



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL ZACATENCO**

**“EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE SISTEMAS CELULARES
MEDIANTE EL CALENDARIZADOR JUSTO PROPORCIONAL”**

**PROYECTO TERMINAL
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

**PRESENTA:
CASTILLO AGUILAR SERGIO
TALAVERA RODRIGUEZ MIGUEL ÁNGEL**

**ASESORES:
M. en C. LUIS ALBERTO VÁSQUEZ TOLEDO
M. en C. JOSÉ IRENE OLEA RAMÍREZ**



CIUDAD DE MÉXICO, 2016

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”

TEMA DE TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN
DEBERA (N) DESARROLLAR

INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA
TESIS COLECTIVA Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL

C. SERGIO CASTILLO AGUILAR

C. MIGUEL ANGEL TALAVERA RODRIGUEZ

“EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE SISTEMAS CELULARES MEDIANTE EL CALENDARIZADOR

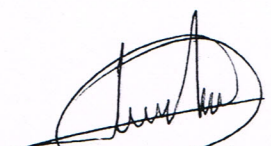
JUSTO PROPORCIONAL”.

EVALUAR MEDIANTE ECUACIONES EL DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS CELULARES LTE POR MEDIO DEL ESTUDIO DE LOS CALENDARIZADORES, RESALTANDO LAS VENTAJAS DEL CALENDARIZADOR JUSTO PROPORCIONAL SOBRE EL DE MÁXIMA SIR, UTILIZANDO COMO PARÁMETROS DE CALIDAD DE SERVICIO, LA RELACIÓN SEÑAL A INTERFERENCIA (SIR) Y LA TASA PROMEDIO DE TRANSMISIÓN.


- ❖ INTRODUCCIÓN
- ❖ ANÁLISIS DE COBERTURA
- ❖ ANÁLISIS DE INTERFERENCIA
- ❖ TASA PROMEDIO DE TRANSMISIÓN CONSIDERANDO ESQUEMAS DE MODULACIÓN Y CODIFICACIÓN
- ❖ EVALUACIÓN DEL CALENDARIZADOR JUSTO PROPORCIONAL Y ASIGNACIÓN DE RECURSOS
- ❖ CONCLUSIONES

CIUDAD DE MÉXICO. A 23 DE AGOSTO DE 2016.

ASESORES


M. EN C. LUÍS ALBERTO VÁSQUEZ TOLEDO


LIC. JOSÉ IRENE OLEA RAMÍREZ


ING. PATRICIA LORENA RAMÍREZ RANGEL
JEFA DEL DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

Agradecimientos

Primeramente nos gustaría agradecer a esta gran institución como lo es la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional, que nos ha formado como profesionistas.

A nuestros padres y hermanos por su incondicional apoyo que nos han brindado durante toda nuestra vida, además de estar siempre con nosotros en todo momento.

A nuestro asesor Técnico el M. en C. Luis Alberto Vasquez Toledo por guiarnos y darnos las herramientas necesarias para la elaboración de este trabajo, además de su valiosa amistad.

Al profesor José Irene Olea Ramírez por su apoyo a lo largo de este proyecto.

Por ultimo pero no menos importante a nuestros grandes amigos Ángel y Miguel por los grandes lazos de amistad que hemos formado durante toda la carrera por lo cual mas que amigos los consideramos hermanos.

Contenido

Objetivo.....	3
Introducción.....	4
Justificación.....	5
CAPÍTULO I: ANÁLISIS DE COBERTURA	
1.1 Introducción.....	6
1.2 Interferencia y su clasificación.....	6
1.2.1 Interferencia co-canal.....	7
1.2.2 Interferencia de canal adyacente.....	8
1.2.3 Interferencia por multitrayectorias.....	9
1.3 Análisis de Desvanecimientos.....	9
1.3.1 Desvanecimientos Lentos.....	10
1.3.2 Desvanecimientos Rápidos.....	11
1.3.2.1 Reflexión.....	13
1.3.2.2 Difracción.....	14
1.3.2.3 Dispersión.....	14
1.4 Modelos de Desvanecimientos.....	15
1.4.1 Modelo Rayleigh.....	16
1.4.2 Modelo Rice.....	18
1.4.3 Modelo Log-Normal.....	19
1.4.4 Modelo Suzuki.....	20
Referencias.....	22
CAPÍTULO II: ANÁLISIS DE INTERFERENCIA	
2.1 Introducción.....	23
2.2 Parámetros de la calidad del servicio.....	23
2.2.1 Relación señal a interferencia (SIR).....	24
2.3 Análisis y modelo de red celular.....	25
2.3.1 Red celular de 19 celdas.....	25
2.3.2 Diagramas de red celular.....	27
2.3.3 Modelo del canal.....	28
2.3.4 Evaluación de la SIR para desvanecimientos lentos.....	29
2.4 Análisis del modelo de la SIR con desvanecimientos rápidos y lentos.....	31

Referencias.....	34
------------------	----

CAPÍTULO III: TASA PROMEDIO DE TRANSMISIÓN CONSIDERANDO ESQUEMAS DE MODULACIÓN Y CODIFICACIÓN

3.1 Introducción	35
3.2 Capacidad del canal	35
3.3 Tasa de transmisión de datos	37
3.3.1 Evaluación y resultados.....	38
3.4 Técnicas de modulación	41
3.4.1 MODULACIÓN BPSK	41
3.4.2 Modulación QPSK.....	42
3.4.3 Modulación 8-PSK	44
3.4.4 Modulación QAM	45
3.5 Técnicas de codificación de canal.....	47
3.6 Técnicas de modulación y codificación adaptiva en LTE	48
Referencias.....	50

CAPÍTULO IV: EVALUACIÓN DEL CALENDARIZADOR JUSTO PROPORCIONAL Y ASIGNACIÓN DE RECURSOS

4.1 Introducción.....	51
4.2 OFDMA.....	51
4.3 Calendarizadores	54
4.3.1 Calendarizador Round Robin.....	55
4.3.2 Calendarizador de máxima relación señal a interferencia.....	55
4.3.3 Calendarizador justo proporcional.....	55
4.4 Evaluación de ecuaciones, comparaciones y resultados de los calendarizadores	57
4.4.1 Evaluación de calendarizador de máxima SIR	60
4.4.2 Evaluación del calendarizador justo proporcional	62
4.5 Asignación de modulación y codificación adaptiva para LTE	65
Referencias.....	66
Conclusiones	67

Objetivo

Evaluar mediante ecuaciones el desempeño de los sistemas celulares LTE por medio del estudio de los calendarizadores, resaltando las ventajas del calendarizador justo proporcional sobre el de máxima SIR, utilizando como parámetros de calidad de servicio, la relación señal a interferencia (SIR) y la tasa promedio de transmisión.

Introducción

La tecnología LTE, es un estándar global para redes celulares de cuarta generación, la cual proporciona más recursos para poder ofrecer al usuario velocidad del enlace de bajada ofreciendo una mejor conexión a la red. En México, aún no está implementada en su totalidad, por lo que al ser una tecnología reciente en este país es un gran motivo de estudio.

Por lo tanto en este trabajo de investigación, se analiza el calendarizador justo proporcional a comparación con el calendarizador de máxima SIR, viendo las principales ventajas y desventajas que se presentan en el análisis de este calendarizador.

En el primer capítulo, se asientan las bases necesarias para conocer el comportamiento de la red celular, analizando los tipos de desvanecimientos, así como los principales fenómenos que afectan la propagación de la señal y los modelos de desvanecimientos que pueden ser considerados al momento de simular los algoritmos para el sistema.

En el capítulo dos, se muestra como está conformado el sistema, y cómo se comporta la interferencia ya en un sistema de 19 celdas, en el cual se presentan las interferencias en donde las 19 celdas transmiten al mismo tiempo. Se hace un análisis del modelo de canal, mostrando las principales diferencias con las cuales se trabajarán en los capítulos posteriores.

En el tercer capítulo, se analizan las modulaciones y las codificaciones que se ocupan en LTE, de igual forma la capacidad de canal que se ocupa, dándonos esto un margen de cómo se comporta la señal que se enviara al usuario para poderle ofrecer una QoS de excelente calidad.

Para concluir este trabajo de investigación, se analizan las principales características del calendarizador justo proporcional, también el de máxima señal a interferencia, en el cual se hace una comparación de los tipos de calendarizadores, en el cual se observa las principales características, se grafican los resultados obtenidos, en donde se consideran determinadas condiciones del canal.

Justificación

Nuestro país se encuentra en una situación no muy favorable en materia tecnológica, muestra de ello es la escasa cobertura que tienen actualmente los servicios de las redes LTE.

Sin embargo ante la necesidad de la población por comunicarse y al surgimiento de nuevos servicios que requieren de mayores velocidades, esta tecnología tendrá en los siguientes años un mayor despliegue a lo largo del territorio nacional, por lo que es menester para las empresas dedicadas a brindar el servicio de telefonía móvil el cubrir dicha necesidad mediante la ampliación de la cobertura de LTE para lo que se requiere una correcta planeación de las redes de telefonía móvil 4G.

Para esto es necesario abarcar una gran cantidad de aspectos como lo es el entorno en el cual se desplegará dicha red, el volumen de información que se manejará, la cantidad de usuarios a los que se puede atender, el área de cobertura que pueden cubrir sus equipos de transmisión, entre algunos otros.

Ante estas cuestiones surge este proyecto el cual analiza la implementación del calendarizador justo proporcional para la asignación de bloques de recursos a los usuarios de manera eficiente utilizando la tecnología LTE, considerando solo el enlace descendente. Con ello se procura proporcionar el servicio a la mayor cantidad de usuarios y de manera equitativa o justa, todo esto sin comprometer el rendimiento general del sistema.

Por lo en este trabajo se presentan las principales razones por las cuales la implementación de este tipo de calendarizador en una red de telefonía LTE es el más conveniente, dando a conocer tanto sus ventajas como la forma de operación del algoritmo encargado de realizar dicha tarea, el cual tiene como resultado un uso más eficiente del equipo de comunicaciones y con ello una mejora en el servicio que se le brinda al usuario, de tal forma que aquellas empresas que consideren implementarlo podrían incrementar sus oportunidades el mercado.

CAPÍTULO I: ANÁLISIS DE COBERTURA

1.1 Introducción

En esta unidad se analizarán los conceptos básicos en los cuales se fundamenta este proyecto final, como lo son las interferencias y los modelos de desvanecimientos. Además se especifican los principales problemas al momento de la transmisión de las señales desde una estación base hacia los dispositivos móviles.

1.2 Interferencia y su clasificación

La idea de los sistemas de comunicaciones móviles es brindar un servicio de calidad, confiable y con la menor cantidad de pérdidas de información posible, sin embargo con el desmedido uso e incremento de los sistemas de telefonía celular hoy en día es común enfrentar diversos problemas en los canales de comunicación como lo es el ruido y la interferencia. La interferencia suele aparecer en el receptor debido a una contaminación del canal por señales externas provenientes de otro emisor. En un proceso de comunicación de telefonía móvil solo debería existir un emisor útil y el receptor.

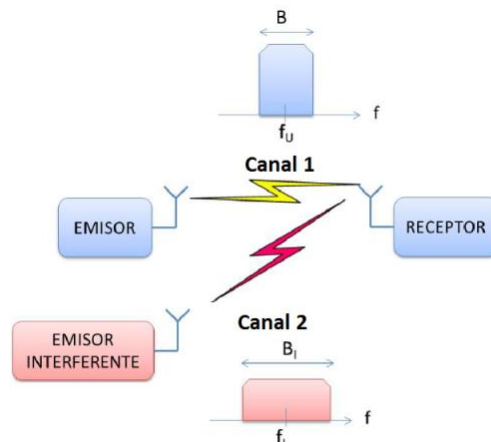


Fig. 1.1 Interferencia

En esta figura se puede apreciar que el emisor útil transmite su señal con una frecuencia f_u y con un ancho de banda B (canal 1), en tanto que el emisor interferente transmite con una frecuencia f_i y posee un ancho de banda B_i (canal 2), siendo las dos recibidas por el receptor.

La interferencia puede ser cuantificada utilizando la relación portadora a interferencia o CIR (por sus siglas en inglés, Carrier to Interference Ratio), el cual describe el cociente entre la potencia de la señal útil con respecto a la potencia de la señal interferente [1].

A continuación se abordarán algunos tipos de interferencia como lo son: la interferencia co-canal, de canal adyacente e interferencia por multitrayectoria.

1.2.1 Interferencia co-canal

En la actualidad se tiende a buscar la eficiencia espectral, por lo que es común la reutilización de frecuencias entre celdas vecinas. Sin embargo con esta medida se generan fenómenos diversos como lo es la interferencia co-canal el cual se visualiza en Fig.1.1. Este tipo de interferencia se presenta en los sistemas de radiocomunicación y puede ser causada ya sea por la reutilización de frecuencias de portadora en lugares geográficamente distintos (celdas aledañas) pero con distancias cercanas, o por los armónicos de otras señales. En cada caso la interferencia es recibida dentro del ancho de banda operativo del receptor lo cual puede disminuir su sensibilidad o simplemente enmascara la señal de interés, esto se da debido a que el espectro de la señal deseada y el de la señal interferente se sobreponen completamente. De tal forma que al mezclarse ambas señales se provoca interferencia en la señal resultante. Para evitar que esto sea un problema considerable en los enlaces entre estaciones base y los dispositivos móviles, es necesario la existencia determinada de una distancia entre las celdas para poder reutilizar una determinada frecuencia de portadora. La distancia de reutilización se ilustra en la figura 1.2.

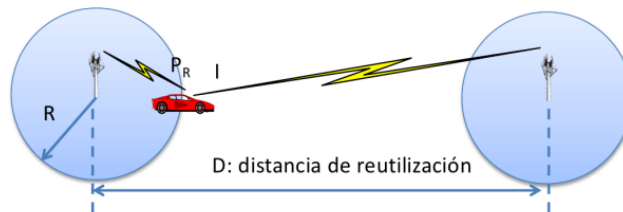


Fig. 1.2 Distancia de reutilización de frecuencias

En este caso se tienen dos celdas de radio R , transmitiendo con una potencia P_T , una potencia de recepción P_R y una distancia D de separación. Por lo tanto se tiene que para una mínima distancia de reutilización D , la relación portadora a interferencia se da mediante la ecuación 1.1 [1].

$$CIR = \frac{P_R}{I} = \left(\frac{D}{R} - 1\right)^\gamma \quad (1.1)$$

Donde el parámetro γ es denominado como el exponente de propagación de pérdidas por trayectoria, el cual es obtenido de manera empírica.

1.2.2 Interferencia de canal adyacente

El emisor interferente transmite utilizando una frecuencia (radiocanal) adyacente a la empleada en el emisor útil. En estos casos, la interferencia que afecta el receptor esta ocasionada principalmente por dos efectos, vinculados a las propiedades no ideales de los mismos.

En primera, la etapa de RF del receptor presentará una selectividad Δ_s finita a la frecuencia f_1 del canal adyacente, por lo tanto la potencia de la señal interferente no estará totalmente mitigada a la salida de la etapa de RF.

Y en segunda, debido al comportamiento no ideal del emisor interferente, la interferencia recibida no estará limitada únicamente a su banda teórica $B_1 = B$, ya que en la práctica, se puede observar que presenta bandas laterales, que darán lugar a un cierto nivel de potencia interferente en la frecuencia f_U a la cual esta sintonizado el receptor útil.

Este efecto se puede modelar mediante la característica del emisor interferente denominada ACLR (por sus siglas en inglés, Adjacent Channel Leakage Ratio), que es la diferencia en dB de la potencia transmitida a f_I y la transmitida a f_U . (Ver Fig. 1.3.)

Teniendo en cuenta la selectividad del receptor y del ACLR del transmisor interferente, la CIR asociada a la interferencia del canal adyacente medido a la salida del demodulador, de acuerdo con la estructura del receptor, puede expresarse mediante la ecuación 1.2 [1].

$$CIR = \frac{GG_d P_r}{\frac{GG_d P_I}{\Delta_s} + \frac{GG_d P_I}{ACLR}} = \frac{P_r}{P_I} \frac{1}{\frac{1}{\Delta_s} + \frac{1}{ACLR}} = \frac{P_r}{I} \quad (1.2)$$

Donde se define la interferencia con la expresión 1.3 [1].

$$I = \frac{P_I}{\Delta_s} + \frac{P_I}{ACLR} \quad (1.3)$$

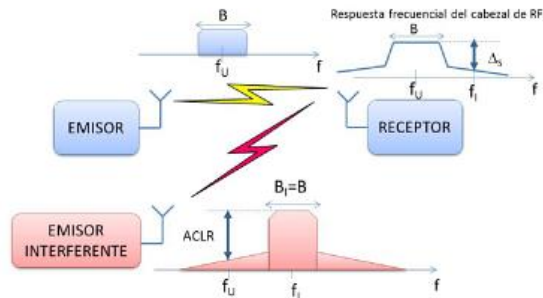


Fig. 1.3 Interferencia de canal adyacente

1.2.3 Interferencia por multitrayectorias

Sucede una interferencia cuando la antena recibe dos o más señales en la misma banda de frecuencias. Una es la señal útil y las otras son las señales indeseadas, La interferencia puede ser por una propagación multitrayectoria [2].

Una de las mayores causas de este tipo de interferencia es debido a la refracción de las ondas en objetos terrestres, como lo son montañas y edificios, estos efectos de la interferencia multitrayectoria incluyen interferencia constructiva y destructiva, y desplazamiento en fase de la señal [3].

La degradación que genera la interferencia intersimbólica está en función del cociente entre el valor máximo del retardo diferencial y la duración del símbolo.

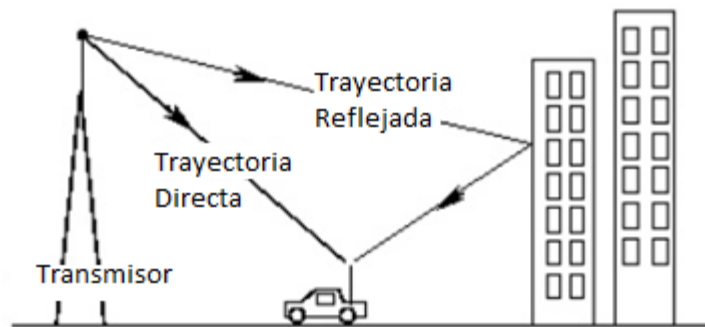


Fig. 1.4 Interferencia por multitrayectoria

Si se analiza en el dominio de la frecuencia, la propagación por trayectorias múltiples origina una función de transferencia selectiva. Para poder cuantificarlo, se determinan valores de ancho de banda determinado, de forma que la atenuación si este tiene un ancho mayor que el ancho de banda de la señal, esta se atenuará de manera uniforme. Por otra parte, la movilidad de los terminales provoca que tanto la respuesta impulso del canal como su función de transferencia, sean variables con el tiempo. La magnitud del efecto Doppler, el cual depende de la velocidad del móvil y del ángulo que forman las direcciones de movimiento de propagación, es importante tener en cuenta los ángulos con los que la señal se recibe en el dispositivo.

1.3 Análisis de Desvanecimientos

En un sistema móvil de comunicaciones, una señal experimenta propagación multitrayectoria, la cual causa fluctuaciones en tiempo, este fenómeno es conocido como desvanecimiento. En la mayoría de las áreas urbanas, donde los sistemas de comunicación son empleados es evidente que la altura de las antenas de telefonía móvil es menor que la altura de los edificios circundantes. En tal caso las ondas electromagnéticas generalmente experimentan dispersión. La propagación

multitrayectoria sufre de desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento, los cuales serán descritos a continuación.

1.3.1 Desvanecimientos Lentos

Si un terminal móvil describe una circunferencia alrededor de una antena omnidireccional, el valor medio de la potencia varía en función de los distintos perfiles a medida que cambian su posición. Esta variación se denomina desvanecimiento lento y se produce por la ondulación del terreno y la interposición de objetos entre las antenas. (Ver Fig. 1.6.)

Esta variación se produce alrededor del nivel medio de la potencia, P que nos proporciona los modelos de propagación. Cuando en su movimiento el terminal móvil se oculta detrás de un edificio o entra en el metro las condiciones de propagación son adversas y el nivel de potencia sufre una atenuación adicional. Por el contrario, pueden darse condiciones de visibilidad entre antenas especialmente favorables que causen redundancia en un mayor nivel de señal recibida. A partir de numerosas medidas se ha establecido un modelo estadístico de distribución que representa la función densidad de probabilidad de potencia de los desvanecimientos lentos basada en la función Log-Normal, la cual se describe mediante la ecuación 1.4.

$$f(P_r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(P_r-P)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.4)$$

Donde P es el valor medio de la potencia y σ_y es la desviación estándar, están expresados en unidades logarítmicas. El valor de P será predicho por los modelos de pérdidas de propagación y el valor de σ_y está determinado por el entorno de propagación.

Es necesario caracterizar la velocidad de variación del nivel de señal. Ésta cambia a medida que el terminal se desplaza. El valor del nivel de potencia de la señal no varía de forma instantánea, existe una correlación temporal entre los valores de potencia. El valor de la correlación temporal depende nuevamente del tipo de entorno y la velocidad de desplazamiento de la terminal móvil, determinado por la ecuación 1.5.

$$R(\tau) = e^{-\alpha\tau} \quad (1.5)$$

El valor de α modula la mayor o menor variabilidad de la señal y depende de la velocidad de la terminal y del tipo de terreno. A mayor velocidad, la señal varía de forma más rápida y por tanto el valor de α también es mayor. En terrenos abruptos las variaciones de la señal son más rápidas.

1.3.2 Desvanecimientos Rápidos

Este tipo de desvanecimientos se generan cuando la señal recibida en un instante de tiempo es el resultado de la suma de las distintas componentes reflejadas de la señal transmitida y las cuales provienen de múltiples trayectorias, dichas reflexiones se originan cuando el frente de onda colisiona con objetos cercanos encontrados en dirección a la antena receptora. (Ver Fig. 1.6.)

Si los objetos están muy cerca de la antena receptora la diferencia entre los distintos retardos es prácticamente despreciable comparada con la duración del símbolo de la señal digital. Al transmitir la señal modulada el efecto de los retardos distintos implican que la señal incide en la antena con fases totalmente distintas. Cada una de las reflexiones introduce un retardo adicional distinto, puesto que recorren distancias diferentes.

Si tenemos en cuenta que la terminal se estará moviendo y que, por tanto, la relación entre los retardos cambiará con el tiempo, podemos concluir que la señal recibida tendrá instantes de interferencia constructiva e interferencia destructiva, así como todos los valores intermedios.

Como resultado de estos factores obtendremos que, en el caso general en que tenemos múltiples reflexiones con amplitudes, retardos y fases distintas, la señal recibida equivalente pasa-bajo se describe en la ecuación 1.6.

$$\mathbf{r}(t) = \sum_i \alpha_i(t) \mathbf{s}(t) \quad (1.6)$$

Donde $|\alpha_i(t)|$ determina las amplitudes, y $\arg(\alpha_i(t))$ las fases de las distintas trayectorias y dependen del coeficiente de reflexión y del retardo de propagación $\tau_i(t)$ asociado a la reflexión i -ésima y $\mathbf{s}(t)$ la señal transmitida.

Por otro lado, puesto que tanto el dispositivo móvil como algunos obstáculos se desplazan, los valores de α_i y τ_i varían con el tiempo. Es importante remarcar que los desvanecimientos rápidos están asociados a la variación de los retardos de propagación de las reflexiones de los objetos cercanos y la diferencia entre ellos es mínima respecto al tiempo de símbolo pero muy grande respecto a la frecuencia de la portadora. Se puede demostrar que la variación temporal de los desvanecimientos rápidos de la señal recibida en un terminal móvil tiene una función de autocorrelación, en cuanto a su envolvente $e(t)$ se refiere, descrito en la ecuación 1.7.

$$R_e(\tau) = \mathbf{E}\{e(t)e^*(t + \tau)\} = \frac{\pi\sigma^2}{2} \left[\mathbf{1} + \frac{1}{4} J_0^2(2\pi v f_m \tau) \right] \quad (1.7)$$

Donde J_0 es la función Bessel de primera clase y orden cero, σ la varianza de desviación y dado por 1.8.

$$f_m \tau = \left(\frac{v}{\lambda} \right) \tau = \frac{\varepsilon}{\lambda} \quad (1.8)$$

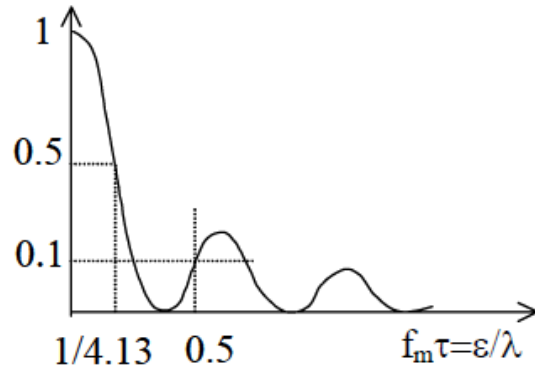


Fig. 1.5 Función de autocorrelación de los desvanecimientos rápidos

Podemos decir que la señal en dos puntos de recepción distintos tendrán un nivel de correlación pequeño para valores de $\frac{\epsilon}{\lambda}$ mayores que 0.5, lo que nos dice que las dos antenas no están prácticamente relacionadas, es decir, son independientes. Este tipo de desvanecimientos presentan una distribución tipo Rice la cual será descrita en la sección 1.4.2.

En caso de que sea la estación base la que recibe la señal, la función de autocorrelación disminuye de forma más lenta, entonces que la separación debe ser mayor respecto a la diversidad del móvil para que las señales en las antenas no estén correlacionadas. Desde el punto de vista temporal se define el tiempo de coherencia como el tiempo necesario para que la respuesta al impulso del canal cambie de forma significativa.

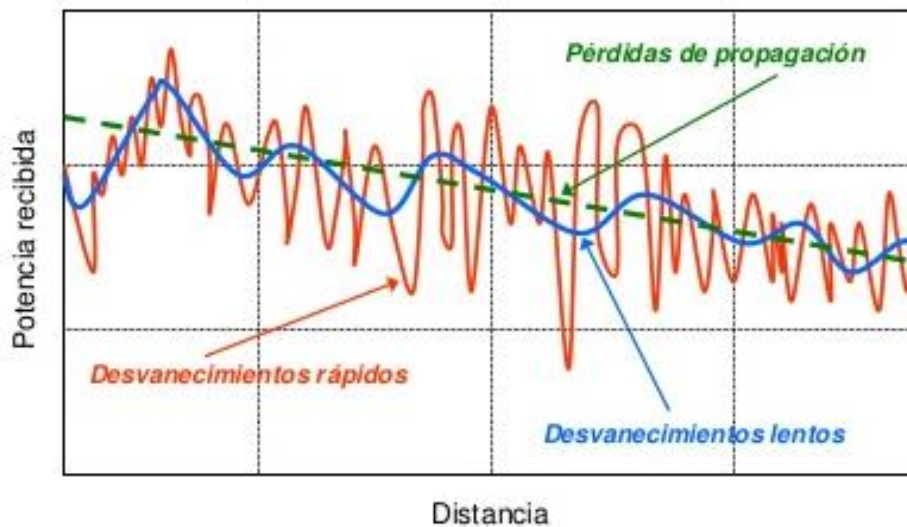


Fig. 1.6 Distintos tipos de desvanecimientos

1.3.2.1 Reflexión

La reflexión surge cuando las ondas planas son incidentes sobre una superficie con dimensiones que son muy grandes comparadas con la longitud de onda. Se presenta cuando una onda incidente choca con una frontera entre dos medios, y algo o toda la potencia incidente no entra en el segundo material. Como todas las ondas reflejadas permanecen en el primer medio, las velocidades de las ondas incidentes y reflejadas son iguales (Ver Fig. 1.7).

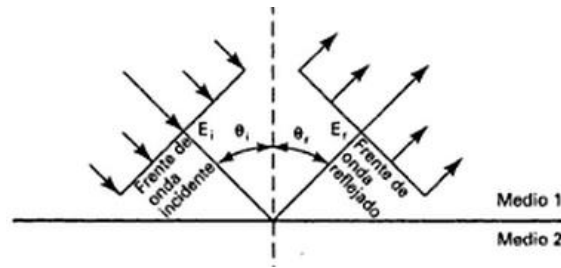


Figura 1.7 Reflexión de la onda electromagnética en una frontera plana entre dos medios

Sin embargo, la intensidad de la señal reflejada es menor que la intensidad de la señal incidente. Cuando la superficie no es plana, si no curva, la curvatura de la onda reflejada es distinta a la de la onda incidente.

Se produce reflexión cuando la superficie reflectora es irregular o áspera; sin embargo, esa superficie puede destruir la forma del frente de la onda. Cuando el frente de la onda incide sobre la superficie irregular, se dispersa al azar en muchas direcciones. A este tipo de reflexión se le llama reflexión difusa.

Cuando las superficies que caen entre lisas e irregulares se llaman superficies semi-ásperas. Esas superficies causan una mezcla de reflexión difusa y especular (Ver Fig. 1.8) sin embargo, hay una reducción de la potencia total [4].

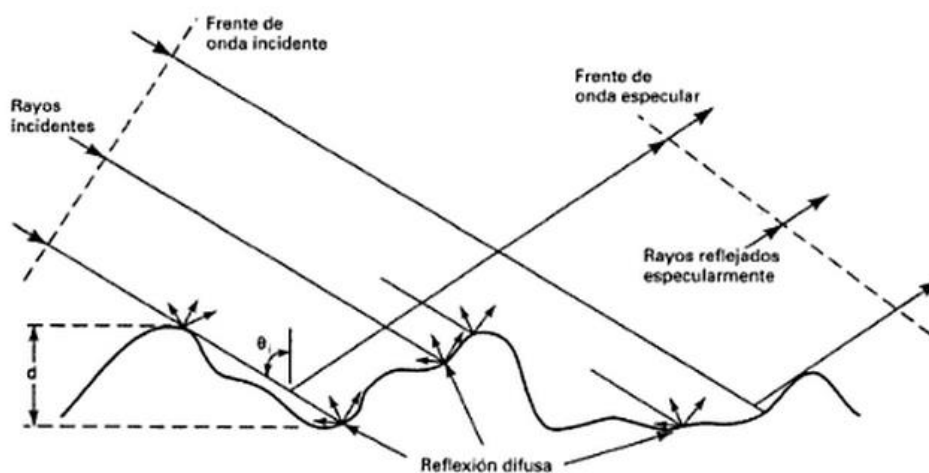


Figura 1.8 Reflexión en una superficie semiáspera

1.3.2.2 Difracción

La difracción es un fenómeno que se da debido a la redistribución de la energía dentro de un frente de onda cuando esta pasa por alguna orilla pronunciada, permitiendo que las ondas de radio puedan propagarse en torno a esquinas (Ver Fig. 1.9). Este fenómeno se encuentra sujeto a una superposición lineal de las ondas de radio, esto es que dos o más ondas ocupan el mismo espacio de manera simultánea, debido a dicha superposición se genera interferencia por lo que surgen zonas de fortalecimiento y de debilitamiento de la señal de manera irregular, esto dado que en dichas regiones las señales se suman vectorialmente y así provocando interferencia constructiva o destructiva. A altas frecuencias, la difracción depende de la geometría del objeto, así como la amplitud, la fase y la polarización de la onda incidente en el punto de difracción. La difracción es una descripción de como la señal se propaga alrededor y sobre una obstrucción. Cabe mencionar que es una de las causas del desvanecimiento lento de la señal [5].

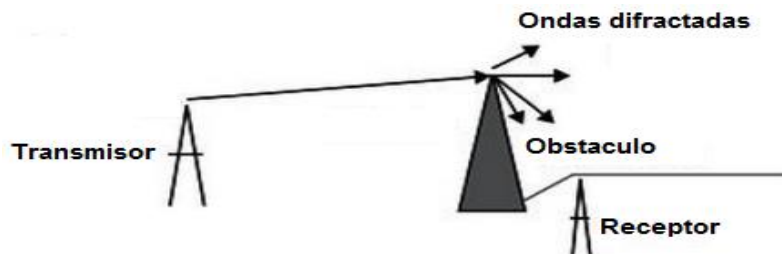


Fig. 1.9 Difracción de la señal

1.3.2.3 Dispersión

La dispersión es un caso especial de la reflexión causado por objetos irregulares tales como paredes o superficies ásperas, arboles, vehículos, postes, entre algunos otros. Dicha reflexión provoca la dispersión de la onda en todas direcciones en forma de ondas esféricas (Ver Fig. 1.10). Esto surge debido a la existencia de numerosos objetos entre transmisor y receptor, por lo que comúnmente los efectos de dispersión son difíciles de predecir. Básicamente este fenómeno se presenta cuando el tamaño de los objetos es similar o más pequeño que la longitud de onda de la onda propagada, y donde el número de obstáculos es grande. Cuando la señal colisiona con algún obstáculo esta es dispersada en versiones mucho más débiles que trae como consecuencias el que esta sea recibida con una menor potencia. No obstante este fenómeno no es significativo, a menos que el receptor o el transmisor este localizado en un ambiente altamente ruidoso. A pesar de lo anterior, el conocimiento de la localización física de los objetos que pudieran causar dispersión resulta sumamente útil para predecir certeramente los niveles de intensidad de la señal dispersada. La dispersión también puede dar como resultado efectos de desvanecimiento a pequeña escala.

Uno de los mayores efectos adversos de la propagación multitrayectoria es que las múltiples versiones de la señal pueden llegar con distintas fases. Si estas fases se suman de manera destructiva, el nivel de la señal decrece con respecto al ruido, haciendo que la detección de la señal en el receptor sea mucho más difícil y menos confiable.

Otro efecto en la propagación multitrayectoria es el incremento de los errores de en los datos recibidos debido a la interferencia intersimbólica en la transmisión digital. Conforme la unidad móvil se desplaza, la localización relativa de varios objetos también cambia de tal forma que se incrementa la interferencia intersimbólica.

Una forma extrema de atenuación de las señales es denominado desvanecimiento lento, el cual es causado por obstáculos mucho más grandes que el tamaño de las longitudes de onda en la que operan los sistemas, estos obstáculos pueden ser por ejemplo, paredes, arboles, o vehículos de gran tamaño. Otra forma de efecto de propagación es la refracción. Esta ocurre porque la velocidad de las ondas electromagnéticas depende de la densidad del medio por el que se propaga.

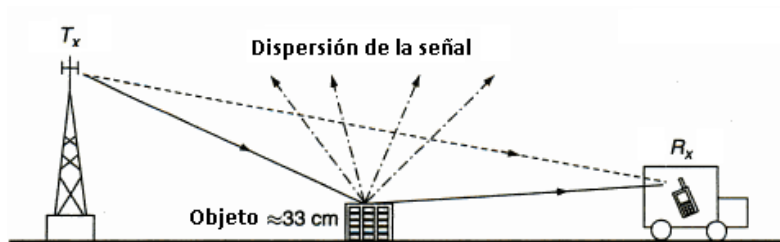


Fig. 1.10 Fenómeno de Dispersión

1.4 Modelos de Desvanecimientos

Es necesario para este trabajo abordar algunos modelos de propagación con el fin de conocer los diferentes modos en que las ondas electromagnéticas sufren atenuaciones y desvanecimientos ante distintos ambientes, en especial urbanos. Aquí se describirán algunos modelos de canal como el Rayleigh, Rice, Log-Normal y Suzuki.

1.4.1 Modelo Rayleigh

El desvanecimiento Rayleigh es un modelo estadístico aplicado un caso de propagación multitrayectoria de las señales de radio. Este modelo es el más indicado cuando no hay propagación de la señal con línea de vista entre transmisor y receptor debido a la presencia de algunos objetos en el ambiente los cuales dispersan la señal de radio antes de que esta llegue al receptor. De tal manera que un gran número de componentes de señal varían de manera arbitraria siguiendo una distribución Rayleigh. Por lo tanto este desvanecimiento es modelado como variable aleatoria tipo Rayleigh, dicha variable aleatoria puede obtenerse a partir de dos variables aleatorias Gaussianas de media cero $\mu = 0$ y desviación estándar $\sigma = 1$ mediante la ecuación 1.9 [6].

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (1.9)$$

De manera gráfica la variable aleatoria Rayleigh se puede observar en la figura 1.11.

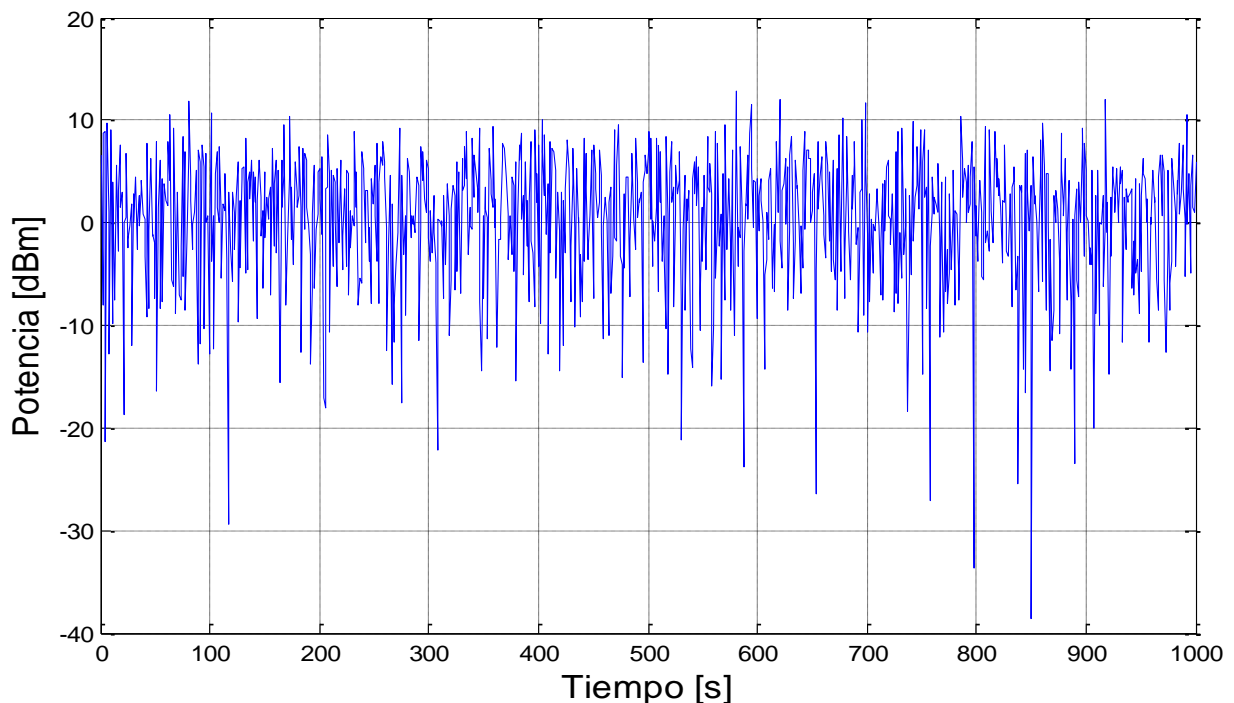


Fig. 1.11 Variaciones de amplitud bajo un desvanecimiento rápido

Su función de distribución de probabilidad esta descrita por la ecuación 1.10.

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.10)$$

Y su representación gráfica se puede observar en la figura 1.10.

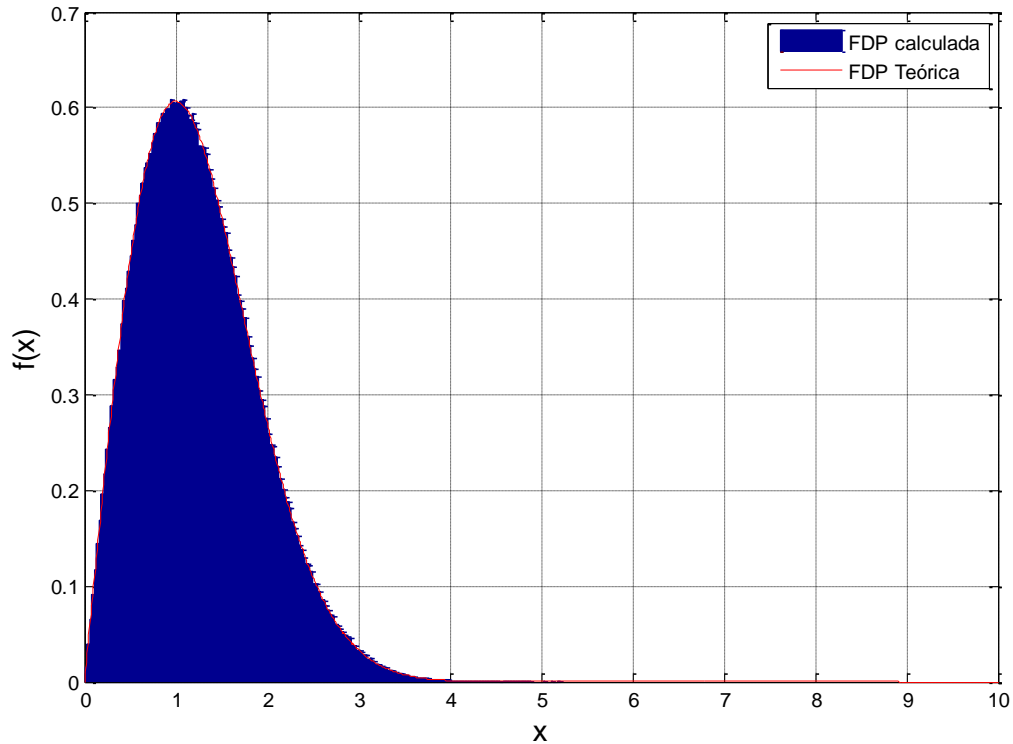


Fig. 1.12 Función de densidad de probabilidad Rayleigh

Mientras que su función acumulativa de probabilidad dada por la ecuación 1.11.

$$F(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \quad (1.11)$$

Donde la desviación estándar σ es el valor cuadrático medio (RMS) de la envolvente de la señal, la varianza σ^2 es la potencia promedio de la señal, mientras que el valor medio de la distribución Rayleigh es dado por 1.2533σ [7].

Generalmente los elementos de ganancia y fase de un canal distorsionado, son convenientemente representados por un número complejo. En este caso las partes real e imaginaria de la respuesta son modeladas por procesos Gaussianos independientes e idénticamente distribuidos, así que la amplitud de la respuesta es la suma de los dos procesos.

1.4.2 Modelo Rice

Este modelo se considera cuando existe línea de vista (por sus siglas en inglés LOS o Line Of Sight) entre emisor y receptor. El desvanecimiento Rice ocurre cuando una de las componentes de la señal transmitida, típicamente la proveniente de la línea de vista posee un nivel de potencia mucho más alto que las provenientes de otras trayectorias. Dando como resultado en el receptor la cancelación parcial de la señal, en este desvanecimiento la ganancia en amplitud se caracteriza por una distribución Rice.

En este modelo a diferencia del modelo Rayleigh existe una componente dominante, la cual puede por ejemplo provenir de la propagación con línea de vista directa. Así este modelo también considera que:

- 1) La onda resultante puede ser una suma fasorial de dos o más señales dominantes.
- 2) La onda dominante también puede ser sujeta a atenuaciones por desvanecimiento. Además de la componente dominante, la antena móvil recibe un gran número de ondas reflejadas y ondas dispersadas.

Cabe mencionar que esta distribución también es conocida como Nakagami, la función de densidad de probabilidad para una distribución Rice dada por la ecuación 1.12.

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x^2+A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right) \quad (1.12)$$

Donde A es el pico en amplitud de la señal dominante e I_0 es la función de Bessel de primera clase. Esta distribución es descrita en términos de la señal de potencia y la varianza de multitrayectoria con parámetro K , el cual está dado por 1.13.

$$K = \frac{\text{Potencia de la señal dominante}}{\text{Potencia de las señales dispersas}} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.13)$$

Donde K representa básicamente la relación de potencia de la trayectoria con línea de vista directa (señal dominante), con respecto a la potencia de la señal en las otras trayectorias sin línea de vista directa (señales dispersas) [3]. Se puede observar que si k se aproxima a cero, entonces la variable aleatoria Rice converge a una Variable aleatoria Rayleigh, esto debido a que la potencia de la señal con línea de vista directa es débil [8].

1.4.3 Modelo Log-Normal

El modelo de propagación Log-Normal se aplica a menudo principalmente para magnitudes relacionadas, ya sea con un nivel de potencia o de campo. En el caso de los niveles de potencia o de campo suelen estar expresados en decibeles (dB), se habla más bien de una distribución normal de los niveles.

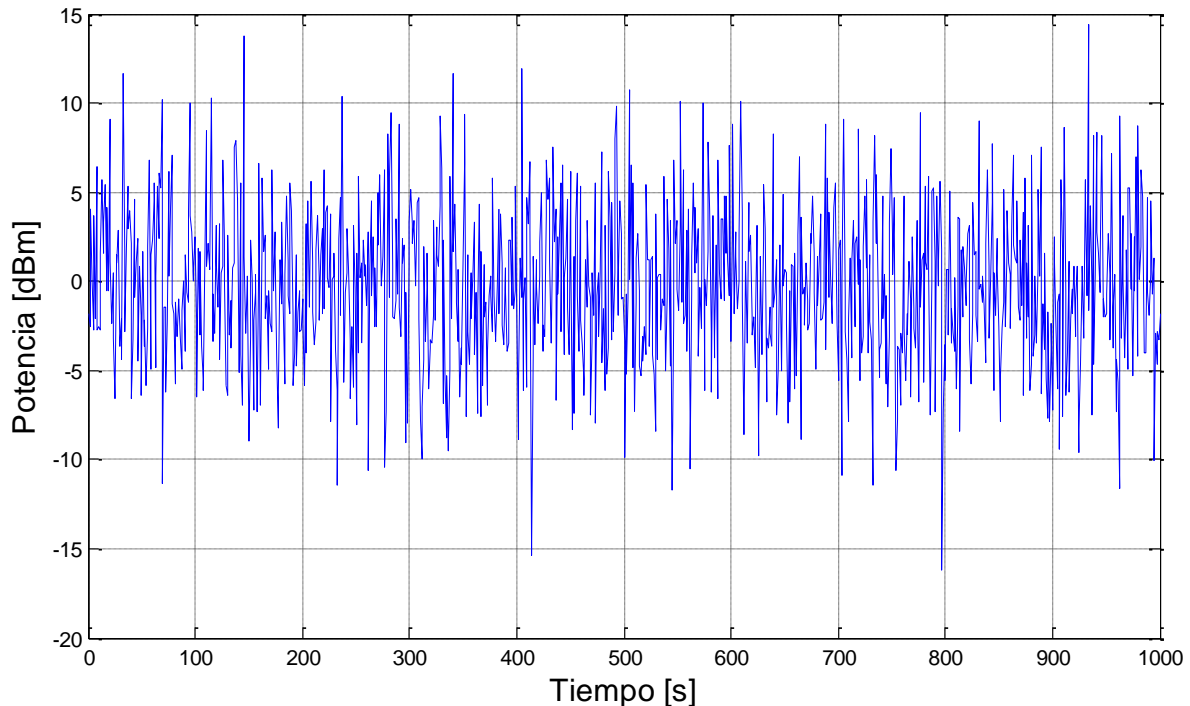


Figura 1.13 Variaciones de amplitud bajo un desvanecimiento lento

Frente a la distribución Gaussiana, se puede considerar que la intervención de la distribución Log-Normal significa que los valores numéricos de la variable resultan de la acción de diversas causas de poca importancia individual, pero que actúan con efecto multiplicador.

Como la inversa de una variable tiene una distribución Log-Normal también posee la misma distribución, esta se aplica en ciertos casos a intensidades de cierta duración.

Es la distribución de una variable positiva cuyo logaritmo tiene una distribución Gaussiana.

Se pueden describir directamente la densidad de probabilidad y la distribución acumulativa dadas por las expresiones 1.14 y 1.15 respectivamente.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x - m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.14)$$

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{1}{t} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln t - m}{\sigma}\right)^2\right] dt = \frac{1}{2}\left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{\ln x - m}{\sigma\sqrt{2}}\right)\right] \quad (1.15)$$

Sin embargo, en estas relaciones, m y σ son el valor medio y la desviación estándar, no solamente de la variable x sino del logaritmo de esta variable. Las magnitudes características de la variable x se pueden deducir sin dificultad.

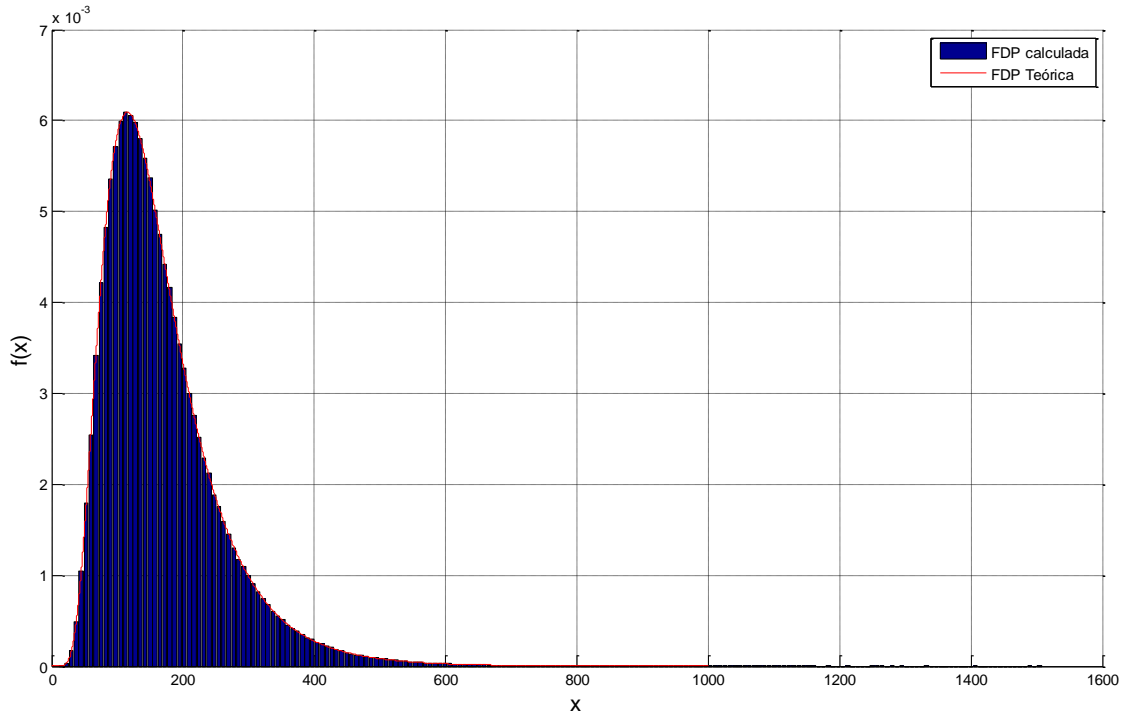


Figura 1.14 Función de densidad de probabilidad de una v.a. Log-normal

A diferencia de la distribución Gaussiana, la distribución Log-Normal es extremadamente asimétrica. En particular, el valor de la media y la mediana no son iguales [9].

1.4.4 Modelo Suzuki

Es el modelo más común en los sistemas clásicos de macro celdas para comunicaciones móviles. El modelo parte de la suposición de que no existe línea de vista, por lo tanto la señal recibida se debe a las señales que siguen múltiples trayectorias.

La potencia promedio de los múltiples trayectos es estacionaria solo sobre secciones muy cortas a lo largo de la ruta del dispositivo móvil y sobre secciones más largas que varían lentamente debido al desvanecimiento. Este modelo está construido mediante la suma en dB de una variable aleatoria tipo Rayleigh con una variable aleatoria Log-Normal.

Localmente las variaciones en la amplitud de la señal siguen una distribución Rayleigh con parámetro σ , es decir como se aprecia en la expresión 1.16.

$$f(r|\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (r \geq 0) \quad (1.16)$$

Solo es válido sobre secciones cortas de la ruta del móvil, es decir, aproximadamente de unas 10 a unas 100 longitudes de onda. La expresión $f(r|\sigma)$ se refiere a la distribución condicional de r con respecto a σ . El parámetro σ sigue una distribución Log-Normal sobre secciones más largas de la ruta de la comunicación móvil [10]. Dada una variable aleatoria, X , que sigue una distribución Gaussiana cuya función de distribución de probabilidad está dada por 1.17.

$$f(X) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{X-m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.17)$$

Donde m es la media y σ es la desviación estándar, si la variable aleatoria x es tal que $x=\ln(x)$, entonces x sigue una distribución Log-Normal con una función de distribución de probabilidad determinada con la ecuación 1.18.

$$f(X) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln(x)-m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.18)$$

El parámetro σ se asume constante sobre áreas pequeñas y cambia de acuerdo a una distribución Log-Normal sobre áreas más grandes, es así que por la expresión 1.19.

$$f(\sigma) = \frac{8.686}{\sigma\sqrt{2\pi\Sigma}} \exp\left\{-\frac{[20\log(\sigma)-M]^2}{2\Sigma^2}\right\} \quad (1.19)$$

Se escribe la expresión completa y se elimina σ con ayuda de la integración, se tienen las expresiones 1.20 y 1.21 [11].

$$f(r) = \int_0^\infty f(r|\sigma)f(\sigma)d\sigma \quad (1.20)$$

$$f(r) = \frac{8.686}{\Sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{\sigma^3} \exp\left[-\frac{[20\log(\sigma)-M]^2}{2\Sigma^2}\right] \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) d\sigma \quad (1.21)$$

Este modelo es particularmente útil para la evaluación del desempeño en enlaces de unidades móviles que tienen desplazamientos lentos o no presentan movimiento, ya que el receptor tiene dificultades promediando los efectos de los desvanecimientos. Es ampliamente aceptado para la considerar los desvanecimientos que afectan a la envolvente de la señal recibida en canales móviles de macro-celdas sin línea de vista NLOS (por sus siglas en ingles Non Line Of Sight) [12].

Referencias

- [1] Romero J. y O. Sallent. "Fundamentos de diseño y gestión de sistemas de comunicaciones móviles celulares", Universidad politécnica de Catalunya. 2012. pp. 185-187.
- [2] Faúndez M. "Sistemas de comunicaciones", Marcombo, 2001, pág. 97.
- [3] Hsiao-Hwa C. "The next generation of CDMA technologies", Wiley, 2007, pp. 162-164.
- [4] Tomasi, Wayne. "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", Prentice Hall, cuarta edición, 2003, pp. 354-356.
- [5] Kumar S. "Mobile Handset Design", Wiley & Sons, 2013.
- [6] Warastuti N. "Application of the Suzuki distribution to simulation of shadowing/fading effects in mobile communication", 4th International Conference Information & Communication Technology and System, 2008, pág. 10.
- [7] Vij V. "Wireless communications", Laxmi Publications, Ltd. 2010. pp. 21-23.
- [8] Ergen M. "Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE", Springer Science & Business. 2009. pp. 51-52.
- [9] Singal T. "Wireless Communications", Tata McGraw-Hill Education. 2010. pp. 118-122, 43-49.
- [10] Freeman R. "Radio system design for telecommunication", John Wiley & Sons, 2006, pág. 516.
- [11] Sierra G. Pedraza, L. y García, N. "Revista Electrónica Redes de Ingeniería", volumen 4, número 2, pp. 28-37.
- [12] Du, Ke L., y Swamy M. "Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies", Cambridge University Press, 2010, pág. 58.

CAPÍTULO II: ANÁLISIS DE INTERFERENCIA

2.1 *Introducción*

En este capítulo se analizará una red celular de 19 celdas tomando en cuenta las distintas variables involucradas en su diseño, además se explicarán algunos otros aspectos como los parámetros de la calidad del servicio, la capacidad del canal, la relación señal a interferencia, entre algunos otros.

2.2 *Parámetros de la calidad del servicio*

La calidad del servicio o QoS (Por sus siglas en inglés Quality of Service) en redes celulares está definida como la capacidad del proveedor del servicio celular para proveer un servicio satisfactorio, el cual incluye calidad en la voz, intensidad de la señal, probabilidad de corte del servicio, altas velocidades de datos para multimedia y para aplicaciones, etc. Para la red, la calidad del servicio depende en los siguientes factores:

- Rendimiento. La tasa a la cual los paquetes viajan a través de la red. La máxima tasa es siempre preferible.
- Retardo. Es el tiempo en el que tarda un paquete en llegar a su destino. El mínimo retardo siempre es preferible.
- Tasa de paquetes perdidos.
- Tasa de error de paquete.
- Confiabilidad. La disponibilidad de una conexión.

La comunicación juega un rol importante en el mundo actual y para poder soportarla se le ha dado a la calidad del servicio la máxima prioridad. Es importante diferenciar el tráfico basado en niveles de prioridad [1].

Renegociación de la calidad del servicio

Los atributos de la calidad del servicio están de acuerdo entre el terminal y el núcleo de la red durante la inicialización del servicio. Si en el terminal ocurre que está en una red que no puede proveer la calidad del servicio requerido, la negociación ocurre entre el terminal y el núcleo de la red y esto llevará a una disminución de los parámetros de la calidad del servicio o se rechazará la solicitud del parámetro. Cuando la calidad del servicio ha sido degradada y el terminal entra tarde a una red que soporta la petición original de la calidad del servicio, puede

iniciar una actualización de la calidad del servicio hacia un parámetro de alta calidad [2].

Características de la calidad del servicio

La Telecomunicación es la comunicación de datos o voz sobre la distancia. Considerando un paquete enviado al Internet para entregarlo a un usuario destino, la red no garantiza algún tiempo especificado de entrega, la velocidad de la entrega, el ancho de banda disponible, o incluso si el paquete será dado de baja si encuentra tráfico. El retardo no es un problema cuando se considera la entrega de un correo electrónico. Es muy importante notar que la calidad del servicio es específica para cada servicio. Cada servicio puede ser expresado por un conjunto de parámetros que son específicos para cada uno. Esto significa que cada entidad en el camino entre las partes se refiere a hacer el servicio posible y todos los segmentos están involucrados en el proceso para garantizar la calidad del servicio [3].

2.2.1 Relación señal a interferencia (SIR)

Para que un enlace entre una estación base y el usuario sea confiable son necesarias ciertas condiciones, como una baja atenuación de la señal, bajo ruido en el canal y baja interferencia. Sin embargo con el constante incremento de estaciones base en un área geográfica específica, también aumenta la interferencia entre celdas, esto es principalmente a la reutilización de frecuencias entre las mismas ya que así se hace una administración más eficiente del espectro. Por lo cual es de importancia saber cómo se puede conocer la relación entre una determinada señal con respecto a las señales interferentes, y así determinar otros parámetros como la distancia mínima entre celdas para poder reutilizar determinadas frecuencias o la tasa de transferencia.

El concepto de relación señal a interferencia o SIR (por sus siglas en inglés Signal To Interference Ratio), define la relación de la potencia promedio de la señal deseada en el receptor con respecto a la potencia promedio total interferente proveniente de las demás estaciones base de cada celda [4]. En términos generales la SIR se expresa mediante la ecuación 2.1.

$$SIR = \frac{P_0}{\sum_{j=1}^n P_j} \quad \text{Con } j=1, 2, 3, \dots, n \quad (2.1)$$

Dónde P_0 Es la potencia promedio de la señal de interés. P_j Denota la potencia de cada una de las señales radiadas por las demás estaciones base, n es el número de estaciones base interferentes.

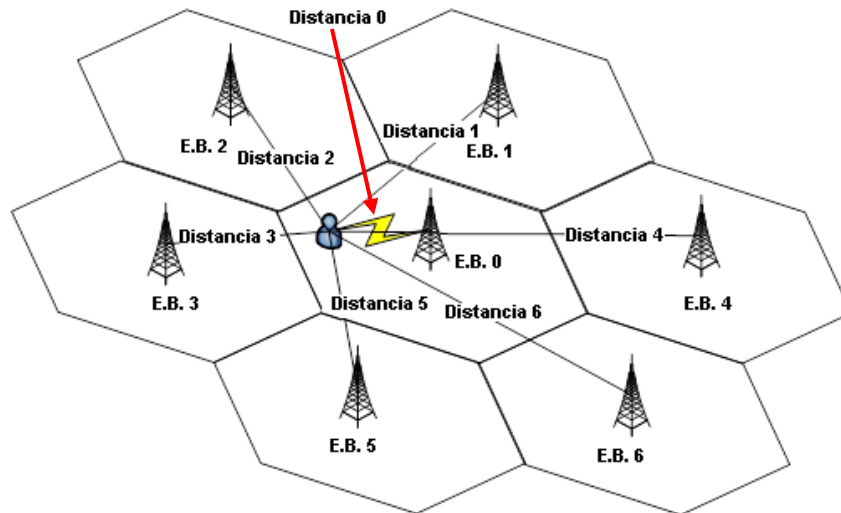


Figura 2.1 Interferencia entre celdas

Como se puede observar en la figura 2.1 el enlace entre el usuario y la estación base E.B. 0 se ve afectado por las señales de las estaciones base aledañas, por otra parte generalmente también a la expresión 2.1 se agregan los efectos de las pérdidas por trayectoria y los cuales se consideran mediante el denominado exponente de pérdidas por trayectoria, ya que conforme aumenta la distancia entre la estación base y el usuario la señal presenta una atenuación en la potencia.

2.3 *Análisis y modelo de red celular*

En esta sección se realizará un análisis de la SIR de un sistema de red celular de 19 celdas mediante MATLAB. Dicho análisis se ha separado en tres secciones, en la primera sección se describirán las condiciones bajo las cuales se hará la evaluación, en la segunda se mostrarán algunos esquemas del sistema y finalmente en la tercera sección se realizará el modelado y evaluación.

2.3.1 Red celular de 19 celdas

Para este trabajo se considerará un sistema de red celular consistente en 19 celdas hexagonales, las cuales cada una de ellas se encuentra dividida en tres secciones distintas, cada sección consta de una antena la cual cubre un sector de 120° [5], tomando en cuenta que cada estación base transmite con la misma potencia P y considerando un canal sin ruido para simplificar el análisis.

La evaluación de la SIR se situará en un escenario urbano, de tal forma que el exponente de pérdidas por trayectoria μ el cual se considerará con valor igual a 4 dB [5]. Como se mencionó anteriormente para el análisis se utilizarán modelos

estadísticos apoyados en algunos parámetros como el ángulo entre la dirección del usuario y la dirección de máxima ganancia de la antena. Para un mejor análisis, de acuerdo al reporte M.2135-1 de la ITU donde se describen los criterios y procedimientos para los sistemas de telefonía móviles conocidos como IMT-Advanced (por sus siglas en inglés International Mobile Communications-Advanced), por lo cual se tomará en cuenta el patrón de radiación recomendado, dicho patrón de radiación se describe mediante la expresión 2.2, la cual nos permite conocer la ganancia de una antena sectorial en función al ángulo.

$$G(\theta) = -\min\left[12\left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}}\right)^2, G_{min}\right] \quad (2.2)$$

La ecuación 2.2 describe a la ganancia relativa $G(\theta_j)$ en la dirección θ en el plano horizontal por medio de una función parabólica, el valor G_{min} denota el mínimo de la función, θ_{3dB} es el ancho de Haz a 3 dB por debajo del valor máximo y el cual corresponde a un ancho de $\theta_{3dB} = 70^\circ$, mientras que $G_{min} = 20 \text{ dB}$ es la atenuación máxima asociada a los lóbulos laterales de ganancia constante, a lo cual graficando la ecuación 2.2 el patrón de radiación en el plano horizontal se muestra en la figura 2.2 [6].

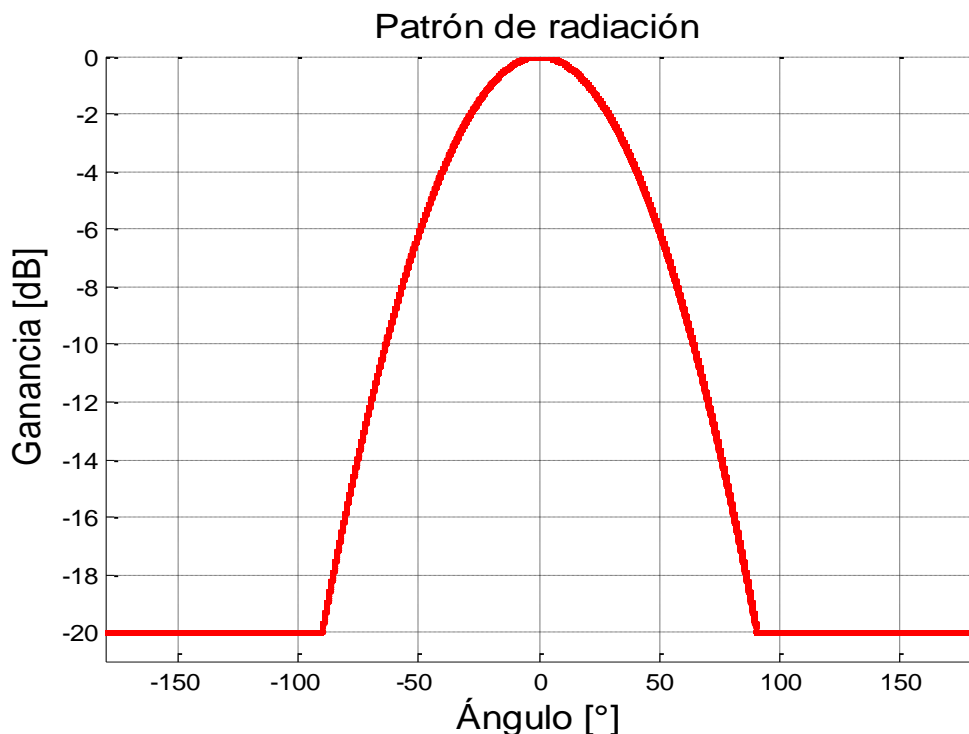


Figura 2.2 Ganancia de la antena sectorial en función del ángulo

Con la expresión anterior y con la figura 2.3 se puede apreciar que el ángulo donde se presenta la mayor ganancia se encuentra en 0° , por lo tanto la referencia se tomará como se muestra en la figura 2.4.

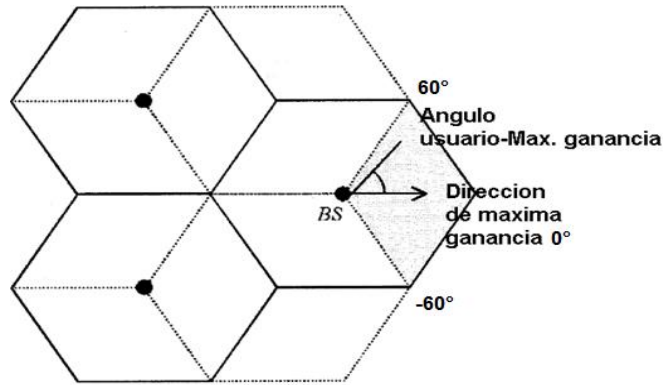


Figura 2.3 Dirección de máxima ganancia de referencia

Es relevante mencionar que la gráfica de la figura 2.3 solo se evaluó desde 0° hasta 180° puesto que al ser una función par esta es simétrica con respecto al eje de las abscisas, por lo tanto a 60° tendrá la misma ganancia en amplitud que a -60°.

2.3.2 Diagramas de red celular

En la figura 2.4 se aprecia el sistema de red celular completo en el que cada celda cuenta con tres antenas sectoriales con un ancho de haz de 120°, para el análisis solo serán tomados en cuenta los sectores sombreados puesto que son aquellos que interfieren de manera directa.

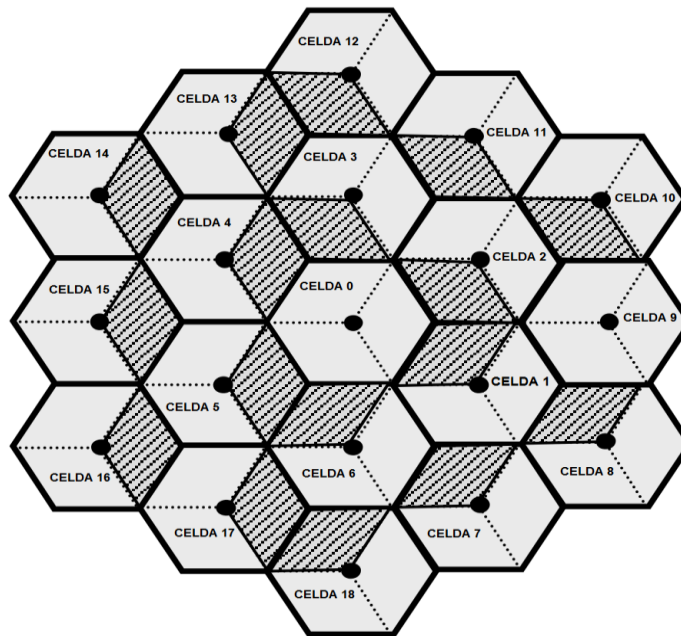


Figura 2.4 Sistema de 19 celdas hexagonales

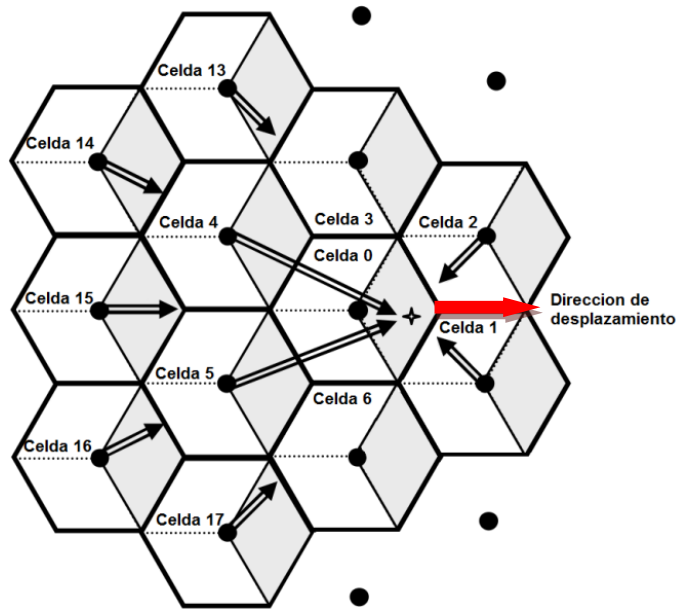


Figura 2.5 Señales de interferencia de la red celular

En la figura 2.5 se muestra al usuario marcado por la cruz el cual se desplazará a lo largo del eje x en la celda 0, en dirección de la flecha roja, registrando el valor de la SIR en diez posiciones distintas como se mencionó anteriormente.

2.3.3 Modelo del canal

Para la evaluación de la SIR en distintos puntos de la celda, se toma como base lo descrito en la sección 1.4.3, para ello es necesario tomar en cuenta un canal modelado con una variable aleatoria Log-Normal, el cual que posteriormente se empleará para obtener el análisis con los desvanecimientos Suzuki que es el que finalmente será utilizado para la evaluación del calendarizador. Sin embargo se consideran primero los desvanecimientos lentos causados por los grandes obstáculos. Con esto se puede decir que la ganancia del enlace está dada en la expresión 2.3.

$$L_i = 10^{\delta_i/10} \quad (2.3)$$

Por lo tanto Siendo δ_i una variable aleatoria normal con media denotada en la ecuación 2.4.

$$m_i = 10 \log_{10}(r_i^{-\mu} G_i(\theta)) \quad (2.4)$$

En donde μ es el exponente de pérdidas por trayectoria el cual anteriormente se mencionó que tendrá un valor de $\mu = 4$ como se mencionó anteriormente, $G_i(\theta)$ es la ganancia de la i-ésima antena sectorial interferente y r_i siendo la distancia entre la i-ésima estación base y el usuario. Mientras que la varianza se encuentra dada en la ecuación 2.5 [5].

$$VAR(\delta_i) = \sigma^2 \quad (2.5)$$

En este caso la desviación estándar σ se considerará igual a 8 para el modelo de propagación Log-Normal.

Ya que anteriormente se propusieron las condiciones para el análisis y haciendo $P_0 = P_i$ con $i = 1, 2, 3, \dots, 18$ ya que todas las antenas transmiten con la misma potencia, se calcula la SIR con $n=19$ celdas, es necesario incluir la ganancia del enlace y evaluarla como se muestra en la ecuación 2.6 [5].

$$SIR = \frac{P_0 L_0}{\sum_{i=1}^{18} P_i L_i} = \frac{P_0 10^{\frac{\delta_0}{10}}}{\sum_{i=1}^{18} P_0 10^{\frac{\delta_i}{10}}} = \frac{10^{\frac{\delta_0}{10}}}{\sum_{i=1}^{18} 10^{\frac{\delta_i}{10}}} = \frac{10^{\frac{\delta_0}{10}}}{10^{\frac{\delta_1}{10}} + 10^{\frac{\delta_2}{10}} + 10^{\frac{\delta_3}{10}} + \dots + 10^{\frac{\delta_{18}}{10}}} \quad (2.6)$$

En donde la SIR es una variable aleatoria la cual se obtiene a partir de otras variables aleatorias, por lo cual y por simplicidad la suma de las variables aleatorias Log-Normales se representará por otra variable aleatoria [5], la cual se denominará $10^{\frac{\rho}{10}}$, de tal forma que la ecuación 2.6 se simplifica en la expresión 2.7.

$$SIR = \frac{10^{\frac{\delta_0}{10}}}{10^{\frac{\rho}{10}}} = 10^{\frac{(\delta_0 - \rho)}{10}} \quad (2.7)$$

2.3.4 Evaluación de la SIR para desvanecimientos lentos

El cálculo de la SIR en MATLAB se realizó siguiendo el diagrama de flujo mostrado en la figura 2.6. Para esto primeramente se calcula la distancia entre el usuario y las estaciones base, tanto la de interés como las interferentes, así como los respectivos ángulos.

Es necesario repetir 10 veces este paso ya que así se obtendrán los resultados a cada incremento de la distancia la cual aumenta cada ciclo en 0.1 dado que es la distancia se encuentra normalizada. Estos datos son necesarios para poder obtener la media m_i de cada variable aleatoria Gaussiana requerida, las cuales se generaron con 1000000 de muestras cada una.

Utilizando la ecuación 2.3, se consiguieron las 18 variables aleatorias Log-Normal (una por cada E.B.) encargadas de modelar la ganancia del enlace ya que en la práctica se ha observado que los desvanecimientos lentos son una manifestación de la absorción y dispersión de una onda incidente en grandes obstáculos que se encuentran obstruyendo la línea de vista directa como se mencionó anteriormente, lo cual trae como consecuencia la variación del voltaje siguiendo el comportamiento de una variable aleatoria con distribución Log-Normal. Una vez generadas las variables aleatorias requeridas se implementó la ecuación 2.6, obteniendo la gráfica de la figura 2.6.

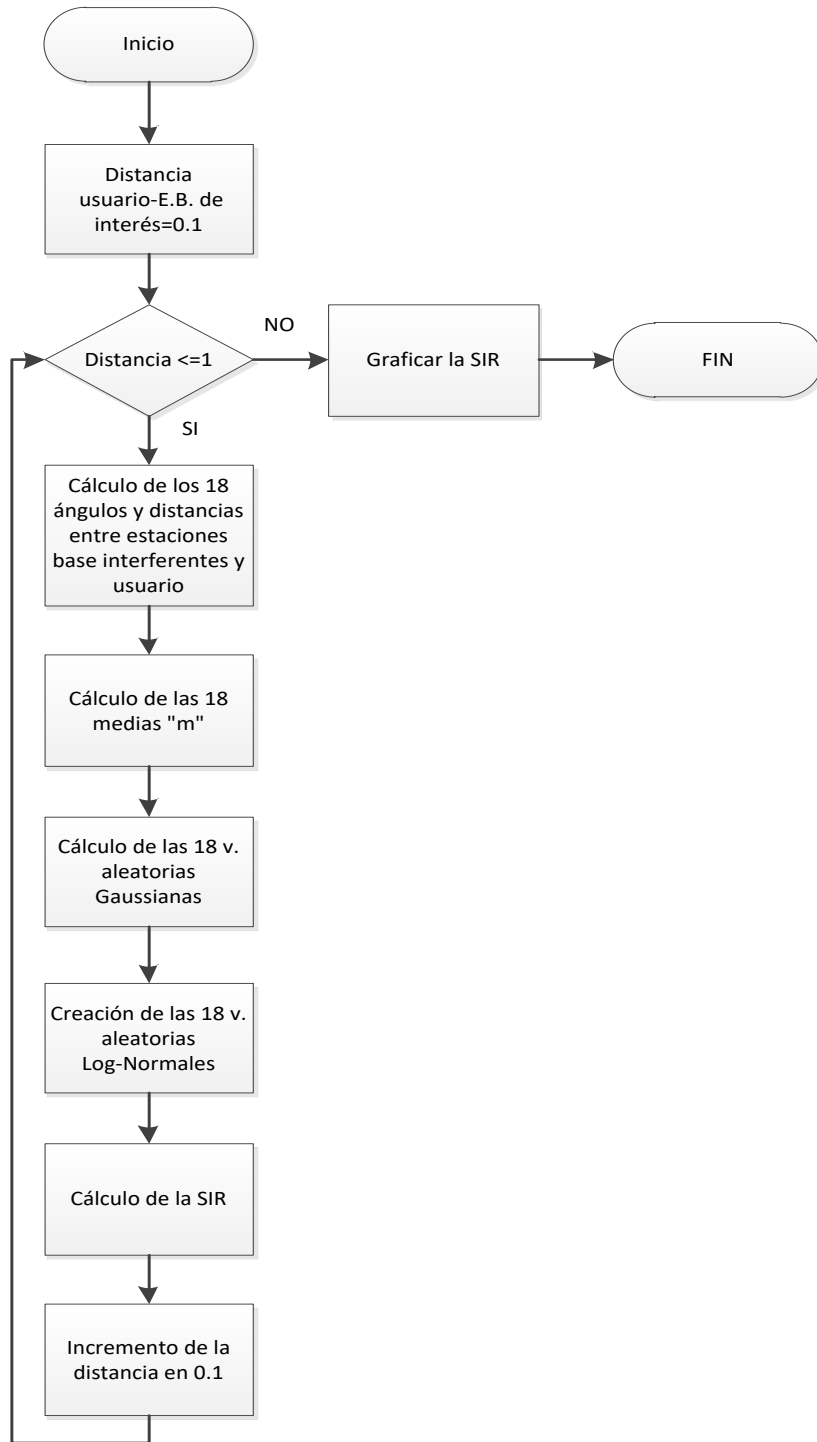


Figura 2.6 Diagrama de flujo para el cálculo de la SIR considerando la V.A. Log-Normal

Como se puede observar en la figura 2.7 la relación señal a interferencia presenta su máximo cuando el usuario se encuentra más cerca a la estación base que cuando este se aleja, esto es debido a que la potencia promedio de la señal de interés es mayor a comparación de la potencia promedio total de la señal

interferente proveniente de los sectores aledaños, de manera contrario a esto el valor decrecimiento conforme el usuario se aleja de la estación base de interés ya que la potencia promedio de esta señal comienza a atenuarse en la medida en que el usuario se aleja, por lo tanto la potencia promedio total de la señal de interferencia es mayor. Dependiendo el esquema de acceso al medio se toman distintas consideraciones en cuanto al valor de la SIR mínima requerida para lograr buena calidad de servicio ya que por ejemplo tiene impacto directo en la tasa de transmisión.

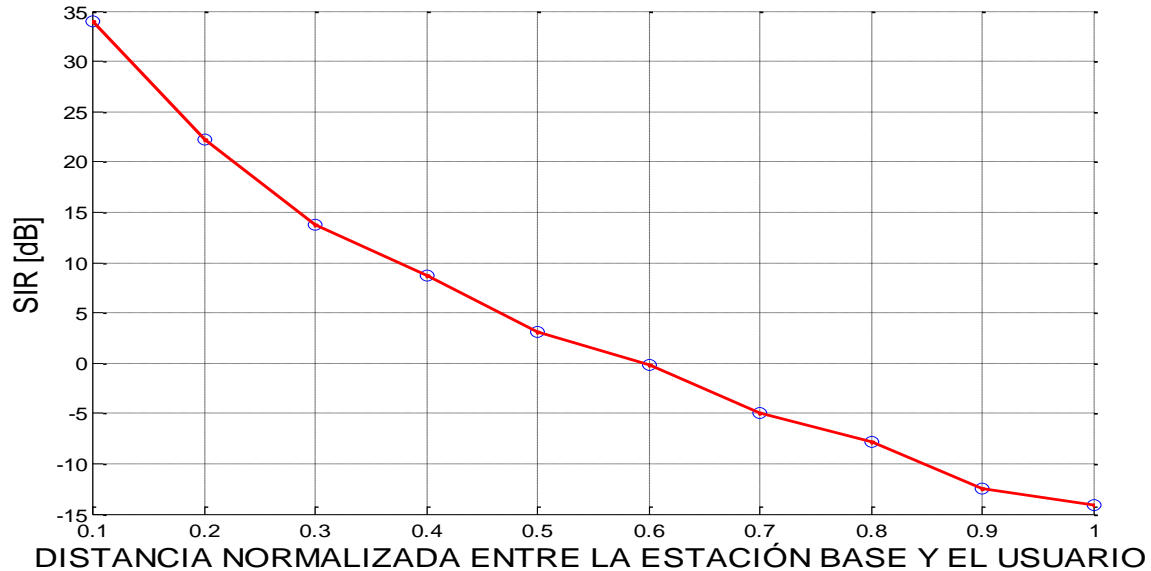


Figura 2.7 Gráfica de la SIR considerando desvanecimientos lentos

El valor de la SIR por otro lado puede ser aumentado aplicando distintos esquemas de calendarización y acceso al medio siendo algunos más eficientes que otros. En este caso se asumió que los sectores sombreados de las 18 celdas circundantes a la celda de interés transmitían al mismo tiempo.

2.4 *Análisis del modelo de la SIR con desvanecimientos rápidos y lentos*

En esta parte del análisis se tomará el canal Log-Normal que se utilizó en la sección 2.3 para agregarle los efectos del desvanecimiento rápido Rayleigh dando como resultado una nueva variable aleatoria conocida como Suzuki, no obstante para la evaluación de la SIR las condiciones se mantuvieron iguales a las del análisis anterior, por lo que solo restaba generar las variables 18 variables aleatorias Suzuki, este proceso se describe en el diagrama de flujo de la figura 2.8. La variable Suzuki obtiene a partir de la suma de una Log-Normal con una Rayleigh en dB. Para el caso de la variable aleatoria Rayleigh esta se obtiene mediante la expresión 1.9 en donde se tienen dos variables aleatorias Gaussianas

independientes de media cero y desviación estándar 1, sin embargo para el modelo de propagación la desviación estándar se mantendrá en 8 y la media será 0. En base a las consideraciones anteriores y con la ecuación 2.6, se puede encontrar la expresión 2.8, la cual describe la SIR tomando en cuenta los desvanecimientos lentos y rápidos, en donde R_{dB} es la variable aleatoria Rayleigh y L_{dB} es la variable aleatoria Log-Normal dadas ambas en dB, y donde S_{dB} denota la variable aleatoria Suzuki en dB.

$$SIR = \frac{R_{0dB} + L_{0dB}}{\sum_{i=1}^{18} (R_{i dB} + L_{i dB})} = \frac{S_0}{\sum_{i=1}^{18} S_i} \quad (2.8)$$

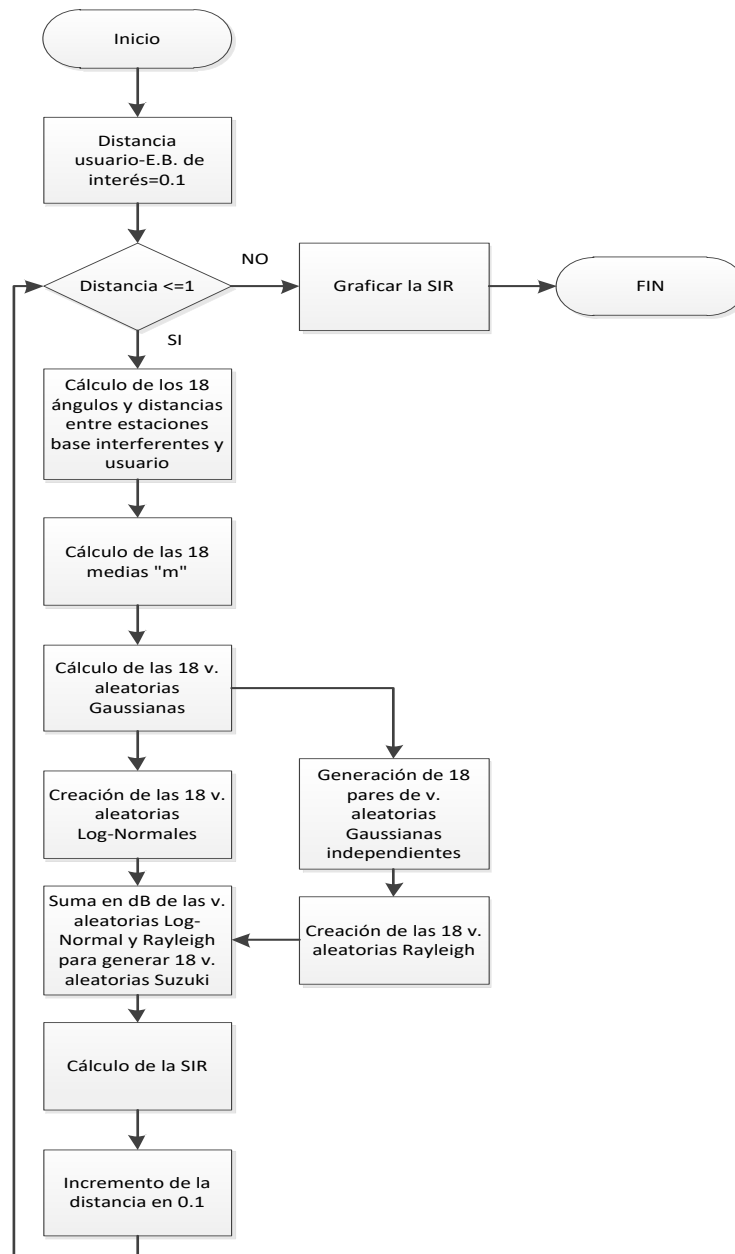


Figura 2.8 Diagrama de flujo para el cálculo de la SIR con la V.A Suzuki

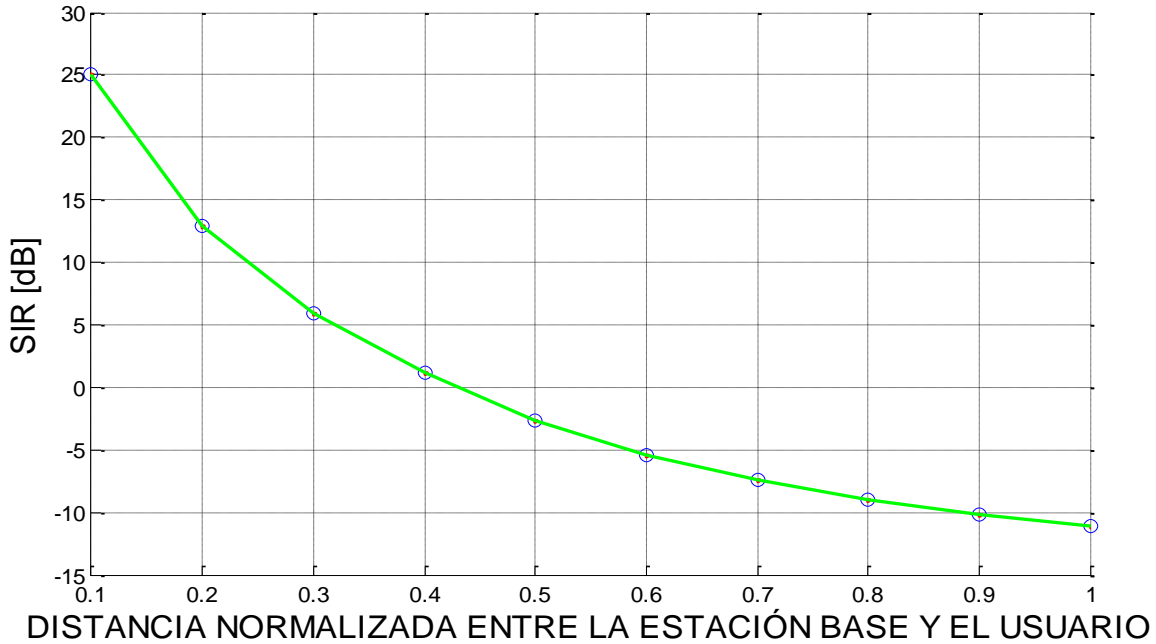


Figura 2.9 Gráfica de la SIR considerando desvanecimientos rápidos y lentos

Como se puede ver en la figura 2.10 la relación señal a interferencia se ve afectada por los desvanecimientos, en el primer caso cuando solo se consideran los efectos de un canal afectado por el desvanecimiento Log-Normal la SIR en el punto más cercano a la estación base es mayor que cuando dicho canal se le agregan los efectos de un desvanecimiento rápido como lo es el Suzuki y el cual aparece cuando se consideran los efectos de un canal con desvanecimientos lentos en conjunción con los desvanecimientos tipo Rayleigh causados por las múltiples trayectorias que sigue de la señal.

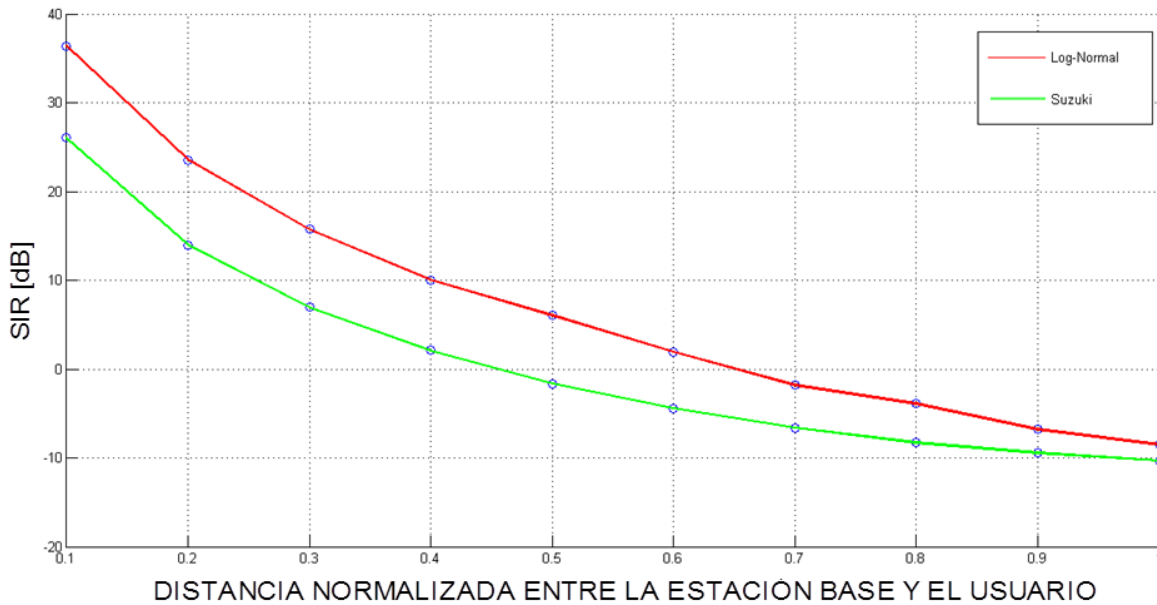


Figura 2.10 Comparación de ambas SIR

Referencias

- [1] Balasubramanian D. "QoS in Cellular Networks", Washington University in Saint Louis, 2006, pág. 2
- [2] Soldani, Cuny y Renaud "QoS and QoE Management in UMTS Cellular Systems", John Wiley & Sons, 2007, pág. 196
- [3] Carvalho de G. y Fabricio M. Thomas, "Quality of service in Telecommunication Networks" Technical University of Berlin, pp. 3-4.
- [4] Schwartz M. "Mobile Wireless Communications", Cambridge University Press, 2005, pp. 64-65.
- [5] Ríos C., Lara D. y Carlos E. "An ON-OFF Synchronous Sectored Operation for Packet Data Transmission in Cellular Systems", Dept. of Electr. Eng. CINVESTAV-IPN, 2007, pág. 1143
- [6] Report ITU-R M.2135-1 (12/2009) "Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced M Series Mobile", radiodetermination, amateur and related satellites services

Capítulo III: TASA PROMEDIO DE TRANSMISIÓN CONSIDERANDO ESQUEMAS DE MODULACIÓN Y CODIFICACIÓN

3.1 Introducción

En los capítulos previos se planteó una variedad de conceptos con el fin de poder comprender el modelado de los distintos canales y sus parámetros, de tal manera que en este capítulo se analizarán algunos aspectos como los distintos esquemas de modulación y codificación de canal orientados hacia la tecnología LTE (por sus siglas en inglés Long Term Evolution), tomando en cuenta sus características y pudiendo así elegir el más adecuado dependiendo las condiciones del canal. Otro aspecto a resaltar en este capítulo es el teorema de Shannon para la capacidad de canal del cual se hará la evaluación de una ecuación de la tasa de transferencia puesto que será empleada para que a partir de ello se elijan los esquemas de codificación y modulación.

3.2 Capacidad del canal

La capacidad del canal es una medida de la cantidad de información que puede llevar un canal de comunicaciones, de cierta manera el ancho de banda (en Hz) define una medida analógica de capacidad y la tasa de bits una medida de capacidad digital (en bit/s). Los parámetros asociados con el concepto son: la tasa de transferencia de datos R (en bit/s), el ancho de banda B de la señal transmitida (en Hz), la potencia de ruido N (en Watts) el cual usualmente se considera Gaussiano debido al ruido térmico, la probabilidad de error de bit p_b y la velocidad de codificación/modulación R_m (en bauds o símbolos/s), la cual está relacionada con R de la siguiente forma $R = R_m \log_2(A)$, donde A es el número de símbolos o señales distintas que tiene el esquema de codificación/modulación empleado. En general, si se desean transmitir n bits en cada símbolo se requiere $A = 2^n$ símbolos.

Deben mencionarse algunas propiedades relacionadas con el concepto de capacidad de canal: idealmente por un canal de ancho de banda B (en Hz) puede transmitirse a $2B$ bauds. En ausencia de ruido, con un canal limitado en banda y

considerando señales de potencia finita puede transmitirse a velocidad arbitrariamente alta usando un esquema de codificación con varios niveles. Para comprender mejor lo que establece el teorema de Shannon, es imprescindible recurrir también el teorema de Nyquist, en el que se establece que para una señal analógica dada de ancho de banda B sea digitalizada para su transmisión y reconstruida de manera fiel en el receptor, es suficiente que sea muestreada a 2B muestras. Por ejemplo, las señales de voz del servicio de telefonía, que no pretende ser de alta fidelidad, sino simplemente de alta inteligibilidad, usualmente muestreadas a 8000 muestras/seg lo que teóricamente garantiza que dichas señales puedan tener un ancho de banda de hasta 4 kHz.

La ecuación de la capacidad del canal de Shannon viene dada por la expresión 3.1

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{bits/s}) \quad (3.1)$$

La relación 3.1 indica la capacidad máxima de un canal de comunicación de ancho de banda B en presencia de ruido (con potencia N) y empleando señales con potencia S. Siendo $\frac{S}{N}$ la relación señal a ruido [1].

El teorema de Shannon establece la velocidad máxima de transferencia para una comunicación sin errores. De manera gráfica este teorema indica que el rendimiento del ancho de banda puede estar relacionado con la potencia. No obstante en la práctica ningún tipo de sistema de comunicaciones se acerca al comportamiento ideal que supone la ecuación de Shannon. Debido a lo anterior la ecuación 3.1 no se puede implementar de manera práctica ya que supone condiciones ideales, como por ejemplo el considerar un canal con afectado por AWGN (por sus siglas en inglés Additive White Gaussian Noise), así como el hecho de que en la realidad hay ciertas restricciones de los esquemas de modulación y codificación los cuales no permiten lograr un uso eficiente del espectro, por lo que para poder obtener la gráfica de los valores de la tasa de transmisión más apegado a la práctica es necesario ajustar la ecuación y orientándola hacia un entorno LTE introduciendo algunos términos como se expresa en la ecuación 3.2.

$$C = B * B_{\text{eficiencia}} * \eta * \log_2 \left(1 + \frac{S}{S_{\text{efectiva}}} \right) \quad (\text{bits/s}) \quad (3.2)$$

Donde $B_{\text{eficiencia}}$ es un término que determina la eficiencia del ancho de banda, mientras que S_{efectiva} determina la eficiencia de la relación señal a ruido y η define un factor de corrección.

El producto $B_{\text{eficiencia}} * \eta$ se manejará con un valor de **0.83** ya que $B_{\text{eficiencia}} = 0.83$ y $\eta = 0.9$. Para el valor de $S_{\text{efectiva}_{dB}}$, este se tomará de **1.25 dB** proporcionando así un mejor ajuste para el enlace [2].

3.3 Tasa de transmisión de datos

Uno de los parámetros que será clave para este trabajo es la tasa de transmisión de datos, y que por medio del teorema de Shannon para la capacidad de canal podemos conocer el valor que va adquiriendo en cada uno de los puntos en los que se hizo el análisis de la SIR, y apoyados en la misma. Para este análisis se toma la ecuación 3.1 y se sustituye la relación señal a ruido por la tasa de señal a interferencia.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{I} \right) \quad \text{(bits/s)} \quad (3.3)$$

Puesto que se trabajará con tecnología LTE, se propone un canal con ancho de banda de 2.4 MHz, quedando entonces la ecuación 3.3.

$$C = (2.4 * 10^6) \log_2 \left(1 + \frac{S}{I} \right) \quad \text{(bits/s)} \quad (3.4)$$

Se requiere conocer la tasa de transferencia ya que conforme el usuario se aleja de la estación base la relación señal a interferencia disminuye y con ello también la tasa de bits en el enlace.

Las repercusiones de esta baja en el enlace se manifiestan en la lentitud de los servicios de datos, puesto que dependiendo en la distancia entre usuario y estación base ambos se adaptan en términos de los esquemas de codificación y modulación para evitar la pérdida del enlace. Esto será materia de estudio en los siguientes temas y de aplicación en el cuarto capítulo.

3.3.1 Evaluación y resultados

En base a la evaluación de la ecuación de la SIR se modificó el código en MATLAB para obtener los valores de las tasas de transferencia en los diez puntos de la celda considerando las mismas condiciones establecidas. Primero se obtendrá la tasa de transferencia para un canal con desvanecimientos lentos por las sombras de los obstáculos modelados por una variable aleatoria tipo Log-Normal y los desvanecimientos rápidos considerando las multitrayectorias mediante una variable aleatoria Suzuki.

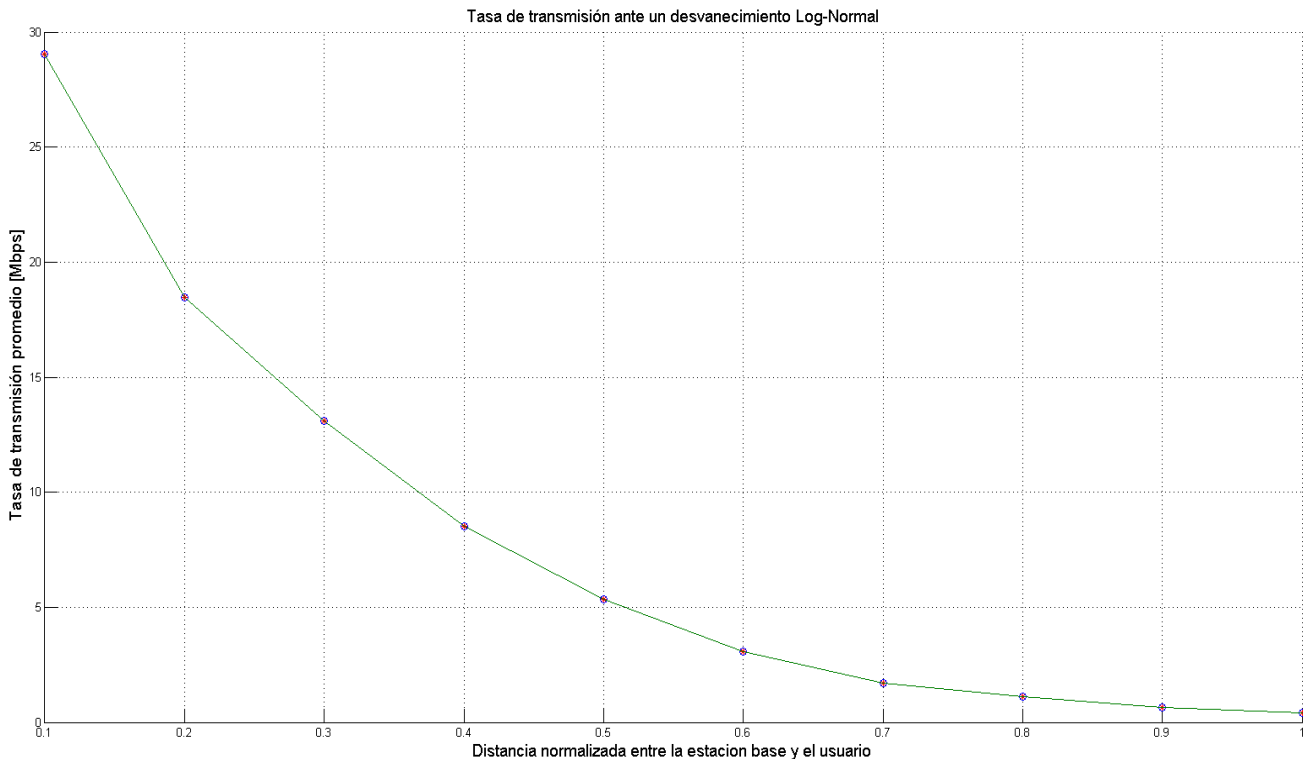


Fig. 3.1 Tasa de transferencia con desvanecimientos lentos

En la figura 3.1 se observa que la velocidad o tasa de transferencia a 0.1 de la estación base es cercana de los 30 Mbps, esto solo considerando los efectos de un desvanecimiento lento, adicionalmente conforme el usuario se aleja de la estación base, la velocidad a la cual la información viaja decae enormemente, esto debido a lo ya mencionado y principalmente a la SIR ya que también decae con un aumento de la distancia entre estación base y usuario.

En el otro caso al incluir los efectos de los desvanecimientos rápidos, la tasa de transferencia disminuye aún más, ya que como se puede ver en la figura 2.9 la SIR sufrió de un desvanecimiento profundo debido a las multitrayectorias.

En la figura 3.2 se puede ver la gráfica de la tasa de transferencia promedio en los puntos considerados, es claro que debido a la mayor atenuación que sufrió la SIR, la tasa de transferencia es un poco menor que en el caso anterior, aquí sobrepasa ligeramente los 20 Mbps, cabe mencionar que el decaimiento aquí es mucho más rápido.

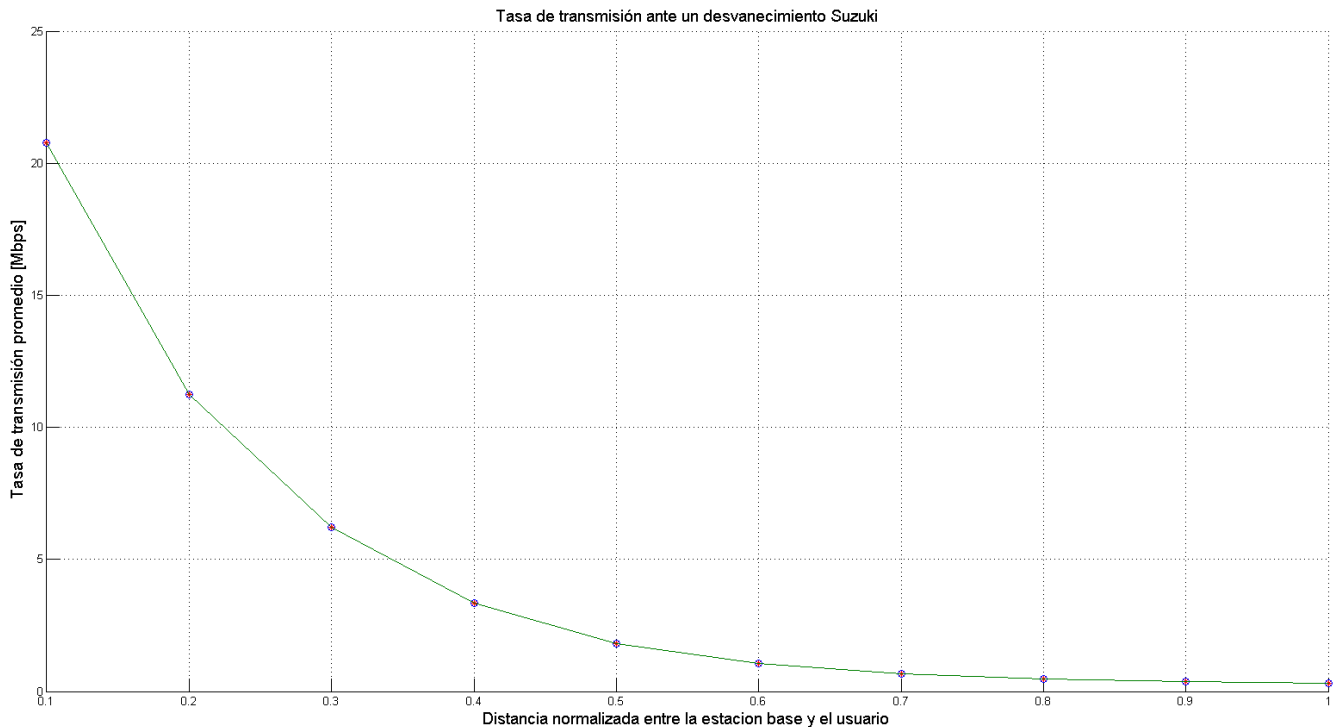


Fig. 3.2 Tasa de transferencia con desvanecimientos rápidos

Comparando las dos gráficas, podemos observar que con el desvanecimiento rápido la tasa de transferencia baja más rápidamente conforme la distancia entre el usuario y la estación base es cada vez mayor, mientras que en el desvanecimiento lento podemos observar que la tasa de transmisión decae más lentamente. También se puede apreciar que la tasa de transmisión entre el desvanecimiento rápido y el lento, es ligeramente menor una con respecto de la otra, esto debido a diversos efectos, y también depende de la SIR. Para el caso de la tasa de transmisión en LTE se utilizara la ecuación 3.2 sustituyendo los valores correspondientes, en el caso de $S_{\text{efectiva}_{dB}} = 1.25 \text{ dB}$ es necesario volverlo un valor adimensional utilizando el antilogaritmo como en la expresión 3.4.

$$S_{\text{efectiva}} = 10^{\frac{S_{\text{efectiva}_{dB}}}{10}} = 10^{\frac{1.25 \text{ dB}}{10}} = 1.33 \quad (3.4)$$

Por lo tanto a partir de la ecuación 3.2 y 3.4 modificada para la SIR se obtiene la expresión 3.5 y la gráfica se muestra en la figura 3.4.

$$C = (2.4 * 10^6) * 0.75 * \log_2 \left(1 + \frac{S}{1.33} \right) \quad (\text{bits/s}) \quad (3.5)$$

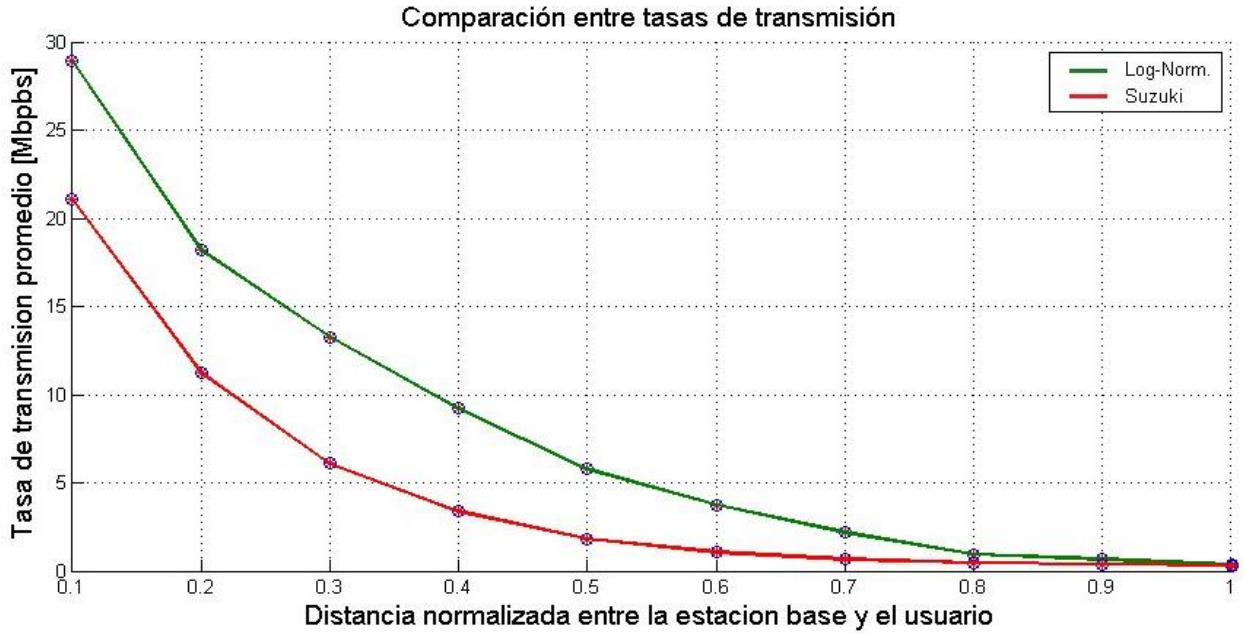


Figura 3.3 Comparación de las tasas de transferencia con desvanecimiento rápido y lento

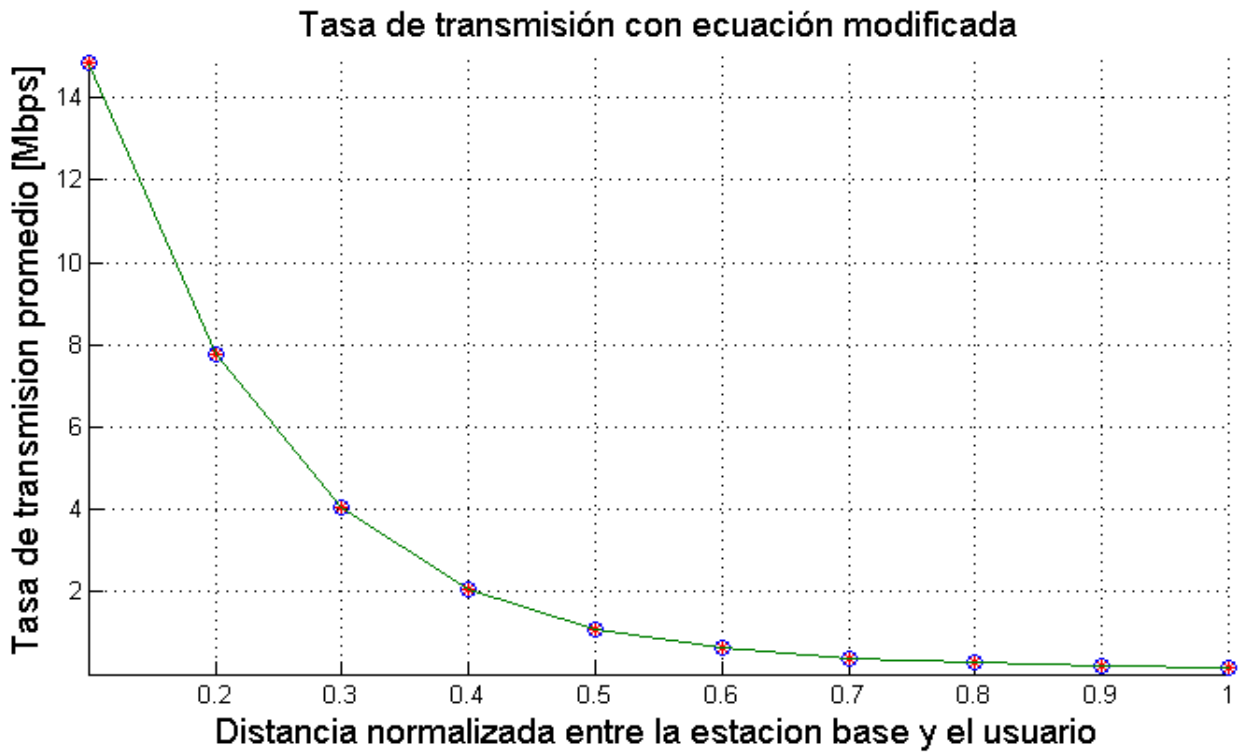


Figura 3.4 Tasa de transmisión con desvanecimientos rápidos

3.4 Técnicas de modulación

A continuación se describirá de manera general algunas técnicas de modulación implementadas en la telefonía móvil.

3.4.1 MODULACIÓN BPSK

En la modulación por desviación de fase binaria son posibles dos fases de salida para una sola frecuencia portadora. Una fase de salida representa al 1 lógico y la otra el 0 lógico. A medida que la señal digital de entrada cambia, la fase de la portadora de salida cambia entre dos ángulos que están a 180° fuera de fase. La BPSK también se conoce como modulación por inversión de fase (PRK) o modulación bifásica [3]. Un símbolo de modulación es un bit. Esto da una alta inmunidad contra el ruido y la interferencia y una modulación bastante robusta (fuerte). Una modulación digital de fase, el cual es el caso de la modulación BPSK, usa la variación de fase para codificar los bits: cada símbolo de modulación es equivalente a una fase. La fase de la señal modulada BPSK es π o $-\pi$ acorde al valor de los bits como se puede observar en la figura 3.5 [4].

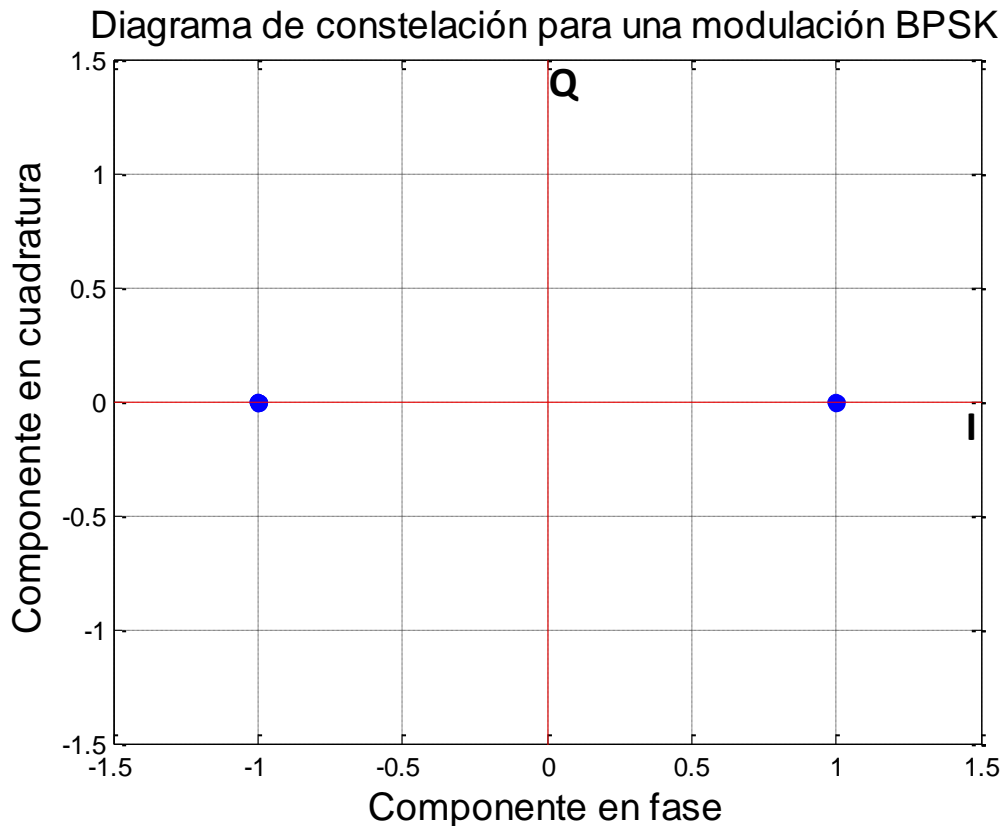


Figura 3.5 Diagrama espacial de la modulación BPSK

3.4.2 Modulación QPSK

La modulación digital que ocurre en la aplicación UMTS es llamada QPSK (por sus siglas en inglés “Quaternary Phase Shift Keying”). Como el nombre de la técnica de modulación implica, QPSK mapea la secuencia de bits que se transmite a una secuencia de símbolo (Figura 3.6), en los cuales los elementos de este consisten en un alfabeto de cuatro diferentes símbolos. En la señal de transmisión un símbolo de modulación corresponde exactamente a uno de las cuatro posibles posiciones de la fase de la portadora.

En la entrada del modulador, dos bits sucesivos son combinados en un par de bits (Tabla 3.1); por lo tanto la secuencia de bits en serie se convierte en dos secuencias paralelas. Existen diferentes maneras en la cual las señales moduladas por QPSK pueden ser recibidas y la secuencia de bits recuperada [5].

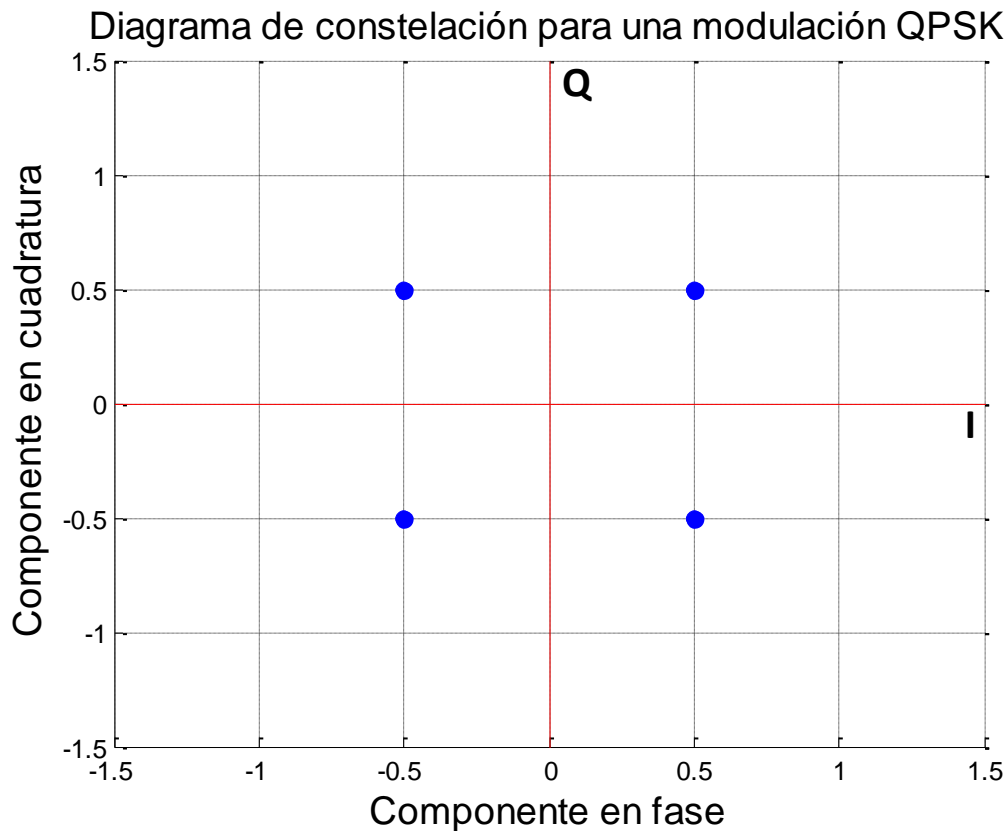


Figura 3.6 Posición espacial de los signos en una modulación QPSK

UMTS define la modulación QPSK para interfaces aéreas. Con el esquema de modulación QPSK, la señal compleja que resulta de la función de dispersión es dividida por una serie de convertidores paralelos en una rama real y una imaginaria, cada una de esas ramas es multiplicada con una señal oscilante.

Sin embargo, la rama imaginaria es desfasada 90° en comparación con la rama real.

La modulación QPSK es adecuada para implementarse en enlaces de subida y de bajada, sin embargo el uso de este esquema de modulación presenta algunas dificultades en el enlace de subida.

Bits pares	Bits impares	Símbolo de Modulación	Fase del símbolo
0	0	00	$\pi/4$
1	0	10	$3\pi/4$
1	1	11	$5\pi/4$
0	1	01	$7\pi/4$

Tabla 3.1 Posibles valores de fase de la modulación QPSK

Considerando que el amplificador está a una potencia de salida máxima y necesita desfasar la señal por unos 180° . La modulación QPSK provee una relación uno a uno entre la tasa de bits de una señal no modulada y la tasa de símbolos después de la modulación [6].

3.4.3 Modulación 8-PSK

En la modulación 8-PSK, cada cambio de símbolo puede representar 3 bits de información. En GSM y GPRS, cada cambio de símbolo puede representar 2 bits, por lo que esta modulación permite una mayor tasa de transferencia. El estándar es diseñado de tal manera que la modulación puede ser intercambiable lo cual se observa en la figura 3.7.

El PSK de ocho fases es una técnica de modulación M-aria en donde $M=8$. Con el modulador 8-PSK, hay ocho posibles fases de salida. Para codificar las distintas fases, los bits de entrada se consideran en grupos de 3 bits, llamados tri-bits ($2^3 = 8$) [7].

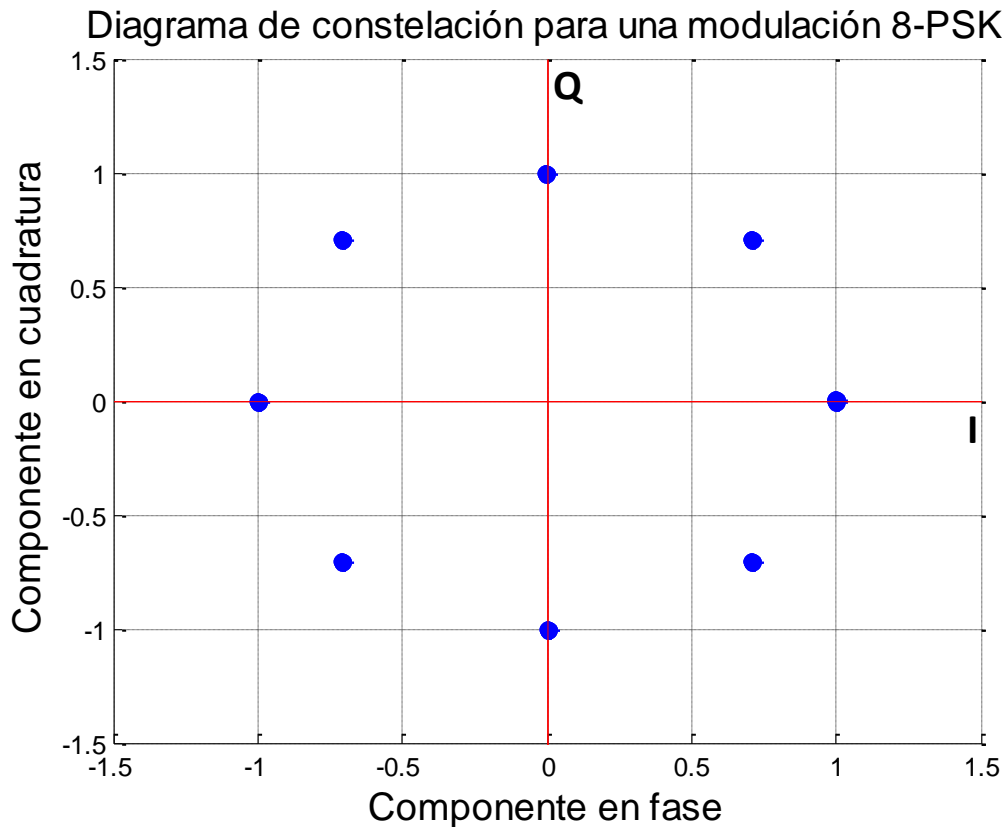


Figura 3.7 Diagrama espacial de una modulación 8-PSK

3.4.4 Modulación QAM

La modulación de amplitud en cuadratura M-aria (QAM), estos sistemas son ampliamente usados en las comunicaciones de microondas fijas y módems de circuito por cable, y los sistemas de 16-QAM también son utilizados en aplicaciones de comunicación móvil como son los sistemas digitales AMC. La introducción de los sistemas QAM ha incrementado de manera considerable la eficiencia espectral de los sistemas de comunicación, y han reducido de manera efectiva la congestión del espectro de frecuencia en las comunicaciones móviles. Por ejemplo, los sistemas 16-QAM son capaces de transmitir 4 bits de información por símbolo, comparado con los sistemas $\pi/4$ -QPSK, da un incremento de dos veces en la eficiencia del espectro (Figura 3.8). Se tienen dos canales separados con signos independientes en cada canal. Dado que el coseno y el seno son ortogonales, la componente en fase de la portadora, y el componente de cuadratura pueden ser modulados independientemente. El diagrama está dividido en componentes de fase y componentes de cuadratura. La separación de varios puntos de la señal es llamada distancia Euclidiana, en los sistemas digitales de comunicaciones que emplean estas modulaciones una de las principales causas de la mala detección de los símbolos es por el ruido presente en el canal de comunicaciones, en la Figura 3.9 se muestra la constelación de una modulación 64-QAM con sus respectivos valores [8].

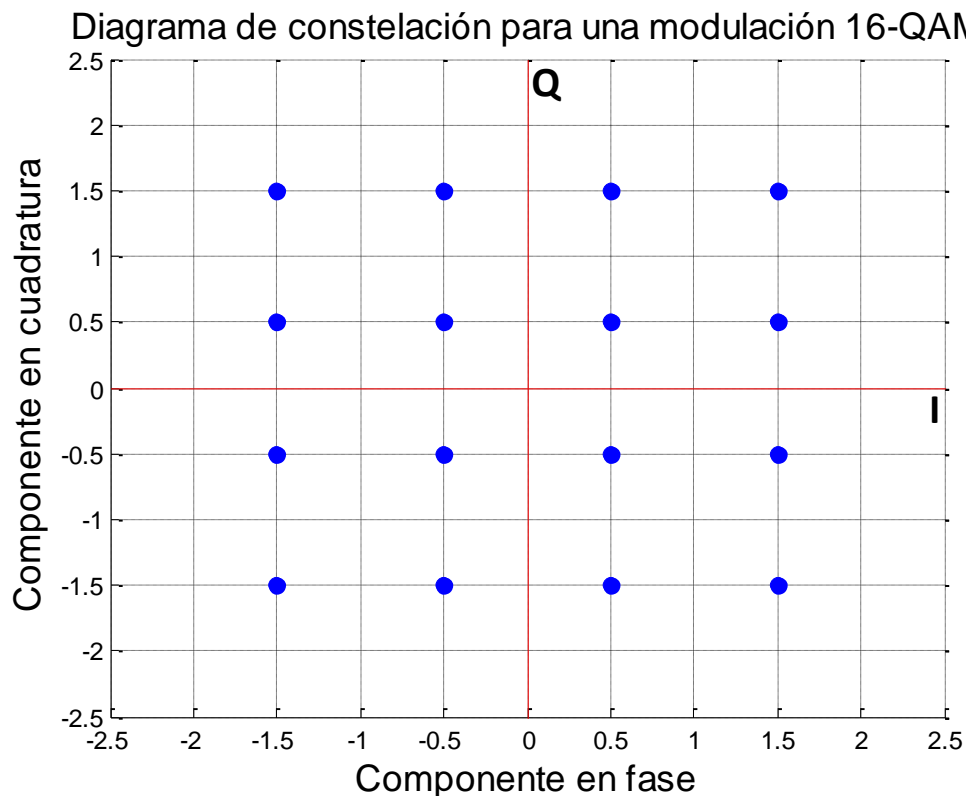


Figura 3.8 Diagrama espacial de una modulación 16-QAM

Diagrama de constelación para una modulación 64-QAM

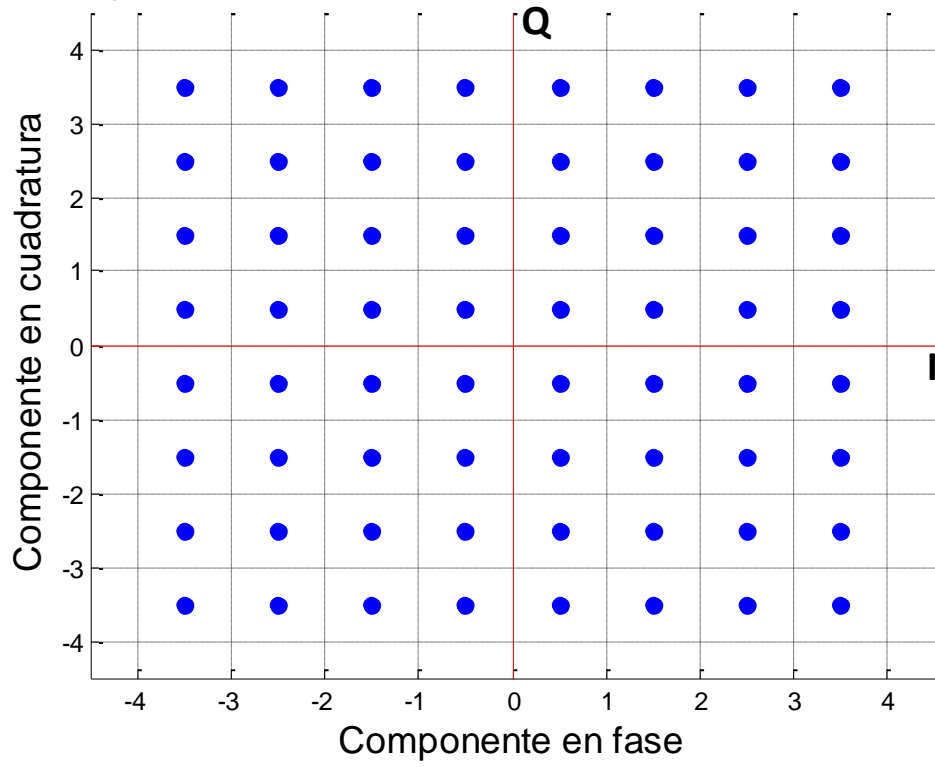


Figura 3.9 Diagrama espacial de una modulación QAM-64

3.5 Técnicas de codificación de canal

La codificación de canal es un aspecto importante para un sistema de radiocomunicaciones, en este caso se refiere al proceso de transformación de la señal en otro tipo de señales que son diseñadas para mejorar el desempeño de las comunicaciones, esto a partir de la reducción de la probabilidad de bit erróneo o la E_b/N_0 requerida, por lo tanto permitiendo a dichas señales transmitidas ser más resistentes a las imperfecciones del canal tales como el ruido, la interferencia y el desvanecimiento [9].

En este trabajo en específico solo se utilizará la razón de codificación, para ello se muestra en la tabla 3.2 la relación de la modulación y codificación con los niveles máximos y mínimos de la SIR, en la cual dependiendo su valor en dB se toma en consideración el esquema de modulación y codificación que se ocupará en ese instante de tiempo en el cual el usuario, se moverá libremente sobre la área que cubre la estación base. Mientras la distancia sea mayor, la SIR tenderá a ser menor.

Por lo que si el usuario dispone de una buena razón señal a interferencia al usuario se le podrá transmitir con una modulación 16-QAM y una razón de codificación de $\frac{3}{4}$, sin embargo si el usuario se encuentra en una situación en la que no logra tener una buena SIR, se le transmitirá con una modulación QPSK y una razón de codificación de $\frac{1}{2}$, lo cual supone una tasa de transferencia mucho más lenta pero la modulación es mucho más robusta.

Modulación/Codificación	SIR_{min}	SIR_{max}
QPSK, 1/2		8 dB
8PSK, 1/2	8 dB	11 dB
16QAM, 1/2	11 dB	14 dB
16QAM, 2/3	14 dB	18.5 dB
16QAM, 3/4	18.5 dB	

Tabla 3.2 Modulación y Codificación contra la SIR.

3.6 Técnicas de modulación y codificación adaptiva en LTE

La técnica del AMC (por sus siglas en inglés Adaptive modulation and coding) es parte de un esquema de transmisión adaptativa donde los parámetros de transmisión, tales como la modulación, razón de codificación, y potencia, son ajustadas en base a la información del estado del canal (CSI, por sus siglas en inglés Channel State Information).

El concepto de transmisión adaptativa, primero propuesto por Hayes, requiere de un nodo destino para enviar la señal CSI recibida de regreso al nodo fuente vía canal de retroalimentación. El nodo origen controla la potencia de transmisión acorde a información contenida en el CSI, con el fin de compensar las variaciones del nivel de las señales recibidas.

Este esquema tiene la capacidad para incrementar de manera significativa el rendimiento de los sistemas de comunicación inalámbricas incrementando la tasa de datos promedio, eficiencia espectral y capacidad del sistema. La técnica puede ser realizada en diferentes escalas de tiempo, dependiendo de las capacidades del sistema y la tasa a la cual el CSI varía.

Las comunicaciones inalámbricas de banda ancha hacen uso de AMC para optimizar la tasa de transmisión y el disminuir el BER, en el esquema AMC mostrado en la figura 3.10, cuando la tasa de error en el receptor se incrementa debido a la interferencia y la atenuación de la señal recibida resultante del canal, el receptor envía esta información de regreso al transmisor a través del canal de retroalimentación. El transmisor cambia de inmediato a uno más robusto, aunque menos eficiente [10].

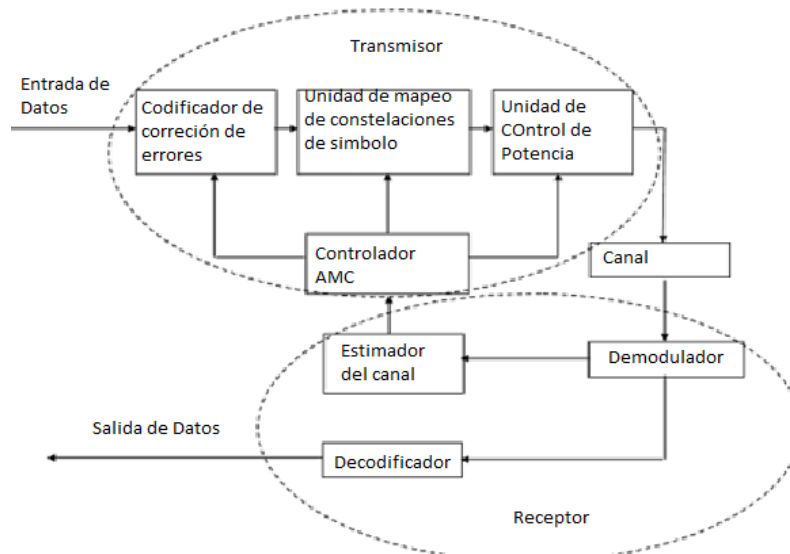


Figura 3.10 Diagrama a bloques de un esquema AMC

Con el uso del AMC las modulaciones de alto orden (Por sus siglas en inglés HOM's, High-Order Modulation) permiten transmitir más bits para una tasa de símbolo dada. Por otra parte, las modulaciones de alto orden son menos eficientes en términos de potencia, requiriendo mayores cantidades de energía por bit para una BER dada. Por lo tanto, HOM debe ser usada únicamente cuando la calidad del enlace es alta, ya que son menos robustas para la interferencia del canal.

Del mismo modo, una FEC fuerte y el entrelazado proveen robustez contra la interferencia del canal a costa de una tasa de transferencia menor y eficiencia espectral, recomendando una adaptación de la razón de codificación basado en la calidad del enlace.

En cuanto al AMC se refiere, su característica principal es el ajuste de los parámetros de codificación y modulación de la capa física para compensar las variaciones del canal. Con ayuda de la información relacionada con el tráfico, tal como la QoS y el estado de los recursos físicos, AMC permite a la red seleccionar los métodos de codificación y modulación que mejor se adapte a las condiciones del canal [11].

Algunos MCS's y sus tasas son enlistados en la tabla 3.3. En un sistema con AMC, los usuarios en una posición favorable (cerca de la estación base) son típicamente asignados a modulaciones de alto orden con tasas de código alto, mientras que a los usuarios que están en una posición desfavorable (cerca del límite de la celda) son asignados una modulación de orden bajo con tasa de código baja.

La variación de la interferencia es reducida debido a la adaptación del enlace basado en las variaciones en el esquema modulación/codificación en lugar de las variaciones en la potencia de transmisión. En sistemas con modo TDD, AMC es más conveniente para aplicación y la programación de varios MCS's ya que es flexible y con una latencia baja [12].

MCS	Modulación	Codificación
MCS1	QPSK	1/3
MCS2	QPSK	1/2
MCS3	QPSK	3/4
MCS4	16 QAM	1/2
MCS5	16 QAM	3/4
MCS6	64 QAM	3/4

Tabla 3.3 Esquemas AMC y tasas de modulación y codificación

Se debe mencionar que para este trabajo no se tomará en cuenta una transmisión con una modulación 64-QAM, sin embargo con las condiciones presentes no se puede lograr, además de que una vez modificada la ecuación la tasa de transmisión disminuyo aún más.

Referencias

- [1] España B. "Servicios Avanzados de Telecomunicación". Ediciones Díaz de Santos, 2003, pp. 45-46.
- [2] Mogensen P. y Na W. "LTE Capacity compared to the Shannon Bound", Aalborg University, 2007, pág. 1235.
- [3] Herrera E. "Comunicaciones II: comunicación digital y ruido: una introducción a la teoría de la comunicación digital y el ruido", Editorial Limusa, 2002, pág. 128.
- [4] Nuaymi L. "WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access", John Wiley & Sons, 2007, pp. 45-51.
- [5] Walke B., Seidenberg P. y Althoff M. "UMTS the Fundamentals", John Wiley & sons, 2003, pp. 2-3.
- [6] Bannister J., Mather P. y Coope S. "Convergence Technologies for 3G Networks: IP, UMTS, EGPRS and ATM", John Wiley & Sons, 2004, pp. 295-296.
- [7] K. V. Prasad. "Principles of Digital Communication Systems and Computer Networks", Cengage Learning, 2004, pág. 17-18.
- [8] Sasaoka H. "Wave Summit Course Mobile Communications", Ohmsha, IOS press, 2000, pp. 89-92
- [9] Sklar B. "Digital Communications: Fundamentals & Applications", Pearson Education, 2009, pág. 305.
- [10] Shami, A., Maier M. y Assi C. "Broadband Access Networks: Technologies and Deployments", Springer Science & Business Media, 2010, pág. 99.
- [11] Kaaranen y Heikki. "UMTS Network: Architecture, Mobility and Services", John Wiley & Sons, 2005, pág 78-80.
- [12] Furht B. y Ahson S. "Long Term Evolution: 3GPP LTE Radio and Cellular Technology", CRC Press, 2009, pp. 27-30.

CAPÍTULO IV: EVALUACIÓN DEL CALENDARIZADOR JUSTO PROPORCIONAL Y ASIGNACIÓN DE RECURSOS

4.1 *Introducción*

Este último capítulo se encuentra dedicado a la presentación de resultados de la evaluación del calendarizador justo proporcional el cual se comparará con otro el calendarizador de máxima SIR el cual se toma como referencia teórica para poder conocer las ventajas y forma de asignación de recursos del primero mencionado. De igual forma se dará un preámbulo acerca de la forma de operar de OFDMA y el tipo de modulación y codificación que se le asigna a los usuarios seleccionados por el calendarizador. La evaluación solo se restringirá para el canal de enlace descendente o DL (por sus siglas en ingles Down Link).

4.2 *OFDMA*

El Acceso Múltiple por División en Frecuencia Ortogonal (por sus siglas en inglés OFDMA) hereda los principios de funcionamiento de la técnica de modulación OFDM. En su forma más simple, OFDMA consiste en asignar cada portadora a un usuario, de modo que todas resultan ortogonales.

La señal recibida tiene entonces la típica forma de una señal de OFDM, por lo que solo se necesita un receptor para detectar la señal de los N usuarios del sistema. Mientras OFDM asigna un bloque (en tiempo) a un usuario, OFDMA es un método que asigna diferentes grupos de sub-portadoras (en frecuencia) a diferentes usuarios. De esta manera, más de un usuario puede acceder a la interfaz de aire al mismo tiempo.

OFDM asigna todas las sub-portadoras a un solo usuario en ese tiempo, para que transmita su información. Si múltiples usuarios desean transmitir usando OFDM, esos usuarios deberán tomar turnos en tiempo para poder transmitir.

En términos sencillos, el espectro de la señal transmitida se divide en sub-canales en los que la información modula portadoras ortogonales, de forma que,

aproximadamente, la señal recibida es un conjunto de portadoras ortogonales con amplitudes y fases determinadas por la respuesta en frecuencia del canal.

OFDMA es apropiada para contrarrestar la interferencia en banda estrecha, ya que evita interrumpir la señal de la portadora afectada en el proceso de asignación de recursos [1].

En OFDMA, en lugar de asignar secuencialmente símbolos OFDM en tiempo para diferenciar a los usuarios, el sistema directamente asigna sub-portadoras en frecuencia a diferentes usuarios. La secuencia de símbolos a banda base a alta velocidad presentan a una tasa de R_s símbolos por segundo, y cada símbolo de datos tiene una duración $1/R_s$ segundos.

Este flujo de alta velocidad consiste en un grupo J de símbolos de datos complejos; cada grupo contiene L símbolos de datos complejos, y cada grupo (de L símbolos de datos) es asignado después a diferentes usuarios. Así que hay un total de JL símbolos de datos complejos en grupos J . (Figura 4.1).

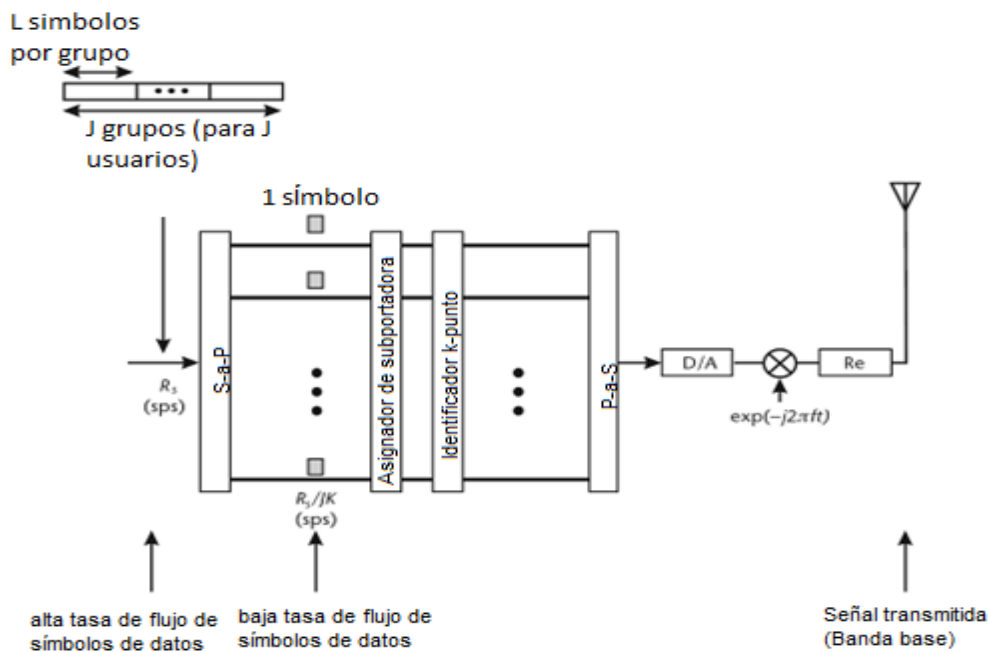


Figura 4.1 Transmisor OFDMA

En la figura 4.2 se muestra el espectro del flujo de alta velocidad, el flujo parcial de baja velocidad, y la señal transmitida. En particular, el espectro de la señal transmitida se muestra por arriba de los grupos J de símbolos de datos, o solo un símbolo de OFDM. Las sub-portadoras son espaciadas de manera que se superponen en frecuencia pero son ortogonales porque un símbolo de dato es recuperado en el pico de la sub-portadora.

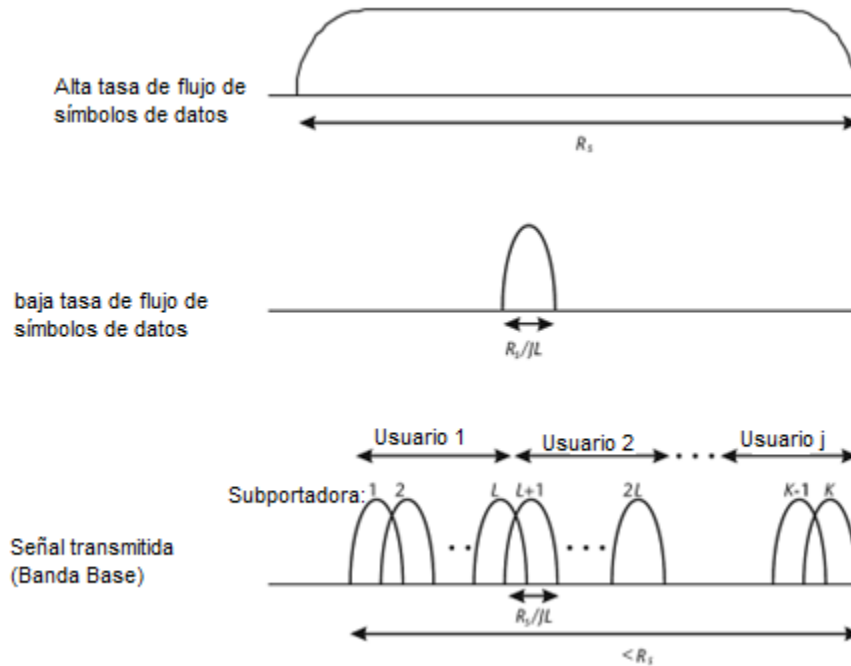


Figura 4.2 Representación del espectro en OFDMA

En general, existen dos maneras de asignar a los usuarios símbolos de datos a sub-portadoras: distribuido y contiguo.

En un arreglo de sub-portadoras distribuidas, la sub-portadora es asignada pseudo-aleatoriamente a los usuarios. En un arreglo de sub-portadoras contiguas. Las sub-portadoras son asignadas a los usuarios en conjuntos continuos [2].

El recurso de radio en LTE considera la dimensión temporal y frecuencial. En concreto, cada bloque de recursos (por sus siglas en inglés Resource Block o RB) está compuesto por 12 subportadoras contiguas, separadas 15 kHz, lo que corresponde a un total de 180 kHz, y teniendo una duración de 0.5 mili segundo, como se muestra en la figura 4.3.

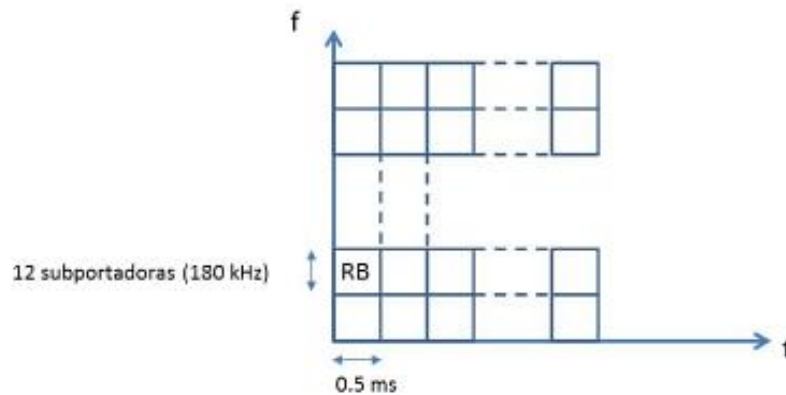


Figura 4.3 Bloques de recursos en LTE

En OFDMA no se emplea transmisión por espectro disperso, de modo que, en principio, no es posible reutilizar totalmente las frecuencias en celdas distintas. Sin embargo, la flexibilidad que ofrece OFDMA para variar dinámicamente la asignación de los bloques de recursos a usuarios permite el uso de técnicas de reutilización de frecuencias más sofisticadas que en el caso de FDMA/TDMA. Esto se basa en limitar, para cada celda el conjunto de RB sobre los cuales puede actuar el algoritmo de calendarizador, para así controlar las interferencias entre celdas. Para ello, las celdas se intercambian información, como los bloques de recursos en que se ha detectado una interferencia superior a un umbral o los bloques de recursos en que se va a transmitir con una potencia superior a un nivel determinado [3].

4.3 Calendarizadores

Un calendarizador es un algoritmo de control el cual realiza la gestión de los bloques de recursos en un sistema de telefonía móvil, este algoritmo es quien decide a que usuarios se les habrán de otorgar en base a determinados parámetros. También determina la velocidad de transmisión los datos que va a ser usada en cada enlace. El calendarizador es un elemento clave y en gran medida determina el rendimiento general del sistema, especialmente en una red altamente cargada. El calendarizador puede, para cada instante de tiempo y región de frecuencia, seleccionar el usuario con las mejores condiciones del canal. Para LTE, las decisiones del calendarizador son tomadas tan a menudo como cada 1 milisegundo.

Para el caso del calendarizador en el enlace de bajada, el dispositivo terminal debe proveer a la red reportes del estado del canal indicando la calidad del canal de enlace de bajada instantáneo en los dominios de la frecuencia y el tiempo. El estado del canal es típicamente obtenido mediante la medición de las señales de referencia transmitidas.

Basado en los reportes del estado del canal, también referido como información del estado del canal (por sus siglas en inglés CSI Channel state Information), es como el calendarizador del enlace de bajada puede asignar recursos para la transmisión de bajada a diferentes terminales, tomando en cuenta la calidad del canal para esta decisión [4].

4.3.1 Calendarizador Round Robin

Se dice que este calendarizador es orientado a los usuarios ya que los bloques de recursos son asignados de manera cíclica para cada terminal móvil. En otras palabras los recursos son asignados equitativamente para todos los usuarios, sin considerar las condiciones instantáneas del canal. Este algoritmo se considera como el más equitativo para estos fines, sin embargo al no basarse en ningún parámetro de las condiciones del canal presenta deficiencias en términos de calidad de servicio (QoS) ya que no explota eficientemente el ancho de banda [5]. De igual manera debido a este hecho este calendarizador no será tomado en cuenta para fines de comparación.

Su funcionamiento se basa en la división del tiempo en ranuras (siendo estas ranuras de tiempo los recursos) del mismo tamaño y cada una siendo asignada de manera fija y cíclica a cada usuario para que estos logren ser atendidos. Por lo tanto, los usuarios que son calendarizados para transmitir, con frecuencia no serán capaces de transmitir con tasas altas de información lo cual afecta el rendimiento general del sistema. Este efecto puede ser mitigado con la apropiada asignación de recursos a través otros esquemas de calendarización [6].

4.3.2 Calendarizador de máxima relación señal a interferencia

El calendarizador máxima relación portadora-interferencia, también conocido como calendarizador basado en la SIR, es una de las formas más simples para gestionar el ancho de banda. Basa su decisión de calendarización en la calidad del canal instantáneo reportado por cada dispositivo móvil. Consecuentemente, este método maximiza la capacidad del sistema general y el rendimiento agregado.

La principal desventaja de este enfoque es la injusticia inherente, especialmente en escalas de tiempo muy pequeñas. Debido a su métrica absoluta, esta puede causar brechas excesivas de programación, e incluso la no asignación para usuarios en una posición desfavorable. Esto puede conducir a una interacción excesiva de capa cruzada con protocolos de capa alta.

Consecuentemente, este método solo de interés teórico, por ejemplo como una referencia de rendimiento o punto de referencia por ello es que se utiliza para realizar la comparación previamente mencionada [7].

4.3.3 Calendarizador justo proporcional

LTE soporta una variedad de calendarizadores apropiados para diferentes tipos de servicios. El Calendarizador justo proporcional (PF de sus siglas en inglés Proportional Fair) ha llamado la atención como un Calendarizador justo que toma las condiciones de ambos canales tanto de bajada como de subida y la tasa de usuarios en consideración. A diferencia del Calendarizador basado en ranuras de tiempo, el Calendarizador de OFDMA trabaja con dos recursos bidimensionales.

Explotando las variaciones en tiempo y frecuencia, la asignación de OFDMA puede alcanzar multiusuarios tan bien como diversidad de frecuencias.

Se describe un algoritmo de calendarizador simple, llamado calendarizador justo proporcional, diseñado para conocer los cambios de los retrasos y las limitaciones de equidad mientras se aprovecha la diversidad multiusuario. El calendarizador decide a que usuario transmitir información en cada ranura de tiempo, basado en la tasa solicitada a la estación base ha sido previamente recibida por los móviles. Por lo tanto, el algoritmo calendariza a un usuario cuando la calidad del canal instantáneo es alto en relación a su condición del canal promedio sobre la escala de tiempo. En breve, los datos son transmitidos a un usuario cuando el canal está cerca de sus propios picos. Los beneficios de la diversidad multiusuario pueden ser extraídos a causa de canales de diferentes usuarios fluctuando independientemente si hay suficiente número de usuarios en el sistema, y más si hay usuarios cerca de sus picos en cualquier momento [8].

La gestión de ranuras de tiempo en el calendarizador justo proporcional trabaja como se describe a continuación. En un instante particular t , se da la oportunidad de transmitir al usuario k^* basado en el máximo de la relación 4.1.

$$\arg \text{máx}\{R_k(t)/T_k(t)\} \quad (4.1)$$

Donde $R_k(t)$ es la tasa alcanzable instantánea en el tiempo t y $T_k(t)$ es el throughput medio de una ranura de tiempo pasado t , para usuario k y t_c es el parámetro de sintonización que determina la compensación entre equidad y rendimiento. El throughput medio es actualizado después de cada instante del calendarizador como se muestra en la ecuación 4.2.

$$T_k(t+1) = \begin{cases} \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t) + \frac{1}{t_c} R_k(t), & k = k^* \\ \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t), & k \neq k^* \end{cases} \quad (4.2)$$

Para sistemas OFDMA, el usuario k será dado como bloque físico de recursos n basados en la fórmula 4.3.

$$\tan^{-1}\left(\frac{R_{k,n}(t)}{T_k(t)}\right) \quad (4.3)$$

En este caso, el throughput del terminal del usuario es actualizado después que el bloque de recursos físicos es asignado. Alternativamente, los bloques de recursos físicos pueden ser particionados en un número de segmentos iguales y el throughput puede ser actualizado después de asignar cada uno de estos segmentos [9].

4.4 Evaluación de ecuaciones, comparaciones y resultados de los calendarizadores

Con el fin de poder evaluar el desempeño del calendarizador justo proporcional es importante compararlo con otro esquema de asignación de recursos, en este caso se eligió el calendarizador de máxima relación señal a interferencia. Para ello se programaron en MATLAB ambos algoritmos y cuyos procesos describen a grandes rasgos en los diagramas de flujo de las figuras 4.3 y 4.4.

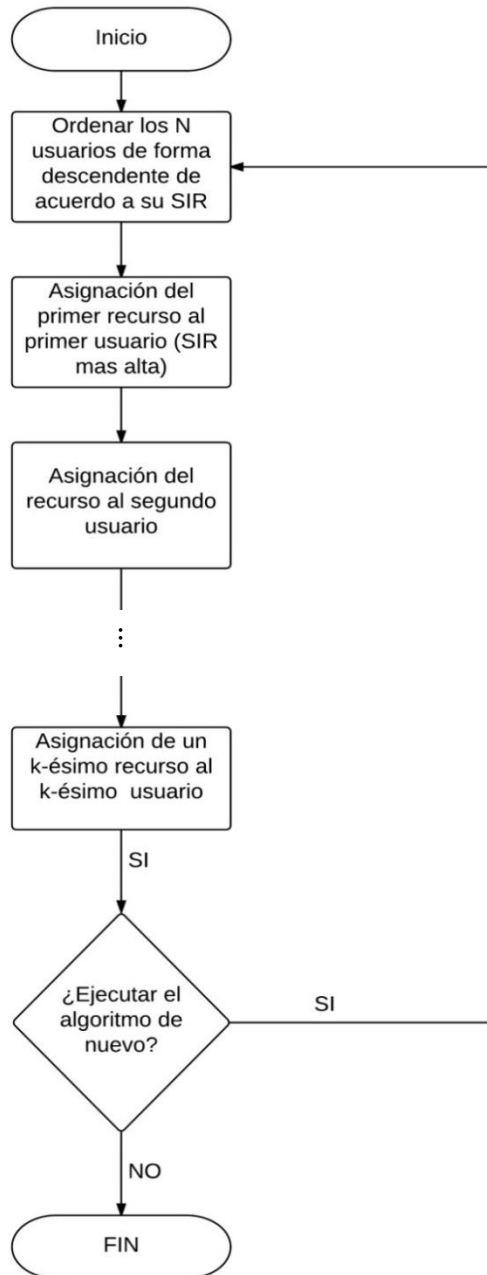


Fig. 4.3 Diagrama de flujo del algoritmo del calendarizador de máxima SIR

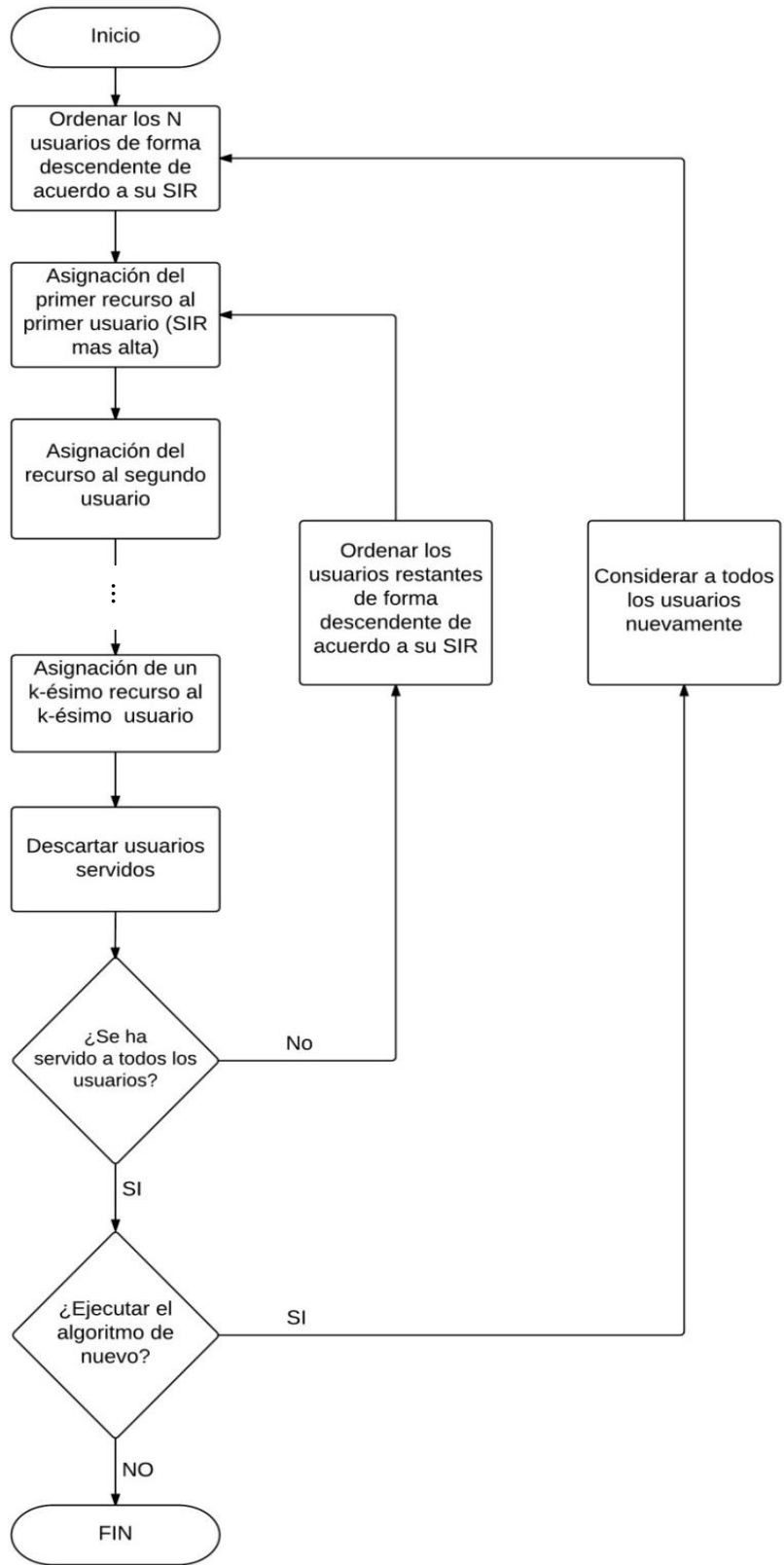


Fig. 4.4 Diagrama de flujo del algoritmo del calendarizador justo proporcional

En el diagrama de flujo mostrado en la figura 4.3 se muestra el proceso que sigue el algoritmo programado para la evaluación del calendarizador de máxima SIR. Primeramente es necesario generar N usuarios en el primer punto de la distancia normalizada o 0.1. Posteriormente se ordenan de forma decreciente a los N usuarios con el fin de asignar un número K de recursos a aquellos usuarios con la mayor SIR en ese punto, una vez que los recursos disponibles en ese punto o instante de tiempo han sido asignados se procede a realizar lo mismo en 0.2 por lo que el programa ejecuta de nuevo el algoritmo para asignar el mismo número de recursos a los usuarios, sin importar si estos ya fueron seleccionados previamente en 0.1, una vez que se han repartido todos los recursos en 0.2 se repite el mismo proceso hasta llegar al borde de la celda con distancia normalizada igual a 1.

El segundo diagrama de flujo incluido en la figura 4.4 ilustra el algoritmo implementado para la evaluación del calendarizador justo proporcional. Para la de este otro método de gestión de recursos, se parte del hecho de que en un primer tiempo en la distancia 0.1 existen N usuarios y K recursos a distribuir. Para esto se ordenan los N usuarios de mayor a menor para asignar los K recursos a un número K de usuarios en ese primer punto, los usuarios a quienes se les concedió el recurso son descartados. Posteriormente se verifica la condición para conocer si todos los usuarios han sido servidos, de ser esto afirmativo se puede volver a considerar a todos los usuarios en los siguientes tiempos, de lo contrario los usuarios restantes se ordenan de mayor a menor de acuerdo a su SIR y los cuales son agendados para ser servidos en los siguientes instantes de tiempo, de tal forma que todos los usuarios sean servidos de manera equitativa.

4.4.1 Evaluación de calendarizador de máxima SIR

En el primer caso para la evaluación del calendarizador se supondrá el caso en el que se tienen $N=10$ usuarios y $K=1$ recurso por asignar durante cada tiempo, en este caso cada tiempo vendrá dado por cada una de las distancias desplazadas por los usuarios que los usuarios se encuentran desplazándose a lo largo del eje x desde 0.1 de distancia del centro de la celda hacia el borde de la misma.

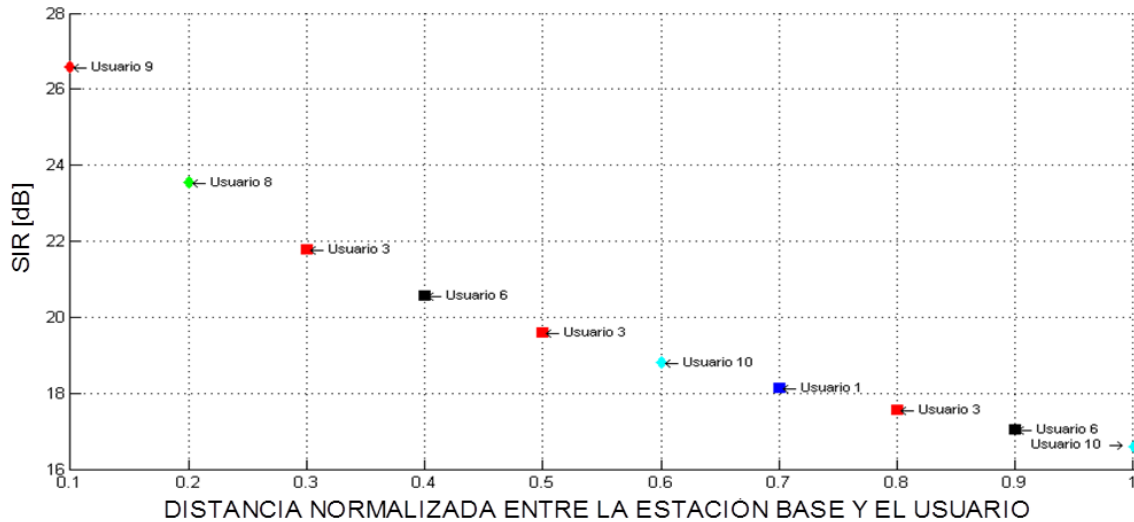


Fig. 4.5 Evaluación para 10 usuarios y 1 recurso

La razón por la cual se muestra en la figura 4.5 un solo usuario por punto es debido a que se otorga un recurso por cada tiempo o cada 0.1 de la distancia normalizada, por lo tanto aquel usuario con la mayor SIR es a quién se le otorgará el recurso, por ejemplo en la primera distancia el usuario número 9 logra obtener la mayor SIR con respecto a los 9 restantes y por tanto a quién se le concede el recurso. Para el segundo instante de tiempo o 0.2 de la distancia normalizada el usuario a quién se le designó el recurso fue el usuario 8. Como se mencionó anteriormente este calendarizador tiene preferencia por aquellos usuarios con una buena condición del enlace o en este caso una buena SIR, siempre y cuando su valor se encuentre por encima de un valor umbral, como resultado se logra una alta capacidad del sistema en general y un volumen de información total aceptable, en contraste, esta forma de asignar los recursos resulta injusta para aquellos usuarios que no logran una buena calidad del enlace, ya que no se les serán asignados los recursos por parte de la estación base.

Adicionalmente y como se muestra en la figura 4.5 hay usuarios que son elegidos más de una vez sin importar si estos usuarios fueron servidos o no con anterioridad.

Si se plantea otro caso en el que se tengan los mismos $N=10$ usuarios y un mayor número $K=2$ recursos ocurriría lo mismo, lo cual se puede observar en la figura 4.6.

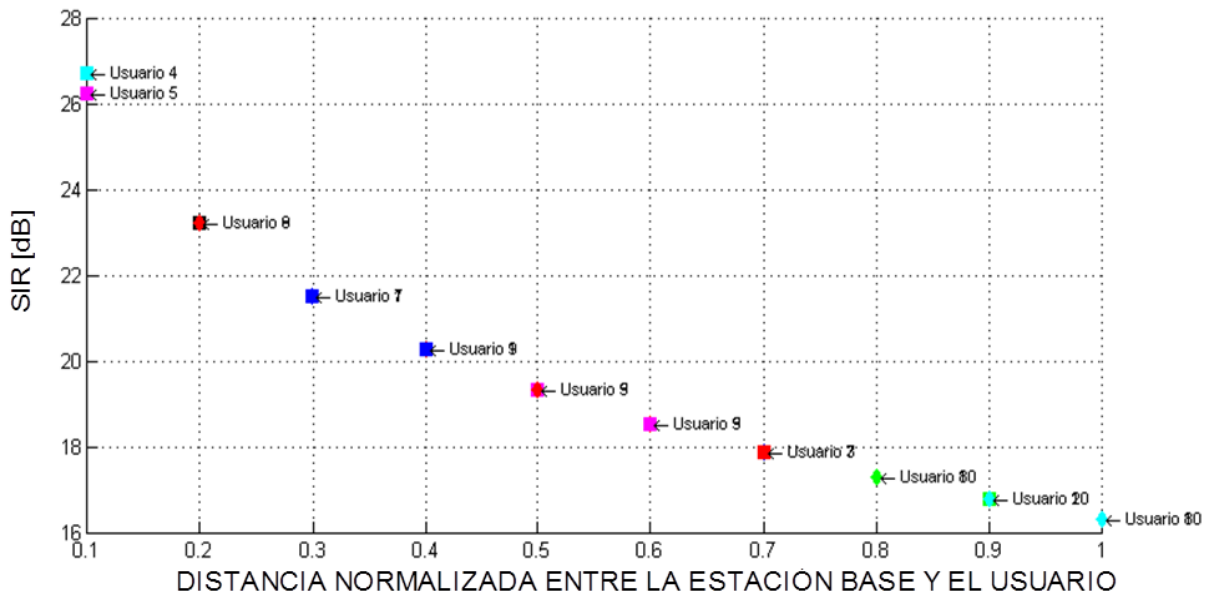


Fig. 4.6 Evaluación para 10 usuarios y 2 recursos

Debido a la cantidad de recursos asignados y la cercanía del valor de la SIR de los usuarios generados, en la figura 4.6 resulta difícil distinguir entre usuarios, por lo tanto en la figura 4.7 se presenta nuevamente la gráfica pero resaltando el detalle de los usuarios que fueron servidos.

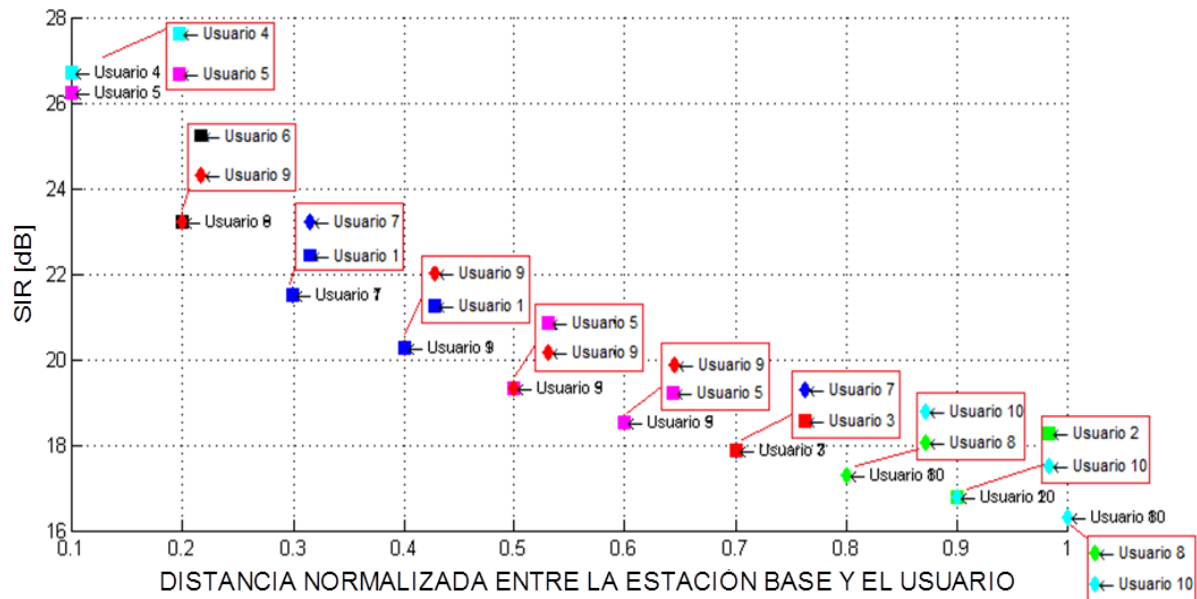


Fig. 4.7 Detalle de los usuarios servidos en cada punto

Como resultado de la ejecución del programa con estas consideraciones, en el primer instante de tiempo a la distancia normalizada de 0.1, los usuarios a quienes

se les otorgó el recurso fueron los números 4 y 5 dado que su SIR fue mayor, mientras que para el segundo instante de tiempo se les proporcionaron los recursos a los usuarios 6 y 9. Para el tercer punto a los usuarios 7 y 1. En la figura 4.7 es fácil notar que por ejemplo el usuario 9 a pesar de ser servido en el punto 0.4 también se le asignó un recurso en 0.5 y 0.6, lo cual reafirma la forma de operar de este calendarizador al asignar a los usuarios con la mejor calidad del enlace y discriminando a aquellos que sufran de fuertes desvanecimientos. La evaluación de este calendarizador se puede extender fácilmente a un número mayor de usuarios y recursos, sin embargo por cuestiones de presentación dificultad de presentación y formato se omitirá la evaluación con un número mayor de usuarios y recursos.

4.4.2 Evaluación del calendarizador justo proporcional

Como se pudo observar, con el calendarizador anterior la asignación de los recursos a los que lleva a cabo de una forma injusta para todos los usuarios puesto que al elegirse aquel con la mayor SIR por lo que para compensar este problema sin comprometer demasiado el volumen de información total del sistema se utiliza el calendarizador justo proporcional. Este calendarizador es un punto intermedio entre el calendarizador de máxima relación señal a interferencia y el método Round Robin el cual tiene la característica de repartir los recursos disponibles entre todos los usuarios sin importar si estos presentan o no una buena calidad del enlace, por lo que en este método no se le da prioridad a ningún equipo móvil. En primera instancia se presenta un primer caso en el cual se tienen $N=10$ usuarios en cada uno de las 10 distintas distancias, y $K=1$ recurso, los resultados se observan en la figura 4.8.

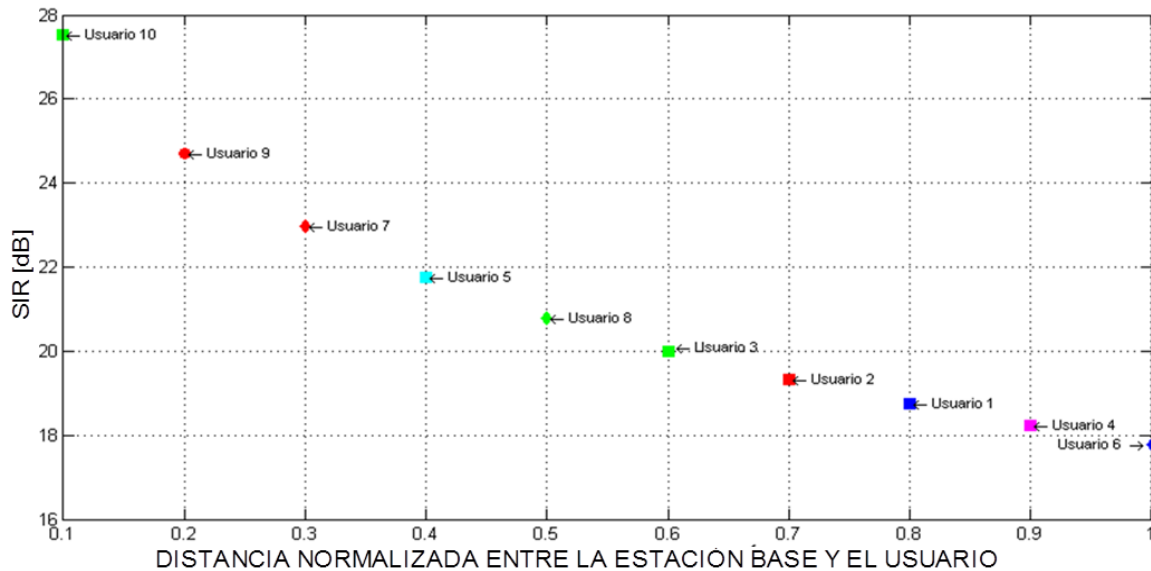


Fig. 4.8 Evaluación para 10 usuarios y 1 recurso

En la figura anterior se comprueba que implementando este calendarizador se logra servir a todos los usuarios en cada uno de los tiempos, sin repetirlos. El calendarizador justo proporcional se basa en darle una mayor prioridad a aquellos usuarios con la mayor SIR, ordenando a los N usuarios en orden decreciente de acuerdo al valor de dicho parámetro, posteriormente se asignan los K recursos a los usuarios y se descartan conforme se van sirviendo. Cuando finalmente se asegura que todos los usuarios han sido servidos, nuevamente se pueden volver a tomar en cuenta a todos los usuarios a quienes se les asignarán más recursos. Para un segundo caso se proponen $N=10$ usuarios y $K=2$ recursos se obtuvo lo mostrado en la figura 4.9.

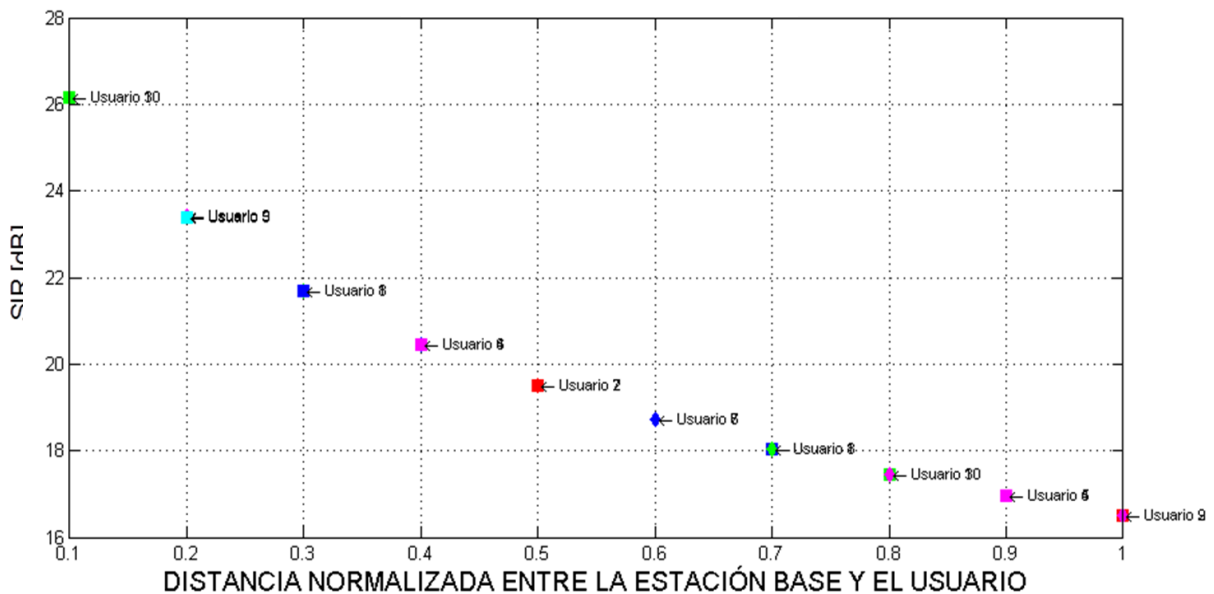


Fig. 4.9 Evaluación para 10 usuarios y 2 recursos

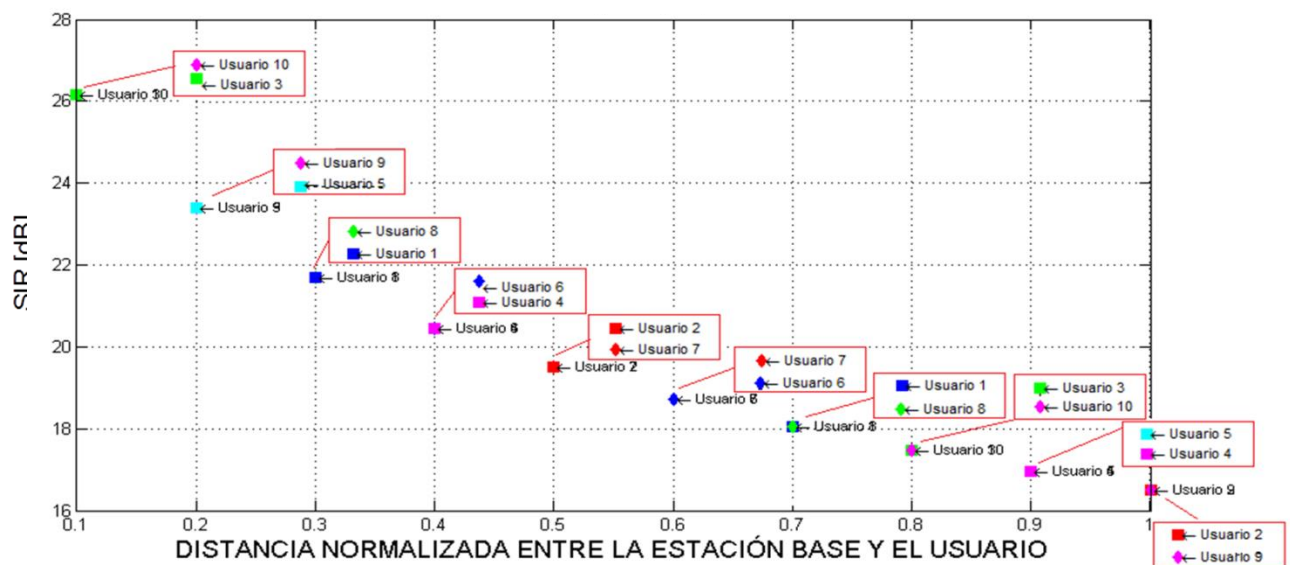
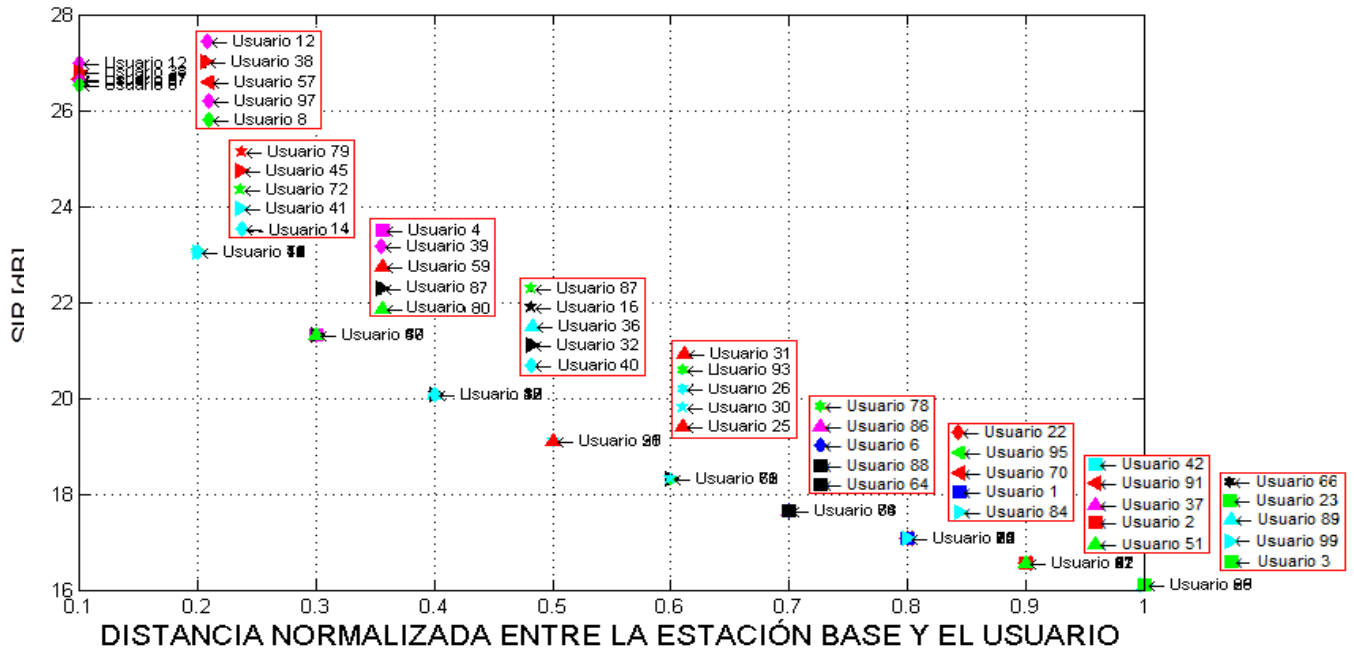


Fig. 4.10 Detalle de los usuarios servidos

Con las condiciones previamente establecidas, se presentan en la figura 4.9 los usuarios a quienes se les asignaron los recursos. Con el fin de poder distinguir gráficamente los dispositivos móviles elegidos, se realizaron algunas ampliaciones en los distintos puntos y lo cual se ilustran en la figura 4.10.

como último punto para este calendarizador se presenta la evaluación de un tercer caso en el cual se tienen $N=100$ usuarios y $k=5$ recursos.



En este último caso debido a que el número de usuarios es considerable y dado que el número de recursos por cada punto es solo de 5, en total solo se pudieron asignar 50 usuarios distintos. En el primer punto se asignaron a los usuarios 12, 38, 57, 97, y 8, estos usuarios ya no serán tomados en cuenta para ser servidos hasta que los dispositivos móviles restantes sean considerados. Ante lo anterior los 50 usuarios faltantes se asignan en los siguientes tiempos, aplicando el mismo algoritmo, cuando finalmente todos han sido servidos el sistema toma en cuenta a todos los $N=100$ usuarios que se tenían en un principio para ser servidos nuevamente.

Al comparar entre ambos esquemas de calendarización el justo proporcional supone una mejor gestión de recursos que el de máxima SIR ya que utiliza de manera más eficiente el ancho de banda disponible, proporcionando el servicio a todos los usuarios ordenándolos de acuerdo a su SIR.

4.5 Asignación de modulación y codificación adaptiva para LTE

En la figura 4.12 se presenta la gráfica de la tasa de transmisión tomando en cuenta los efectos de los desvanecimientos rápidos ocasionados por las múltiples trayectorias, adicionalmente toma en cuenta la ecuación modificada para la tasa de transferencia que como se puede visualizar esta no supera los 15.2 Mbps, lo cual es debido a los factores de ajuste que se incluyeron para poder representar de manera más real la evaluación del sistema. Finalmente para asignar la modulación y codificación a los usuarios de acuerdo a su SIR, se tomaron los intervalos que se especifican en la tabla 3.2 que se localiza en el capítulo 3.

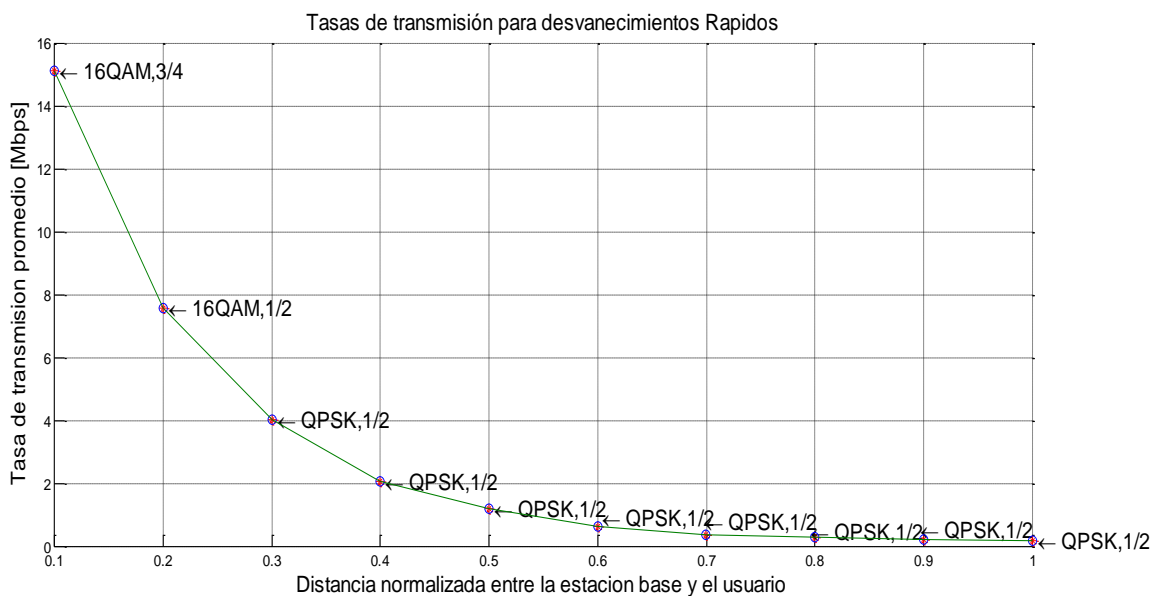


Figura 4.12 Asignación de la modulación y codificación de acuerdo a la SIR

En esta gráfica se resalta que aquellos usuarios que se encuentren más allá del punto 0.3 no obtendrán una tasa de transferencia alta, puesto que se les transmitirá con una modulación QPSK lo cual supone una cantidad menor de bits por segundo a comparación de si se utiliza una 8-PSK o una 16QAM, sin embargo hay menos probabilidad a que la detección de los símbolos sea errónea ya que las fronteras de decisión tienen un rango más amplio. Una vez que a los usuarios se les ha otorgado un recurso, en base a su SIR se determinará el tipo de modulación y codificación adaptiva con el que se les brindará el servicio, para ilustrar esto, en base a la figura 4.11 a los usuarios que se encuentran en 0.1 (usuarios 12, 38, 57, 97, y 8) debido a que disponen de un enlace con buenas condiciones, se les otorgara una modulación 16QAM con una tasa de codificación de 3/4, logrando una tasa promedio aproximada de 15.2 Mbps, en contraste los usuarios del borde de la celda no conseguirán una tasa de transferencia muy alta, además de que se les asigna una modulación QPSK razón de codificación de $\frac{1}{2}$ de acuerdo a la tabla 3.2 del capítulo 3.

Referencias

- [1] Aníbal R. "Una panorámica de las telecomunicaciones", Pearson Educación, 2002, pp. 358-359.
- [2] Yang C. "OFDMA System Analysis and Design", Artech House, 2010, pp. 10-12.
- [3] Roig y Saillent O. "Fundamentos de diseño y gestión de sistemas de comunicaciones móviles celulares", Universitat Politècnica de Catalunya, Iniciativa Digital Politècnica, 2012, pp. 230-231.
- [4] Tao J., Lingyang S. y Yan Z. "Orthogonal Frequency Division Multiple Access Fundamentals and Applications", CRC Press, 2010, pp. 317-318.
- [5] Klempous R. y Aguayo M. "4G Wireless Communication Networks: Design Planning and Applications", River Publishers, 2013, pág. 311.
- [6] Kuo P., Huang J. y Jen W. "Cooperative: Communications and Networking: Technologies and System Design", Springer Science & Business Media, 2010, pp. 229-230.
- [7] Dahlman E. y Parkvall S. "4G: LTE/LTE-Advanced for mobile Broadband", Academic Press, 2013, pp. 106-107.
- [8] Koucheryavy Y. y Giambene G. "Traffic and QoS Management in Wireless Multimedia Networks: COST 290 Final Report", Springer Science & Business Media, 2009, Pág. 17.
- [9] Lingyang S. y Jia S. "Evolved Cellular Network Planning and Optimization for UMTS and LTE", CRC Press, 2012, pp. 440-443.

Conclusiones

Como se pudo notar con el uso del algoritmo de calendarización para el sistema LTE aquí analizado, la asignación de bloques de recursos se lleva a cabo con una mayor eficiencia, permitiendo que la mayor cantidad de usuarios sean atendidos de manera justa y ordenada, además maximizando el rendimiento completo del sistema, tomando las decisiones en base a determinados parámetros como lo fue en este caso la SIR.

Los análisis de ecuaciones ejecutados en este trabajo fueron hechos en base a la información obtenida, por lo cual se optó por situar el análisis en un entorno urbano en el cual existen diversas fuentes de interferencia las cuales provocan que las señales experimenten desvanecimientos.

Ante esto para caracterizar el canal se recurrió a un determinado modelo matemático describiendo dichos desvanecimientos mediante una variable aleatoria Suzuki, este modelo permite simular la movilidad de los usuarios, puesto que en la vida real estos generalmente no permanecen en un solo sitio mucho tiempo, por lo que en muchas ocasiones el enlace carece de línea vista directa, lo cual nos permite intuir que la señal llega por múltiples trayectorias.

Adicionalmente con la variable aleatoria Suzuki se generaliza en cierto grado el análisis ya que se incluyen los desvanecimientos lentos y rápidos, los cuales son causados por grandes obstáculos como edificios o pequeñas montañas y por algunos otros de menor tamaño como los autos.

Estos desvanecimientos afectan a la señal recibida en el equipo móvil, provocando que la SIR no sea uniforme en distintos puntos de una celda, lo cual impide en ocasiones que los usuarios puedan ser servidos si su SIR se encuentra por debajo de ciertos valores, y en otras ocasiones algunos usuarios pueden ser servidos pero con una tasa de transferencia bastante baja, lo cual repercute en el rendimiento del sistema.

Para esto es que surgen los calendarizadores, que como se comprobó de entre una variedad de calendarizadores el justo proporcional es el que permitió lograr un buen balance entre un desempeño del sistema aceptable y una repartición justa de los bloques de recursos necesarios para el intercambio de información por parte de la estación base hacia los usuarios.

En la actualidad la gestión de recursos, es uno de los aspectos más importantes en las redes LTE puesto que al no disponer de un canal inalámbrico con un ancho de banda considerable, los recursos tanto en frecuencia como en tiempo deben ser aprovechados al máximo, para así como ofrecer al usuario de un buen servicio, permitiendo por otro lado a las empresas atraer más clientes al ofrecer servicios.

Este trabajo fue un punto inicial en el que nos gustaría indagar más en lo posterior ya que el calendarizador justo proporcional mejora el aspecto de la gestión de recursos, por otra parte se logró el objetivo principal el cual era representar la forma de operar de este calendarizador a partir de un parámetro como la SIR, sin embargo se planea a futuro extender el análisis tomando en cuenta muchos más aspectos que permitan acercar este análisis a algo real, además de incluir un análisis para el enlace ascendente, así como la introducción de factores como el ruido para realizar las evaluaciones por medio de la SINR (por sus siglas en inglés Signal to Interference Ratio Plus Noise), el cual se despreció para facilitar la evaluación, entre algunos otros.