejadas es comprimido dentro de un tiempo de símbolo.

En OFDM, cada subportadora es ortogonal al resto de subportadoras, ya que una subportadora no interfiere con las subportadoras adyacentes porque el máximo del espectro de una subportadora coincide con los ceros en amplitud del espectro de las portadoras vecinas, como se ve en la figura 12 [8].

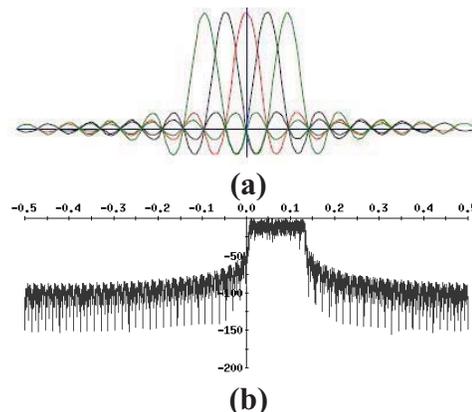


Figura 12. a) Espectro de subportadoras en OFDM. b) Espectro de una señal en OFDM con 1024 subportadoras.

Por lo tanto, OFDM se puede definir simplemente como una forma de modulación multiportadora donde su espaciamiento entre portadoras es seleccionado cuidadosamente de modo que cada subportadora es ortogonal a las otras subportadoras. Como es bien sabido, las señales ortogonales se pueden separar en el receptor con técnicas de correlación, por lo tanto, la interferencia intersimbolo entre los canales puede ser eliminada. La ortogonalidad puede ser alcanzada seleccionando cuidadosamente el espaciamiento de portadoras, dejando que el espaciamiento sea igual al recíproco del período útil de símbolo.

La implementación física de un sistema de comunicación basado en OFDM, utiliza técnicas de procesamiento digital de señales como la transformada rápida de fourier (FFT), como se ve en la figura 13.

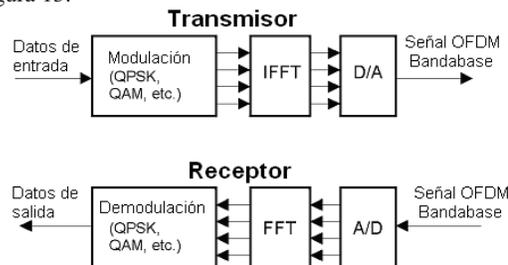


Figura 13. Sistema de Comunicación basado en OFDM.

En OFDM, el dato es dividido entre un número grande de subportadoras, por lo tanto, el desvanecimiento selectivo en frecuencia solo afecta a algunas subportadoras y no a toda la señal, como se ve en la figura 14. Si el flujo de datos está protegido por un código de corrección de error hacia adelante (FEC), este tipo de desvanecimiento puede ser fácilmente manejado [9], [10].

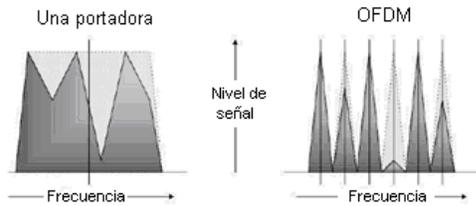


Figura 14. Comparación entre el desvanecimiento selectivo en frecuencia para una portadora (izquierda) y OFDM (derecha).

En este tipo de sistemas de comunicación se usa modulación adaptativa, donde la técnica de modulación depende de la S/N detectada.

4. CONCLUSIONS

El uso de técnicas como OFDM, diversidad de antenas, ecualizadores y receptores especiales, de manera individual han demostrado una gran eficacia para combatir el desvanecimiento selectivo en frecuencias, por lo tanto la combinación de algunas de estas técnicas en redes inalámbricas, permitirán tener redes más robustas y la oportunidad de ofrecer a los usuarios sistemas más multifuncionales.

El desvanecimiento selectivo en frecuencia solo afecta a algunos subcanales y no a toda la señal. Si el flujo de datos está protegido por un código de corrección de error hacia delante, este tipo de desvanecimiento puede reducirse significativamente.

Uno de los parámetros por el que se puede juzgar una red inalámbrica es la capacidad de retardo ensanchado que puede tolerar.

REFERENCIAS

- [1] Meyr H, Moeneclaey M. and Fechte S., "Digital Communication Receivers", Ed. John Wiley & Sons, pp. 706-710, 1998.
- [2] Rappaport T., "Wireless Communications", Prentice Hall: New Jersey, pp. 139-169, 2002.
- [3] Proakis J., "Digital Communications", McGraw-Hill: Singapore, pp. 134-136, 1995.
- [4] Bello P. A., Characterization of randomly time-variant linear channels, IEEE Trans. Comm. Syst., vol. 11, no. 4, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [5] Pätzold M., "Mobile Fading Channels", John Wiley & Sons, pp. 244-247, 2004.
- [6] Marvin K. and Alouini M. "Digital Communication over Fading Channels" Second Edition, John Wiley & Sons, p.p 316-335, 2005.
- [7] R. Esmailzadeh and M. Nakagawa, "Pre-RAKE Diversity Combination for Direct Sequence Spread Spectrum Mobile Communications Systems", IEICE Trans. Commun., vol. E76-B, no. 8, pp. 1008-1015, Aug. 1993.
- [8] Charan L., Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) Tutorial, 2004.
- [9] Bahai R.S and Saltzberg R., "Multicarrier Digital Communications, Theory and applications of OFDM". Kluwer Academic, pp. 133-137, 1999.
- [10] Stüber G., "Principles of Mobile Communication Second Edition", Kluwer Academic Publishers, pp. 40-42, 2002.