



## ANÁLISIS DE LOS SISTEMAS DE CONTROL DE POTENCIA EN REDES LTE

*Eduardo Martínez de Rioja y del Nido (\*)*

*José Javier Martínez Vázquez (\*\*)*

(\*) Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. ETSIT - UPM.

(\*\*) Comité de Ingeniería y Desarrollo Sostenible. Instituto de la Ingeniería de España.

**Resumen** – Este trabajo analiza el funcionamiento de los sistemas de control de potencia desarrollados para su implantación en redes móviles celulares. Desde el punto de vista medioambiental, estos sistemas pueden tener un impacto clave en temas como el ahorro en el consumo energético, el control de las potencias máximas de emisión, etc. El análisis se centrará en la tecnología LTE (Long Term Evolution), máximo exponente de la denominada cuarta generación de las comunicaciones móviles o 4G, por lo que previamente se realizará una breve descripción de sus principales características.

### 1. Aspectos medioambientales del control de potencia

La implantación de mecanismos de control de potencia dentro de las redes móviles celulares permite reducir la potencia máxima de emisión de los terminales, adaptándola en cada momento a las condiciones del canal y a las necesidades de los usuarios. De esta forma, se logra reducir las interferencias en la interfaz radio entre los propios terminales de la red, así como con otros sistemas de comunicación, proporcionando un nivel aceptable de calidad de servicio a los usuarios.

El control de potencia es, por tanto, parte fundamental de los denominados mecanismos de gestión de recursos radio, o *Radio Resource Management* (RRM), como se conoce dentro de los sistemas LTE. Su impacto medioambiental más directo es el efecto que ejercen sobre la potencia media de emisión de las instalaciones radioeléctricas y dispositivos móviles, que desde el año 2001 se encuentra regulada por ley para asegurar que no se superen unos valores máximos permitidos.

La información al respecto se puede encontrar en el Real Decreto 1066/2001 del Ministerio de la Presidencia, de 28 de Septiembre, por el que se aprueba el Reglamento que establece las condiciones de protección del dominio radioeléctrico público, restricciones a las emisiones radioeléctricas y medidas de protección sanitarias frente a emisiones radioeléctricas. En él se fijan los niveles de referencia que marcan los límites de exposición del público en general a los campos electromagnéticos, de acuerdo con las recomendaciones europeas [1].

Los operadores que establezcan redes de soporte para servicios de radiodifusión sonora y de televisión, presentarán un estudio detallado que indique los niveles de exposición radioeléctrica en las áreas próximas a sus instalaciones en las que puedan permanecer habitualmente personas. Dichos niveles deberán cumplir los límites establecidos en el Reglamento anterior. Una consecuencia de esta normativa es que los emplazamientos compartidos por los operadores (*site sharing*) podrían verse afectados por la consiguiente concentración de emisiones radioeléctricas.

El principal parámetro que se emplea para marcar los niveles máximos de exposición a las emisiones radioeléctricas es la Tasa Específica de Absorción (TAE, o SAR por sus siglas en inglés), que se relaciona con la energía absorbida por el cuerpo humano [2]. La normativa establece una relación entre la TAE y el nivel de densidad de potencia del campo electromagnético, fijando unos límites máximos para los valores de TAE unas 50 veces inferiores a los considerados inocuos.

Gama de frecuencia	Inducción magnética (mT)	Densidad de corriente (mA/m <sup>2</sup> ) rms	SAR medio de cuerpo entero (W/kg)	SAR Localizado (cabeza y tronco) (W/kg)	SAR Localizado (miembros) (W/kg)	Densidad de potencia S (W/m <sup>2</sup> )
0 Hz	40	—	—	—	—	—
>0-1 Hz	—	8	—	—	—	—
1-4 Hz-	—	8/f	—	—	—	—
4-1.000Hz	—	2	—	—	—	—
1.000 Hz-100 kHz	—	f/500	—	—	—	—
100 kHz-10 MHz	—	f/500	0,08	2	4	—
10 MHz-10 GHz	—	—	0,08	2	4	—
10-300 GHz	—	—	—	—	—	10

**Tabla 1.** Restricciones básicas para campos electromagnéticos [1].

Gama de frecuencia	Intensidad de campo E (V/m)	Intensidad de campo H (A/m)	Campo B ( $\mu$ T)	Densidad de potencia equivalente de onda plana (W/m <sup>2</sup> )
0-1 Hz	—	$3,2 \times 10^4$	$4 \times 10^4$	
1-8 Hz	10.000	$3,2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^4/f^2$	
8-25 Hz	10.000	$4.000/f$	$5.000/f$	
0,025-0,8 kHz	$250/f$	$4/f$	$5/f$	—
0,8-3 kHz	$250/f$	5	6,25	—
3-150 kHz	87	5	6,25	—
0,15-1 MHz	87	$0,73/f$	$0,92/f$	—
1-10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0,73/f$	$0,92/f$	—
10-400 MHz	28	$0,73/f$	0,092	2
400-2.000 MHz	$1,375 f^{1/2}$	$0,0037 f^{1/2}$	$0,0046 f^{1/2}$	$f/200$
2-300 GHz	61	0,16	0,20	10

**Tabla 2.** Niveles de referencia para campos electromagnéticos [1].

Otro impacto medioambiental del control de potencia es que puede conseguir un ahorro importante en el consumo medio de energía de los equipos, tanto en el caso de los dispositivos móviles como en el de las estaciones base. No hay que olvidar que la energía eléctrica, aunque pueda considerarse como limpia, conlleva un impacto en el entorno medioambiental relacionado con los procesos de producción, transporte y distribución de la misma. Este ahorro energético se traduce en un aumento en la duración de la batería de los terminales.

En la actualidad, el uso cada vez más extendido de dispositivos como los *smartphones*, las *tablets* y los ordenadores portátiles, que soportan servicios de conectividad a Internet en banda ancha, ha dado lugar a unas expectativas cada vez mayores por parte de los consumidores. Las altas velocidades a las que se produce la transmisión o recepción de datos mediante un dispositivo móvil, requieren de un consumo de potencia que va a ser también mayor. Esto se traduce lógicamente en un agotamiento rápido de la batería.

Para contrarrestar este inconveniente, las tecnologías 4G desarrollan mecanismos de ahorro de energía que permiten operar a los terminales durante largos periodos de tiempo, sin tener que recargar. Entre ellos podemos encontrar el modo de Reposo o *Idle*, el modo de Recepción Discontinua (DRX) y, como hemos

mencionado previamente, el control de la potencia transmitida por el terminal, principal objetivo de nuestro análisis.

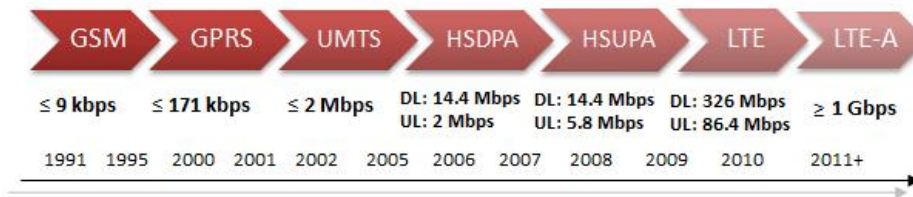
## 2. Fundamentos de la tecnología LTE

Antes de pasar a describir los aspectos técnicos del control de potencia, presentamos brevemente la tecnología LTE, cuyas siglas hacen referencia a *Long Term Evolution*, la evolución a largo plazo de los sistemas móviles de tercera generación. Empezaremos describiendo cómo fue el proceso que llevó a la elaboración del estándar por el 3GPP, cuáles son las principales características de la capa física (las modulaciones utilizadas en la interfaz radio: OFDMA, SC-FDMA), y a qué se hace referencia con el término bloque de recursos, que constituye la unidad mínima de recursos asignable a un usuario.

### 2.1 La evolución hacia LTE

A lo largo de los últimos veinte años, las redes de telefonía móvil han evolucionado hasta llegar a lo que hoy en día se conoce como la cuarta generación o 4G, de la que los sistemas LTE y su evolución *LTE-Advanced* son dos de los principales exponentes. Para ello han tenido que atravesar por diferentes etapas: empezando por una primera generación analógica orientada únicamente a los servicios de voz, siguiendo con la introducción de los sistemas digitales, la conmutación de paquetes y los servicios de datos, y terminando con una serie de técnicas que han permitido incrementar las tasas de datos soportadas por la red a través de lograr una mayor eficiencia espectral y de operación de los equipos.

El estándar LTE fue definido en el año 2009 por el organismo 3GPP (*3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project*) como continuación natural a los sistemas móviles de tercera generación basados en UMTS (*Universal Mobile Telecommunications Systems*). En el caso de España, el despliegue de redes LTE se ha producido de forma más lenta que en otros países, entre otras razones debido a los problemas relacionados con la liberación de la banda de frecuencias de 800 MHz, destinada a alojar dichos sistemas. A pesar de todo, hoy en día es cada vez mayor el número de operadores de telefonía móvil que comienzan a ofrecer servicios de conectividad 4G sustentados en LTE.



**Figura 1.** Evolución de los sistemas de telefonía móvil hacia la 4G.

El proceso que acabaría llevando a la definición de la tecnología LTE comenzó en el año 2004, cuando se empezó a estudiar la creación de una nueva red de acceso a partir de UTRAN (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*). El objetivo era lograr su optimización para la transmisión de paquetes, aumentando la velocidad de transmisión (hasta 100 Mbps en el enlace descendente y 50 Mbps en el ascendente), reduciendo la latencia (menor de 10 ms), mejorando la eficiencia espectral hasta en un factor 4 con respecto a la *Release 6*, utilizando anchos de banda escalables y asegurando la interoperabilidad con otros sistemas [3].

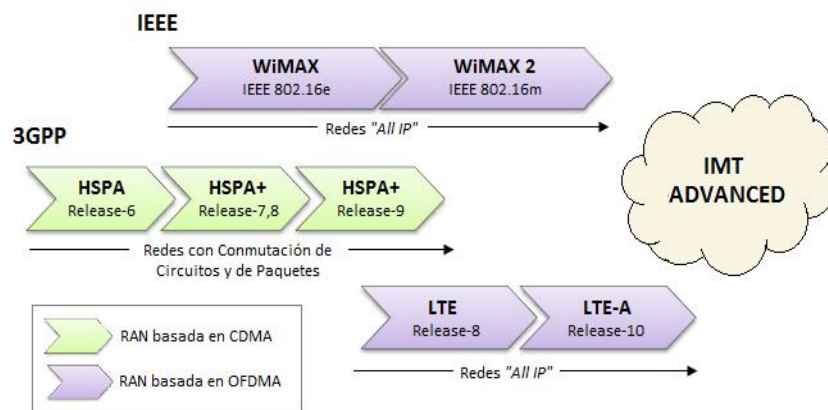
Para el año 2006 ya se habían añadido otras características, como el acceso radio mediante OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) en el enlace descendente y SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) en el enlace ascendente, el soporte de la planificación de paquetes en el dominio temporal y frecuencial, los mecanismos de retransmisión HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*), la descentralización de la red, etc. El resultado de todo este trabajo fue bautizado como *Evolved-UTRAN* o E-UTRAN.

La primera versión completa de las especificaciones de LTE llegó en la *Release 8*, aprobada por el 3GPP en el año 2007. Estaba basada en la implementación de la red de acceso E-UTRAN, junto con un núcleo o red troncal que recibe el nombre de EPC (*Evolved Packet Core*), cuyos elementos presentan una arquitectura completamente IP. Después llegarían las *Releases 9* y *10*, que añadirían nuevas funcionalidades: el empleo de MIMO, los sistemas *Dual Carrier*, las femtoceldas, el uso de *relays*, etc. Por ejemplo, la tasa máxima que se podría alcanzar en el enlace descendente, para una configuración MIMO 4x4 con una modulación 64-QAM y 20 MHz de ancho de banda, ascendería a los 326 Mbps.

El contrapunto a LTE en el marco del organismo IEEE es el sistema WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), conocido también por el estándar IEEE 802.16e y su última versión, el IEEE 802.16m. Las prestaciones de ambas tecnologías, LTE y WiMAX, son bastante similares, siendo aceptadas por la Unión

Internacional de Telecomunicaciones como tecnologías viables para la cuarta generación de redes móviles.

Las redes UTRAN y E-UTRAN pertenecen a la familia de tecnologías IMT-2000, definida por la ITU, en la que también se encuentran WiMAX, CDMA-2000 y UMB (*Ultra Mobile Broadband*). Los dos últimos constituyen el equivalente a UMTS y LTE en el marco del grupo 3GPP2, pero su desarrollo ha ido dejándose de lado en favor del de los sistemas LTE. Mientras se completaban las especificaciones de UMTS en la *Release 99*, la ITU comenzó a considerar la concepción de soluciones más allá del IMT-2000, lo que sería conocido como *IMT-Advanced*, o más comúnmente, 4G.



**Figura 2.** Progresión de las tecnologías móviles hacia *IMT-Advanced*.

Durante el año 2009, el 3GPP elaboró un estudio en el que se concretaron una serie de mejoras para LTE que le permitieran cumplir con los requisitos impuestos por el *IMT-Advanced*. A consecuencia de ello, en Septiembre se presentó la propuesta "*LTE Release 10 & beyond (LTE-Advanced)*", en la que se planteó que a partir de la *Release 10*, todas las *Releases* deberían ser evaluadas como candidatas para *IMT-Advanced*. En Octubre de 2010, la ITU aceptó la propuesta y admitió a la tecnología *LTE-Advanced* dentro de la familia *IMT-Advanced*.

Ambos sistemas han de ser compatibles espectralmente, es decir, que *LTE-Advanced* debe poder ser desplegado en las mismas bandas ocupadas por LTE, y los equipos de LTE deben poder incorporar las funcionalidades propias de *LTE-Advanced* con unos costes y complejidad razonables. La descripción del sistema *LTE-Advanced* se incluyó por primera vez en la *Release 10*, que vio la luz en el año 2011. Dentro de sus propuestas, se encuentran la utilización de anchos de banda de

hasta 100 MHz y de soluciones MIMO de hasta 8 niveles en el enlace descendente y 4 en el ascendente. Esto ayudaría a conseguir velocidades de transmisión de hasta 1 Gbps en el enlace descendente.

## 2.2 Las modulaciones OFDMA y SC-FDMA

La interfaz radio de E-UTRAN está basada en la utilización de las modulaciones OFDMA en el enlace descendente y SC-FDMA en el ascendente. Las técnicas OFDMA se basan en el empleo de mecanismos de transmisión multiportadora que, gracias a las propiedades de ortogonalidad que presentan todas las subportadoras, permiten transmitir un conjunto de símbolos multiplexados sobre las mismas, así como facilitan su posterior recuperación en el receptor.

En el dominio de la frecuencia, el espectro de cada subportadora es una función *sinc* con el máximo situado en la frecuencia central de transmisión de dicha subportadora y ceros cada  $1/T_S$  Hz, (siendo  $T_S$  el periodo de símbolo). La separación  $f$  entre cada pareja de subportadoras es igual al inverso de  $T_S$ . De esta forma, para cada una de las frecuencias centrales únicamente existe contribución espectral debida a una de las subportadoras. En el dominio temporal, cada subportadora podría formularse, en banda base, mediante la expresión:

$$x(t) = e^{j \cdot 2\pi \cdot k\Delta f \cdot t} \cdot \Pi_{T_S}(t) \quad (1)$$

Donde el producto  $k \cdot f$  es la frecuencia central de transmisión de la subportadora  $k$ -ésima y  $\Pi_{T_S}(t)$  representa un pulso rectangular con duración entre 0 y  $T_S$  segundos. En la Figura 3 se muestra una representación esquemática de la transmisión empleando OFDMA, indicando sus principales elementos.

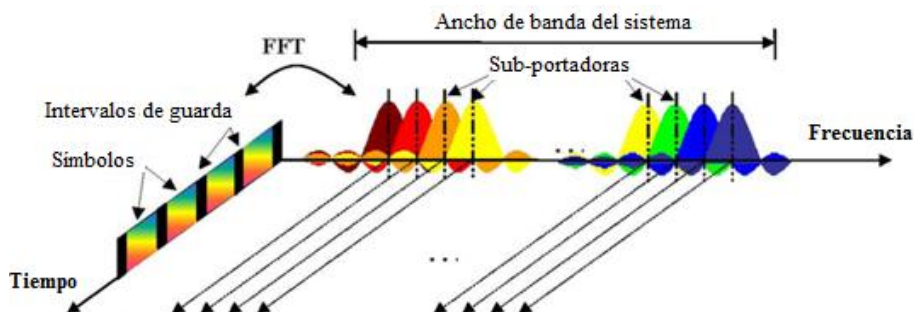


Figura 3. Esquema de transmisión de la modulación OFDMA.

Un fenómeno muy frecuente en los sistemas de comunicaciones móviles es la propagación multitrayecto, que conduce a la recepción de distintas réplicas de la señal transmitida originalmente, cada una de ellas con un retardo y unos valores de amplitud y fase diferentes. Los efectos de la propagación multitrayecto sobre los sistemas OFDMA son principalmente dos: pérdida de ortogonalidad entre subportadoras e interferencia entre símbolos (*Inter Symbol Interference*, ISI). Para combatirlos, se emplea la transmisión del denominado prefijo cíclico, que consiste en alargar el periodo de símbolo introduciendo al principio una réplica de la señal que se envía durante los últimos  $T_P$  segundos del mismo.

La duración total del símbolo será ahora de  $T_S + T_P$ , pero en recepción sólo se integrará la señal recibida en un intervalo de anchura  $T_S$ , sin considerar el prefijo cíclico. LTE ofrece la posibilidad de usar dos tipos de prefijo cíclico: el normal y el extendido. Si bien se consigue reducir en gran medida el efecto negativo de la propagación multitrayecto, la transmisión del prefijo cíclico supone una menor eficiencia en términos de potencia transmitida y de velocidad de transmisión, ya que no toda la señal enviada se convertiría en información útil.

Por otra parte, OFDMA no impone ninguna condición sobre los símbolos que se modulan sobre las diferentes subportadoras, por lo que el número de bits por símbolo puede ser variable. Si se quiere incrementar la velocidad de transmisión, resultará conveniente utilizar modulaciones con alta eficiencia espectral, como la 16-QAM o la 64-QAM. El problema para que esto pueda llevarse a cabo es que la relación señal a ruido (*Signal to Noise Ratio*, SNR) del canal radio debe ser suficientemente alta como para no provocar un aumento de la probabilidad de error de bit (*Bit Error Rate*, BER) o de bloque (*Block Error Rate*, BLER). Si éste no es el caso, lo recomendable es transmitir con una modulación más robusta, como la QPSK. Las denominadas estrategias de Adaptación del Enlace se encargan de extraer el máximo rendimiento del canal en términos de velocidad binaria mediante la elección de la modulación que permita enviar el mayor número de bits/símbolo para unas condiciones de SNR dadas.

En resumen, las ventajas que ofrece la utilización de OFDMA en este tipo de redes móviles son muy numerosas, siendo las más importantes:

- Diversidad multiusuario y multifrecuencia a la hora de asignar recursos físicos a los usuarios: permite realizar *scheduling* dinámico para conseguir una mayor eficiencia espectral, distribuyendo a los usuarios sobre las subportadoras en las que presenten unas mejores condiciones de propagación del canal.



- Flexibilidad en la banda asignada a cada usuario: permite conceder distintos anchos de banda a cada usuario, para poder suministrarles diferentes tasas de datos. También es posible asignar a un mismo usuario varios conjuntos de subportadoras no contiguas.
- Robustez frente a la propagación multitrayecto, que como hemos visto se logra gracias a la utilización del prefijo cíclico.
- Posibilidad de trabajar con un factor de reutilización de frecuencias igual a la unidad, mediante las propiedades de ortogonalidad y un *scheduling* apropiado de los usuarios en los bordes de las celdas.
- Sencillez de implementación en el dominio digital, mediante dispositivos electrónicos y chips que permiten efectuar rápidamente una IFFT en el módulo transmisor y una FFT en el receptor.

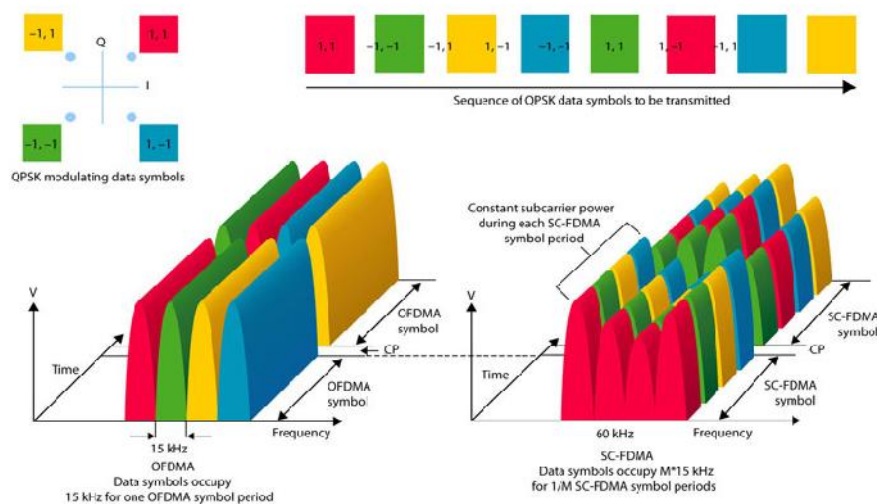
Pese a todo, también existen algunos inconvenientes, como son la elevada relación entre la potencia de pico y la potencia media (*Peak to Average Power Ratio*, PAPR), y la susceptibilidad frente a errores en frecuencia, como los provocados por el efecto Doppler (asociado al movimiento de los terminales), que requieren del diseño de mecanismos de sincronización específicos.

Las señales con un alto valor de PAPR requieren amplificadores de potencia muy lineales, para evitar la distorsión asociada a la intermodulación. Esto se traduce en que la eficiencia de los amplificadores, entendida como el cociente entre potencia transmitida y potencia consumida, se reduce.

Como el consumo de potencia y el coste de los equipos no son factores críticos de un eNodo-B, se decidió emplear la modulación OFDMA en el enlace descendente de la interfaz radio de LTE. A esto hay que añadir que el receptor OFDMA sólo requiere de una transformada FFT que no presenta gran complejidad para implementarse en el terminal móvil. Sin embargo, en el caso del enlace ascendente, nos vemos obligados a buscar otra alternativa que se adapte mejor a las características de los equipos de usuario.

En el enlace ascendente se necesita un procedimiento de acceso múltiple que permita simplificar al máximo el módulo transmisor, manteniendo la ortogonalidad entre los recursos asignados a los diferentes usuarios. La modulación finalmente escogida, SC-FDMA, cumple con estos requisitos y además posibilita la utilización de bloques de procesamiento comunes con el enlace descendente. Otra ventaja es que comparte la misma estructura de subdivisión de recursos en tiempo y frecuencia que la utilizada en el enlace descendente.

En definitiva, las características de SC-FDMA son muy similares a las de OFDMA, pero cuenta con una serie de propiedades que hicieron que fuera finalmente la modulación escogida para transmitir en el enlace ascendente: valor reducido de PAPR, ecualización sencilla en el dominio de la frecuencia y capacidad para proporcionar una asignación de banda flexible a los usuarios. La principal restricción que impone SC-FDMA, inexistente en OFDMA, es que las subportadoras asignadas a los usuarios deben ser contiguas en frecuencia.



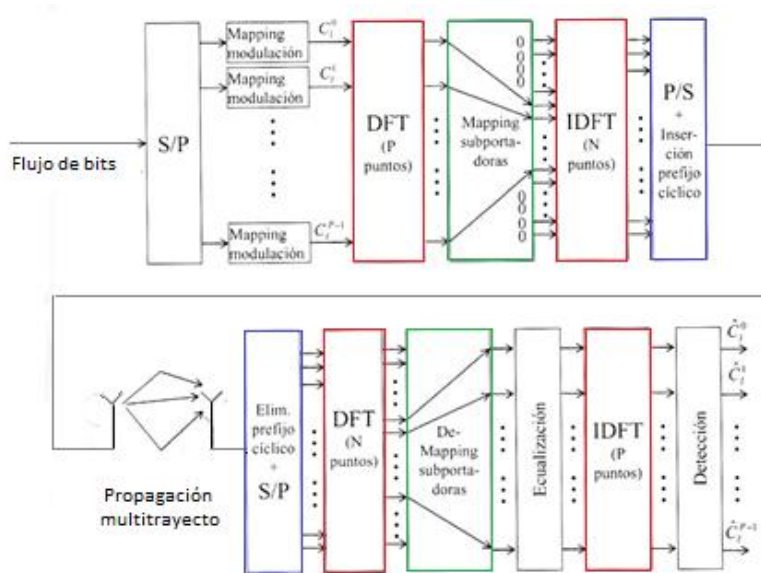
**Figura 4.** Diferencias de la transmisión mediante OFDMA y SC-FDMA.

En la Figura 5 se representa el diagrama de bloques de un sistema SC-FDMA para un canal SISO. Los símbolos de la modulación se generan de forma muy similar a los de un sistema OFDM. En principio, la modulación QPSK es la que presenta una mejor relación PAPR. Las modulaciones QAM de mayor nivel presentan un mayor rendimiento espectral, pero requieren un transmisor más lineal que es menos eficiente desde el punto de vista energético. A partir de los símbolos obtenidos, se realiza una DFT seguida de una IDFT. Puede parecer que estos dos procesos se anulan entre sí, pero en realidad cumplen con los siguientes objetivos:

- Conseguir un bloque de señal circular adecuado para ser extendido mediante la inserción del prefijo cíclico.
- Asociar la señal a las subportadoras asignadas al usuario para la siguiente transmisión.

- Obtener un sobre-muestreo de la señal en el dominio tiempo: La primera DFT es de P puntos y la IDFT siguiente es de  $N > P$  puntos.
- Conformar el espectro para no interferir en las subportadoras vecinas asignadas a otros usuarios.

El número P de muestras de la primera DFT es igual al número de subportadoras asignadas al usuario para la siguiente transmisión. Para facilitar la implementación de forma eficiente, P sólo contiene los enteros 2, 3 y 5 como factores primos. Tras la DFT, las muestras obtenidas se ubican en las frecuencias subportadoras concretas asignadas al usuario.



**Figura 5.** Diagrama de bloques de un transmisor SC-FDMA [4].

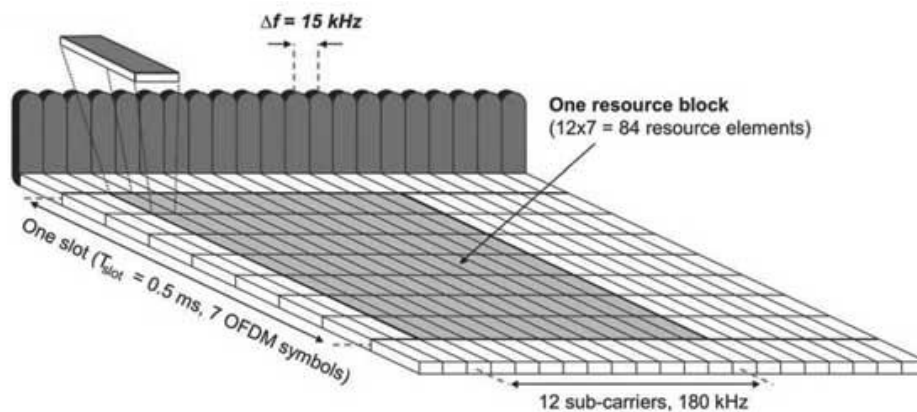
Por último, se hace una IDFT de tamaño N muestras, siendo N el número total de subportadoras, que dependerá del ancho de banda total del sistema y de la separación entre las citadas subportadoras. Las subportadoras no utilizadas se rellenan con ceros, para no emitir fuera de banda. Normalmente N suele escogerse potencia de 2, para simplificar la aplicación del algoritmo IFFT.

Por su parte, el receptor de SC-FDMA es más complejo que el de OFDMA, ya que requiere una DFT de N puntos previa a la ecualización, y una IDFT de P puntos para volver a pasar al dominio tiempo y detectar los símbolos enviados. En el caso del eNodo-B, la ecualización y posterior IDFT son específicas para cada usuario, ya que cada uno tiene un canal diferente.

La diferencia fundamental con OFDMA es que las componentes de frecuencia se encuentran ahora correladas (en OFDMA las componentes espectrales son incorreladas, pues se modulan de forma independiente). Por este motivo, las portadoras piloto para la estimación del canal en el receptor no pueden ser portadoras discretas colocadas de forma dispersa sino que deben utilizarse bloques enteros de SC-FDMA como señales piloto. Esta es la causa de que no sea posible la ecualización independiente de las subportadoras, sino que esta operación debe hacerse de forma conjunta para todo el bloque correspondiente a un usuario.

### 2.3 El bloque físico de recursos

El ancho de banda total de un sistema LTE varía en función de las características o limitaciones impuestas por el despliegue a realizar, pudiendo tomar los valores de {1.4, 3, 5, 10, 15, 20} MHz. Como ya se ha comentado, la separación existente entre las subportadoras es de 15 kHz, por lo que el número de subportadoras disponibles variará en función del tamaño de la banda de frecuencias empleada. Sin embargo, no todo el ancho de banda se utiliza para la transmisión de subportadoras, ya que en los bordes del espectro se sitúan unos espacios de guarda en los cuales no se envía ninguna información.



**Figura 6.** Ilustración del concepto de PRB [5].

Se denomina bloque de recursos físicos (PRB), a la unidad mínima de recursos en el dominio tiempo-frecuencia que puede ser asignada por el eNodo-B a un terminal móvil. Un PRB ocupa una banda de 180 KHz, equivalente a 12 subportadoras equiespaciadas 15 kHz entre sí, y en él se transmiten 6 o 7 símbolos OFDMA,

dependiendo de la longitud del prefijo cíclico utilizada (normal o extendida). La duración temporal de un PRB es igual a 0.5 ms, que se corresponde con la de un *slot* o ranura temporal.

El número de subportadoras útiles (*subcarriers*, SCs) y de PRBs disponibles en función del ancho de banda del sistema, así como el tamaño de la FFT que es necesario realizar para llevar a cabo la modulación, puede observarse en la Tabla 3.

Ancho de banda	1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Nº de SCs útiles	73	181	301	601	901	1201
Nº de PRBs	6	15	25	50	75	100
Tamaño FFT	128	256	512	1024	1536	2048

**Tabla 3.** Parámetros básicos en función del ancho de banda.

Si consideramos que en un PRB podemos mandar 7 símbolos en cada una de las 12 subportadoras, podemos ver que en total habría 84 recursos disponibles para ubicar los símbolos, ya sean QPSK, 16-QAM o 64-QAM (las tres modulaciones empleadas en LTE). Suponiendo que utilizamos la modulación 64-QAM, que presenta la mayor eficiencia espectral de todas (transmite 6 bits/símbolo), tendríamos que en un PRB se podrían mandar hasta 504 bits cada 0.5 ms, lo que proporcionaría una velocidad de transmisión de aproximadamente 1 Mbps.

Por lo tanto, tomando en consideración el número de PRBs indicados en la Tabla 3, podemos calcular las velocidades de pico globales en la interfaz radio para los distintos anchos de banda existentes. Estas velocidades no estarían referidas únicamente al tráfico de datos de usuario, sino que incluirían también la señalización e información de control intercambiada entre los equipos. Si estimamos que los recursos destinados a estas funciones oscilan aproximadamente alrededor de un 15% del total disponible, podemos entonces fijar una cota a las velocidades de pico brutas, o a nivel de capa física, por usuario del sistema.

Estas velocidades se corresponden a un sistema que no emplea técnicas de multiplexado espacial (*Multiple Input Multiple Output*, MIMO). En el caso de considerar una estructura MIMO 2x2 se pueden alcanzar los 150Mbps en el enlace descendente y 75 Mbps en el ascendente, si dispone de un ancho de banda de 20 MHz. Por otro lado, las velocidades de pico reales alcanzadas por un usuario dependen de muchos factores, como pueden ser: la calidad del canal radio, el

número de usuarios simultáneos en la celda, el tipo de despliegue realizado por el operador, el tipo de servicio considerado y su calidad asociada, la capacidad del terminal móvil, etc.

Ancho de banda	1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Velocidad de pico total (Mbps)	6	15	25	50	75	100
Velocidad de pico bruta (Mbps)	5.1	12.8	21	42.5	63.7	85

**Tabla 4.** Velocidades de pico estimadas, en función del ancho de banda.

### 3. El Control de Potencia en redes LTE

En los sistemas basados en OFDMA, donde la ortogonalidad entre subportadoras elimina la interferencia interna que pueda producirse en las celdas (*Intra-Cell Interference*), la función de control de potencia permite fijar la potencia de transmisión de los canales físicos para cada terminal conectado a la red, con el fin de asegurar que la información se reciba con un cierto nivel de SINR (*Signal to Interference plus Noise Ratio*) y de mitigar, en la medida de lo posible, las interferencias con otras celdas vecinas (*Inter-Cell Interference*).

Concretamente, el control de potencia se encuentra relacionado con los procesos de sondeo del canal, reparto de recursos y adaptación del enlace. El primero de ellos tiene como objetivo llevar a cabo una estimación de la calidad del canal (en términos de SINR) que experimenta un usuario, tanto en el sentido ascendente como descendente. Para ello se emplean una serie de señales de referencia o pilotos intercambiadas entre el terminal y la estación base. Esa información es utilizada posteriormente durante el proceso de planificación de paquetes y reparto de recursos a los usuarios (*Scheduling*), a los que se asignará un cierto número de bloques de recursos para transmitir sus datos en cada subtrama de 1 ms. El formato en que se envía la información (tipo de modulación, tasa de codificación, etc.) depende de los procesos de adaptación del enlace, que también se encargan de controlar que se fije una potencia de transmisión adecuada en el terminal móvil.

La estimación de las pérdidas de propagación que realiza el terminal móvil a partir de los pilotos enviados por la estación base, constituye la base para el control de potencia en lazo abierto. Mediante este mecanismo, el propio terminal es capaz de obtener una referencia según la cual ajustar su potencia de transmisión. Este proceso tiene la ventaja de ser bastante rápido, al no esperar ningún tipo de realimentación por parte de la estación base. Sin embargo, aunque los valores de las pérdidas de propagación y el desvanecimiento lento pueden considerarse prácticamente iguales para los enlaces ascendente y descendente, no se tiene en cuenta correctamente el efecto del desvanecimiento rápido.

Por otro lado, el terminal puede recibir una serie de comandos procedentes de la estación base que le permitan corregir errores en la estimación del canal y adecuar su potencia de transmisión a las condiciones del mismo. A este procedimiento se le conoce como control de potencia en lazo cerrado. El eNodo-B se encarga de determinar el valor del ajuste necesario para lograr un cierto valor de potencia recibida o SINR a la entrada del receptor, que asegurará una probabilidad de error en la decodificación de la información dentro de los límites tolerados. Este proceso cuenta con una precisión mayor que el anterior, pero obliga al terminal a esperar la llegada de los comandos desde la estación base.

Las técnicas de control de potencia en lazo abierto y lazo cerrado ya fueron definidas en otros sistemas de comunicaciones móviles anteriores a LTE, como por ejemplo UMTS. La evolución y el aumento de complejidad de los mismos, buscando siempre una mayor eficiencia en el funcionamiento de la red, han conducido a que en los sistemas LTE actuales se utilice una combinación de ambos métodos, como veremos más adelante.

### **3.1 Evolución de los sistemas de control de potencia**

El control de potencia fue introducido en los sistemas GSM como mecanismo básico para preservar en la medida de lo posible la batería del terminal y reducir el nivel de interferencia entre los usuarios. El valor de la potencia transmitida se fijaba de forma que asegurara contar con una buena relación SINR en el receptor, pero sin que llegaran a alcanzarse valores demasiado altos, que podrían aumentar la interferencia.

Se definían una serie de niveles de potencia, cada uno de ellos identificado a través de un número entero denominado *power level number*, que generalmente diferían entre sí en unos 2 dB. La estación base comunicaba a cada terminal móvil el nivel de potencia a emplear en sus transmisiones mediante el envío de los *power level*

*numbers*, y después el terminal ajustaba su potencia según esa información. De acuerdo con la banda de frecuencias que estemos utilizando para el despliegue de la red GSM, se producen variaciones entre los niveles de potencia y su indicador asociado. Podemos comprobar la correspondencia entre unos y otros en la Tabla 5.

GSM 900		GSM 1800		GSM 1900	
<i>Power Level Number</i>	<i>Power Level (dBm)</i>	<i>Power Level Number</i>	<i>Power Level (dBm)</i>	<i>Power Level Number</i>	<i>Power Level (dBm)</i>
2	39	29	36	30	33
3	37	30	34	31	32
4	35	31	32	0	30
5	33	0	30	1	28
6	31	1	28	2	26
7	29	2	26	3	24
8	27	3	24	4	22
9	25	4	22	5	20
10	23	5	20	6	18
11	21	6	18	7	16
12	19	7	16	8	14
13	17	8	14	9	12
14	15	9	12	10	10
15	13	10	10	11	8
16	11	11	8	12	6
17	9	12	6	13	4
18	7	13	4	14	2
19	5	14	2	15	0
-	-	15	0	-	-

**Tabla 5.** Niveles de potencia para cada banda de GSM.

Por otro lado, no todos los dispositivos móviles presentan la misma potencia máxima de transmisión. Resulta fundamental el que la estación base conozca esa potencia máxima, para que pueda asignar al terminal niveles de potencia acordes con su limitación. De esta manera, se definen diferentes clases de potencia o categorías, recogidas en la Tabla 6, para indicar la capacidad de transmisión de cada terminal.



<i>Power Class Number</i>	<b>GSM 900</b>	<b>GSM 1800</b>	<b>GSM 1900</b>
	Potencia Máxima	Potencia Máxima	Potencia Máxima
1	-	30 dBm	30 dBm
2	39 dBm	24 dBm	24 dBm
3	37 dBm	36 dBm	33 dBm
4	33 dBm	-	-
5	29 dBm	-	-

**Tabla 6.** Categorías de terminales GSM según su limitación en potencia.

Lo mismo que sucede con la potencia de transmisión de los terminales en el enlace ascendente, sucede con las estaciones base en el descendente. En este caso se definen 15 niveles de potencia separados entre sí por saltos 2 dB, de manera análoga a como sucede con los terminales. La propia estación base puede regular su potencia de transmisión para ajustarla a las condiciones de la comunicación. El valor máximo de potencia alcanzable por una estación base depende de su categoría, pudiendo ir desde los 320 W de la clase 1, hasta los 2 W de la clase 2. Para terminar con los sistemas GSM, cabe reseñar que el período de integración para medición y corrección de potencia es de 13 tramas (60 ms).

En los sistemas UMTS, el control de potencia se configuraba mediante los mecanismos en lazo abierto y en lazo cerrado, al estilo de lo que más adelante se explicará para LTE. La componente en lazo cerrado se basaba en la estimación de las pérdidas de propagación para el enlace descendente llevada a cabo en el terminal, conocida la potencia con que se emitían los pilotos desde el Nodo-B. A ello se sumaba el valor de la interferencia recibida en la estación base y el valor de SINR necesario, valores que eran comunicados a todos los terminales de la celda mediante los canales de difusión.

$$P_{tx}[\text{dBm}] = L_{DL} + \text{SINR} + I + \text{cte} \quad (2)$$

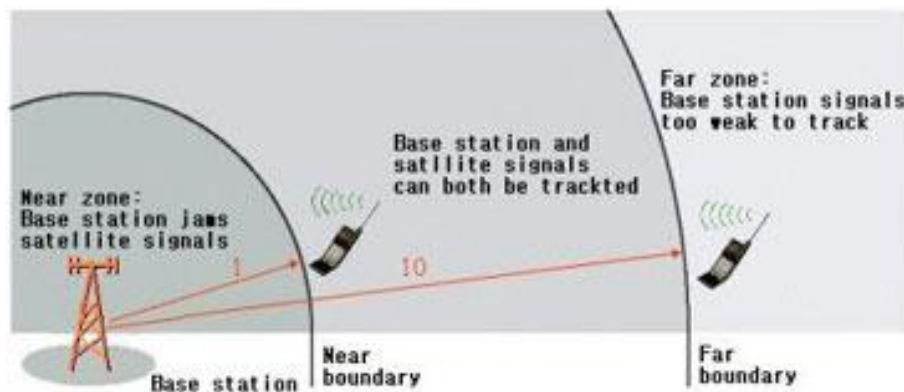
Como la separación entre las frecuencias portadoras del enlace ascendente y descendente de UMTS es relativamente grande, superior a la anchura de banda de coherencia del canal radio, es muy probable que exista desvanecimiento selectivo en frecuencia, con lo que las pérdidas variarían de un sentido a otro. Esto provocaría que la señal llegase a la estación base con un nivel de potencia exagerado (causando interferencia) o insuficiente (degradándose la calidad).

Para contrarrestar este efecto, se incorporó un control de potencia en lazo cerrado, constituido por un comando enviado desde el Nodo-B hacia cada terminal, con el que se le indicaba un ajuste a realizar sobre su potencia de transmisión,

normalmente con un paso fijo de 0.5-2 dB. El valor del ajuste se determinaba a partir de la SINR medida en el receptor de la estación base y de la SINR requerida para asegurar un cierto nivel de probabilidad de error (también denominada SINR objetivo).

En los sistemas UMTS, al proceso que determina la relación entre el objetivo de SINR y la probabilidad de error originada en el receptor al decodificar la información, se le denomina control de potencia en lazo externo. Con ello se pretende mantener un cierto nivel de calidad de servicio (QoS) en las comunicaciones de todos los usuarios, empleando la menor potencia posible. En LTE, este mecanismo forma parte de los procesos de adaptación del enlace, dentro de lo que se denomina gestión de los recursos radio.

Uno de los principales retos a los que deben hacer frente las redes UMTS es el conocido como problema “cerca-lejos” o *Near-Far Problem*, que tiene lugar cuando un receptor captura una señal muy potente que no le permite detectar otras señales más débiles. Este fenómeno es muy común en sistemas de comunicaciones inalámbricos, especialmente en los que emplean técnicas CDMA de espectro ensanchado (como es el caso de UMTS), dado que los terminales móviles de usuario pueden compartir las mismas frecuencias de transmisión y los intervalos de tiempo en que se emite. Los sistemas con FDMA o TDMA, como LTE, son menos vulnerables.



**Figura 7.** Ilustración del problema “cerca-lejos”.

Una situación muy común en la que podríamos encontrar el problema “cerca-lejos” sería aquella en la que dos terminales transmitieran simultáneamente y con la misma potencia hacia la estación base, estando uno situado cerca del Nodo-B y el otro cerca del borde de la celda. Dado que las pérdidas de propagación serían

mucho mayores en un caso que en otro, la señal transmitida por el usuario más cercano enmascararía la señal del usuario lejano, al llegar al Nodo-B con una potencia mucho mayor. Esto haría que la SINR medida para el segundo usuario tomara un valor muy por debajo del umbral de detección, de forma que no pudiera demodularse correctamente la información.

Por tanto, queda de manifiesto la importancia de desarrollar una estrategia de control dinámico de potencia que permita ajustar la potencia de transmisión de los dispositivos. De esta manera, los usuarios con peores condiciones del canal de propagación serán los que transmitan con niveles de potencia más altos, mientras que los situados en las proximidades de la estación base reducirán los suyos. El objetivo que se persigue es que todas las señales lleguen al Nodo-B con un valor parecido de SINR.

### **3.2 Control de potencia en el enlace descendente de LTE**

El control de potencia en el enlace descendente está totalmente regulado por la estación base, que conoce en todo momento la potencia disponible para la transmisión. Como el consumo de potencia no es un factor crítico del eNodo-B, suele optarse por distribuir uniformemente entre todos los RBs la potencia disponible para la transmisión, asumiendo que existe suficiente capacidad como para ocupar todo el ancho de banda.

Un aspecto que merece la pena resaltar es el relacionado con los distintos niveles de potencia con que se transmiten cada uno de los símbolos dentro de una subtrama. Las señales de referencia, dada su importancia en los procesos de estimación del canal y demodulación, son las componentes que presentan los niveles más altos de potencia. Cada celda configurará dichas señales con un valor constante para todo el ancho de banda y determinará la potencia del resto de símbolos a partir de ellas. Por ejemplo, los *slots* en que se transmiten sólo datos de usuario se aplicará una reducción de  $P_A$  dB, y si los datos de usuario coinciden con señales de referencia, su potencia se disminuirá  $P_B$  dB adicionales.

En contraposición con lo que sucede en el eNodo-B, en el enlace ascendente no es deseable que los terminales transmitan con su máxima potencia, ya que como consecuencia se produciría una rápida reducción de la duración de la batería y se incrementarían los fenómenos de interferencia inter-celular. Esto hace del control de potencia en el enlace ascendente una actividad fundamental.

Como conclusión, casi podría decirse que el control de potencia en el enlace descendente es prácticamente inexistente. Con todo, existen algunas propuestas

como las denominadas *Water-Filling* que persiguen asignar dinámicamente una mayor potencia a las subportadoras con mejores condiciones de propagación.

### 3.3 Control de potencia en el enlace ascendente de LTE

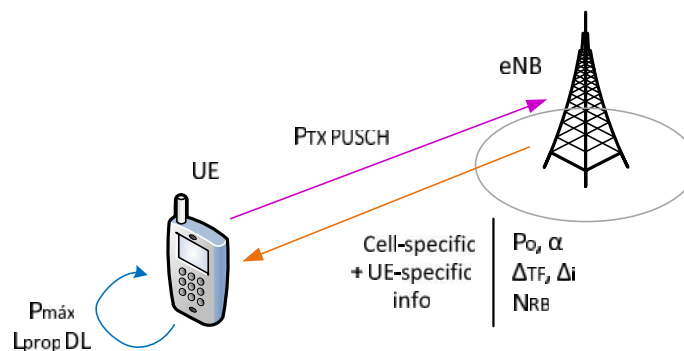
En el enlace ascendente, el control de potencia funciona como un proceso centralizado supervisado por el eNodo-B, que emplea una combinación de dos métodos: un ajuste en lazo abierto y un ajuste en lazo cerrado. El ajuste en lazo abierto permite compensar las pérdidas de propagación en el enlace entre el UE y el eNodo-B, a partir del valor estimado para las mismas en el enlace descendente. Por su parte, el ajuste en lazo cerrado sirve para que la red envíe al terminal comandos específicos de control de potencia a través del PDCCH.

El valor de potencia transmitida nunca podrá superar un cierto valor máximo, que vendrá determinado por las características del equipo de usuario. Para los terminales de categoría 3, única definida hasta el momento, el 3GPP ha fijado un límite superior de 23 dBm. También existe una limitación inferior de potencia, que se encuentra en -40 dBm [6].

Para calcular la potencia exacta con la que debería transmitir un terminal, se emplea un algoritmo que tiene en cuenta los siguientes factores:

- Número de RBs ( $N_{RB}$ ) asignados al usuario durante un TTI para transmitir datos, información de control o señales de sondeo. El incremento en la potencia transmitida debe ser proporcional al mismo, para poder asegurar que la densidad espectral de potencia es constante independientemente del número de RBs.
- Potencia base por cada RB ( $P_0$ ), obtenida a partir de la suma de dos factores: uno debido a las características del terminal y otro que es específico de la celda en que éste se encuentra. Valores típicos para el primero serían entre -8 y 7 dBm, y para el segundo, entre -126 y 24 dBm, con una resolución de 1 dB.
- Pérdidas de propagación ( $L_{prop}$ ) que experimenta el usuario, compensadas con un aumento en la potencia transmitida proporcional a un cierto factor

comprendido en el conjunto  $\{0, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1\}$  y que viene indicado por un parámetro de 3 bits, específico de cada celda, fijado por las capas superiores. Este concepto es lo que da lugar a la denominación de control de potencia fraccional (*Fractional Power Control, FPC*), en contraposición al esquema clásico de compensación completa del *path-loss* (equivalente al caso particular de  $\alpha=1$ , como veíamos en UMTS).



**Figura 8.** Elementos que intervienen en el control de potencia.

Estos factores constituyen lo que se ha denominado el ajuste de potencia en lazo abierto. A continuación, se añaden un par de contribuciones más que pasarían a formar parte del llamado ajuste en lazo cerrado, utilizado para compensar los efectos del desvanecimiento rápido, el nivel variable de interferencias, posibles errores de medida, imprecisiones, etc.

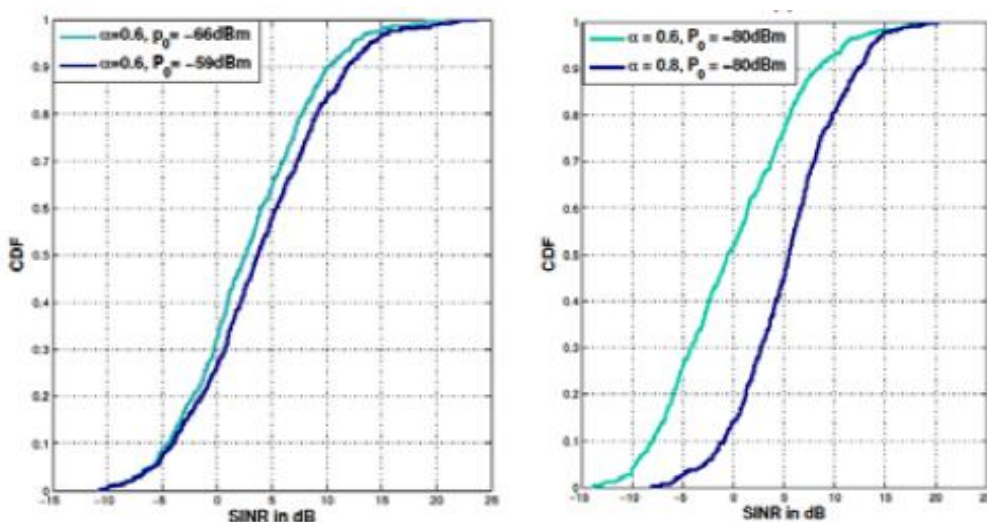
- Ajuste según el esquema de modulación y codificación utilizado, o compensación por *Transport Format* ( $T_F$ ). Se calcula en función de la densidad espectral efectiva, obtenida a partir del cociente entre el tamaño del bloque de transporte y el número de símbolos SC-FDMA por cada subtrama en el conjunto de RBs asignado. Su activación depende de un parámetro específico de la celda ( $K_S$ ).
- Ajuste del eNodo-B, a partir de la información enviada por éste a los terminales a través del PDCCH, en los denominados comandos de control de potencia transmitida (*Transmitted Power Control, TPC*). Normalmente existe un cierto retardo (el valor típico suele ser de unas 4 subtramas) entre el momento en que se recibe el TPC y el momento en que se emplea para realizar el ajuste de potencia. Existen dos modos distintos de funcionamiento:

- Absoluto: el valor de ajuste se actualiza cada vez que se recibe uno de los comandos transmitidos por el eNodo-B. Los posibles saltos de potencia que puede ordenar el eNodo-B a través de un TPC son de  $\{-4, -1, 1, 4\}$  dB.
- Acumulativo: el ajuste de potencia se obtiene sumando o restando una cierta cantidad, codificada dentro de un TPC, al valor de ajuste anterior. Los valores específicos para el modo acumulativo son de  $\{-1, 0, 1, 3\}$  dB.

Todos estos factores se combinan para dar lugar a la ecuación de control de potencia definida en el estándar LTE, que se aplica de manera muy similar a las transmisiones por el PUSCH, el PUCCH y las SRS, y que presentamos a continuación:

$$P_{tx}[\text{dBm}] = \min\{P_{max}, P_0 + 10\log_{10} N_{RB} + \alpha \cdot L_{prop} + \Delta_{TF} + f(\Delta_i)\} \quad (3)$$

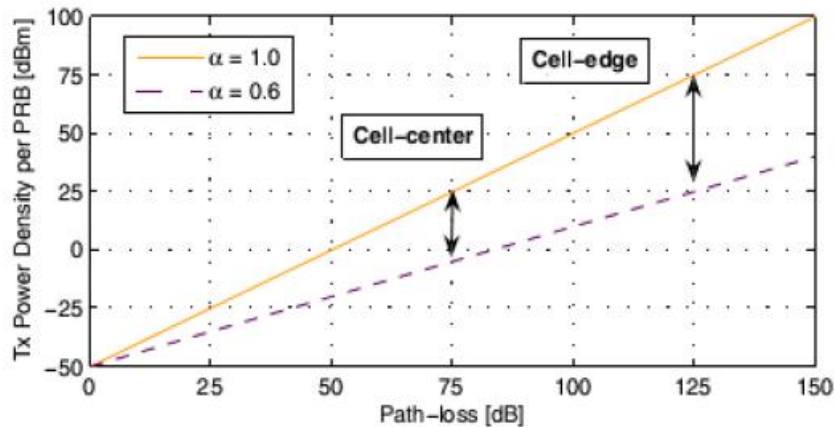
La configuración de los valores de  $P_0$  y  $\alpha$  constituye un compromiso de diseño del operador de la red, pudiendo escogerse entre diferentes alternativas. Algunas parejas de valores comúnmente empleadas son: -81 dBm y 0.8, -58 dBm y 0.6, -36 dBm y 0.4, etc. Como se puede observar, si se decide aumentar el valor de  $P_0$ , se deberá reducir el de  $\alpha$ , y viceversa. El efecto de ambos parámetros en la SINR de la señal recibida en el eNodo-B puede observarse en las siguientes gráficas:



**Figura 9.** Influencia de los parámetros  $P_0$  y  $\alpha$  en la SINR medida en el receptor [7].

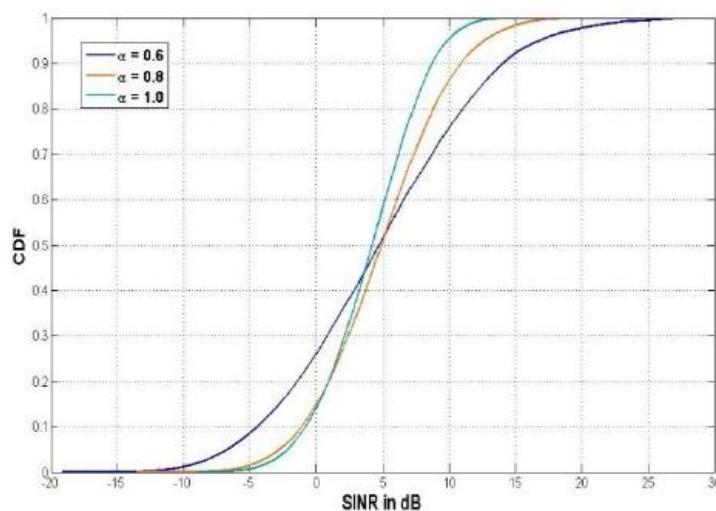
De acuerdo con la fórmula (3), la utilización de un valor alto de  $P_0$  tiene como finalidad favorecer a los usuarios situados en los bordes de la celda, que serán los que

presenten mayores valores de  $L_{prop}$ . Su densidad espectral de potencia se verá incrementada en mayor medida que la de los usuarios cercanos al eNodo-B, como podemos ver en la Figura 10. El inconveniente de este método es que el nivel de interferencias también aumenta.

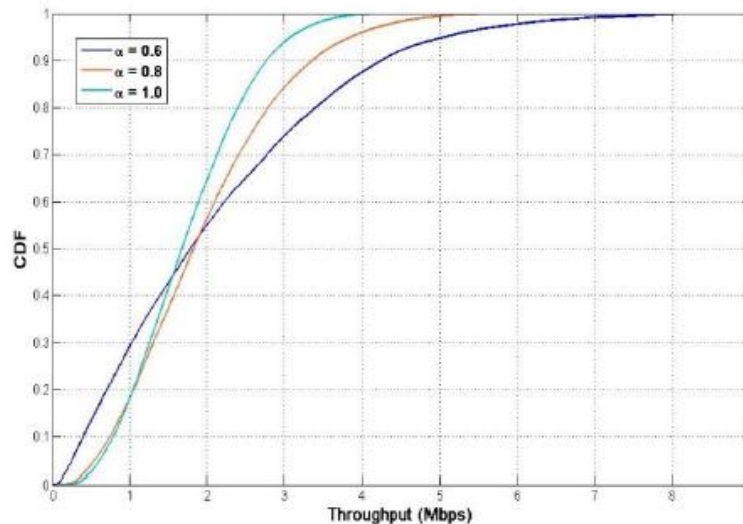


**Figura 10.** Efecto de  $\alpha$  en la densidad espectral de potencia transmitida [8].

Por otro lado, la utilización de un valor menor de  $\alpha$  conlleva un aumento de la diferencia de SINR que existe entre un usuario en el borde de la celda y un usuario cercano al eNodo-B, ya que las pérdidas de propagación se compensan en menor medida que en el caso anterior. Esto beneficia a los usuarios situados cerca de la estación base, que podrían alcanzar tasas de datos elevadas, puesto que su SINR también lo es. A diferencia de ellos, los usuarios más alejados presentarán un rendimiento que irá empeorando progresivamente.



**Figura 11.** Efecto de  $\alpha$  en la SINR para todos los usuarios de la celda [8].



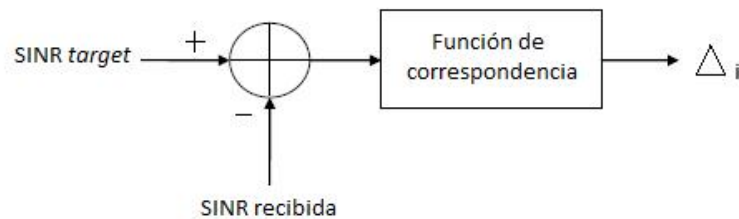
**Figura 12.** Efecto de  $\alpha$  en el *throughput* para todos los usuarios de la celda [8].

Como podemos ver en las Figuras 11 y 12, el empleo de valores de  $\alpha$  próximos a 1 trae como consecuencia una mayor igualdad entre los usuarios del sistema en cuanto a tráfico de datos y SINR estimada en el receptor. A medida que el valor de  $\alpha$  se reduce, las diferencias entre los usuarios centrales y los usuarios limítrofes son cada vez mayores, de manera que unos mejoran considerablemente sus prestaciones en detrimento de los otros. Nos encontramos pues ante un compromiso de diseño que debe ser abordado por el operador de la red móvil: o bien se opta por ofrecer un servicio lo más equitativo posible a todos los usuarios, o bien se tiende a maximizar el *throughput* del sistema, asegurando un nivel de calidad de servicio mínimo a los usuarios con peores condiciones de canal.

El factor de ajuste de la estación base, denominado  $f(i)$ , toma inicialmente un valor nulo. Después, se va modificando según la información recibida del eNodo-B. Conviene indicar que existen ciertos acontecimientos que pueden dar lugar a que el factor de ajuste retorne a cero: un cambio de celda del terminal, la entrada o salida del mismo en el estado activo, el paso de modo acumulativo a modo absoluto, etc.

La manera en que se calcula el incremento a aplicar consiste en la utilización de un valor de SINR objetivo o SINR *target*, que se compara con la SINR recibida en el eNodo-B cuando el usuario realiza un transmisión. La diferencia entre ambas se usa como parámetro de entrada a una función encargada de llevar a cabo la correspondencia con los posibles valores del salto en potencia. Podemos observar este proceso en la Figura 13.





**Figura 13.** Proceso de cálculo de los comandos TPC.

El objetivo de SINR puede ser común a todos los terminales o sufrir modificaciones en función de la cuantía de sus pérdidas de propagación. De esta manera, se asignarían mayores valores de *SINR target* a aquellos terminales con mejores condiciones de canal, generalmente próximos al eNodo-B (que podrían transmitir con una potencia mayor), y se reduciría la *SINR target* de los terminales en los bordes de la celda. Esto reduciría la interferencia inter-celular y contribuiría a aumentar el *throughput* total del sistema, constituyendo de por sí un sencillo método de control de interferencias [9].

$$SINR_{Target_{adj}} = \begin{cases} (\alpha - 1) * (PL - PL_{max}) + SINR_{Target} & , PL < PL_{max} \\ SINR_{Target} & , PL \geq PL_{max} \end{cases} \quad (4)$$

Uno de los problemas que podrían aparecer funcionando en modo acumulativo, consistiría en la recepción de sucesivos comandos de aumento de potencia cuando ésta haya superado el valor máximo establecido. Si de repente tuviera lugar una disminución de las pérdidas del trayecto que no hiciera necesario transmitir con tanta potencia, la disminución del valor de ajuste del eNodo-B se produciría de forma muy lenta. Una situación parecida se podría dar cuando la potencia calculada por el algoritmo fuera menor que la mínima y se estuvieran recibiendo comandos con ajustes decrecientes.

Por último, los parámetros  $N_{RB}$  y  $TF$  están relacionados con los procesos de reparto de recursos y adaptación del enlace, respectivamente, que tienen lugar dentro de la red móvil. Su valor va a venir impuesto con anterioridad al cálculo de la potencia transmitida, por lo que no constituyen variables configurables por el operador de red. El único grado de libertad del que éste dispone es la activación o desactivación del ajuste  $TF$ .

### 3.4 Mecanismos de control de interferencias

Los sistemas LTE están libres de interferencia intracelular, debido a que tras el proceso de *scheduling* cada usuario recibe un determinado número de RBs sobre los que transmitir durante una subtrama. Estos recursos son ortogonales en frecuencia gracias a la utilización de las técnicas OFDMA, de manera que la asignación es única, evitándose así posibles colisiones entre los usuarios que accedieran al mismo tiempo a los canales compartidos de datos (PDSCH y PUSCH).

Sin embargo, cuando dos usuarios situados en celdas distintas transmiten a la vez sobre los mismos recursos (es decir, los mismos RBs), pueden producirse interferencias inter-celulares que degraden las prestaciones del sistema, especialmente si las dos celdas son vecinas. Concretamente, algunos de los factores que contribuirían a este empeoramiento de la calidad serían:

- La reducción de la SINR, que provocaría la selección de un MCS más robusto, con baja eficiencia espectral, de forma que se reduciría la tasa binaria transmitida por el usuario.
- El aumento de la potencia de transmisión del UE a través del enlace ascendente, que conduciría a mayor consumo de energía en el terminal y a una reducción de la duración de su batería.
- Un mayor número de retransmisiones HARQ, por culpa de la disminución en el número de paquetes entregados correctamente, que incrementaría la carga de señalización sobre la celda.

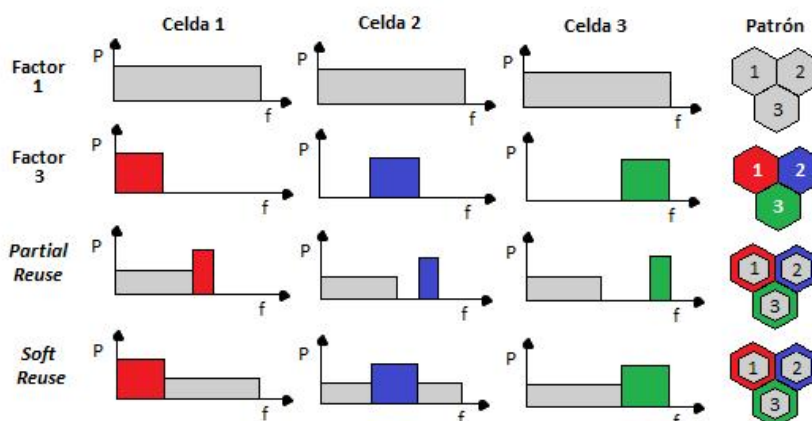
Otros sistemas celulares anteriores a LTE, como GSM-R, llevaban a cabo una planificación previa al despliegue, empleando estrategias de agrupación de celdas y reutilización de frecuencias, por las que asignaban diferentes conjuntos de portadoras a las celdas vecinas. Esto traía como consecuencia una reducción de la capacidad potencial en cada celda al no poder utilizar todo el ancho de banda disponible, algo que hubiera dificultado el poder proveer la QoS requerida a los usuarios en términos de tasa de pico y *throughput*.

En lo que respecta al caso que nos ocupa, el sistema LTE persigue obtener velocidades de pico elevadas y alta eficiencia espectral, por lo que su despliegue debería llevarse a cabo con una reutilización universal de frecuencias. De esta manera, se aprovecharía la máxima capacidad potencial disponible en cada celda. El principal inconveniente que esto generaría es una fuerte interferencia inter-celular, que afectaría a los usuarios más alejados del eNodo-B, situados en las proximidades de las celdas adyacentes.

Para combatir este problema, se define una función especial de los sistemas LTE denominada *InterCell Interference Coordination* (ICIC), encargada de la gestión dinámica de interferencias. Esta función reside en cada eNodo-B y su cometido es fijar una serie de restricciones en el uso y la potencia transmitida por cada RB, que deberán ser tenidas en cuenta durante el proceso de *scheduling* de paquetes. Para ello, se requiere de una buena coordinación entre los eNodos-B vecinos, que se intercambian fragmentos de información denominados indicadores de interferencia [10].

Es importante resaltar el hecho de que los métodos de ICIC trabajan en el dominio de la frecuencia en lugar de hacerlo en el dominio temporal, mediante el establecimiento de preferencias y restricciones sobre los RBs. En el otro caso, se traduciría en una alternancia temporal de las transmisiones de distintos eNodos-B, pudiendo afectar gravemente a los procesos de HARQ del enlace ascendente, que como se explicará más adelante son síncronos y requieren de una cuidadosa temporización.

Al igual que sucede con las estrategias de reparto de recursos, el estándar del 3GPP no especifica ningún procedimiento concreto para determinar las restricciones o preferencias que maneja la función de ICIC a partir de la información de los indicadores, quedando todo supeditado a la decisión de quien implemente la red. Una forma de proceder sería empleando mecanismos con factores de reutilización de frecuencias dinámicos (en lugar de la reutilización estática presente en los sistemas GSM), de manera que un eNodo-B tendría disponible todo el ancho de banda en frecuencia en caso de necesitarlo. Entre las estrategias de ICIC más conocidas que cumplen con lo anterior, se encuentran las denominadas *Partial-Frequency Reuse* (PFR) y *Soft-Frequency Reuse* (SFR).



**Figura 14.** Potencia vs ancho de banda para distintos métodos de reutilización de frecuencias.

En el caso de las técnicas PFR, pueden definirse como una combinación de los esquemas de reutilización de frecuencias de orden 1 y 3. Los usuarios situados en las proximidades del eNodo-B realizarán un reuso completo y exclusivo de una porción del ancho de banda total, mientras que los situados en los bordes emplearán la fracción restante del ancho de banda con factor de reuso 3. Por otro lado, las estrategias SFR procuran una reutilización total del espectro en todas las celdas, pero se aseguran de distribuir a los usuarios de manera que aquellos que se encuentren en los bordes de la celda reciban interferencia de los usuarios centrales de las celdas vecinas y viceversa.

Los indicadores de interferencia, necesarios para implementar todos estos mecanismos, se intercambian a través de la interfaz X2 que existe entre cada pareja de eNodos-B. Se encuentran definidos en el TS 36.423 del 3GPP, clasificándose como de tipo reactivo o de tipo proactivo. Los indicadores reactivos sirven para avisar a otros eNodos-B de la detección de una interferencia intercelular elevada, instándoles a tomar medidas para lograr reducirla. En el caso de los indicadores proactivos, se utilizan para notificar a los eNodos-B vecinos de una determinada celda la potencia con que se transmitirá en cada RB y dónde se planificarán las transmisiones de los usuarios más próximos al borde de dicha celda. Con esta información, en las celdas vecinas se puede realizar una estimación de la interferencia intercelular que se produciría, tomando las decisiones oportunas para prevenirla o evitarla.

En el caso del enlace descendente, el principal indicador de interferencia estandarizado por el 3GPP se denomina *Relative Narrowband Transmit Power* (RNTP). Su función es indicar de manera anticipada el valor máximo de potencia con que el eNodo-B transmite en cada RB por el enlace descendente. La forma de hacerlo es bastante sencilla: se envía un vector con tantos bits como RBs haya disponibles, de forma que si la potencia transmitida para un RB supera un cierto umbral de peligro se rellena con un 1, y si no es así, con un 0. Los eNodos-B que reciban este vector saben que en los RBs donde figura un 1 es muy probable que se experimenten interferencias intercelulares, por lo que de cara a una futura asignación de recursos darán preferencia a los RBs con el bit a 0.

Para el enlace ascendente, existen dos indicadores principales: uno proactivo denominado *High Interference Indicator* (HII) y otro reactivo llamado *Overload Indicator* (OI). El HII presenta un formato similar al RNTP, siendo utilizado por el eNodo-B para advertir a sus vecinos de en qué RBs planea situar las transmisiones de los usuarios en el borde de la celda a través del UL. Los RBs utilizados para este propósito se indicarán con un bit a 1, ya que son susceptibles de causar

interferencia. Por otro lado, el OI sirve para indicar si los niveles medidos de interferencia más ruido para cada RB son altos o bajos.

La manera en que cada eNodo-B utiliza esta información, como ya se ha mencionado antes, no se encuentra estandarizada, por lo que en último término dependerá de cómo lo implemente cada fabricante. El OI puede emplearse para ajustar el mecanismo de control de potencia en lazo abierto, de manera que se asegure un nivel bajo de interferencia más ruido en la celda, mientras que el HII serviría para establecer una serie de restricciones en los recursos asignados a cada usuario en el UL.

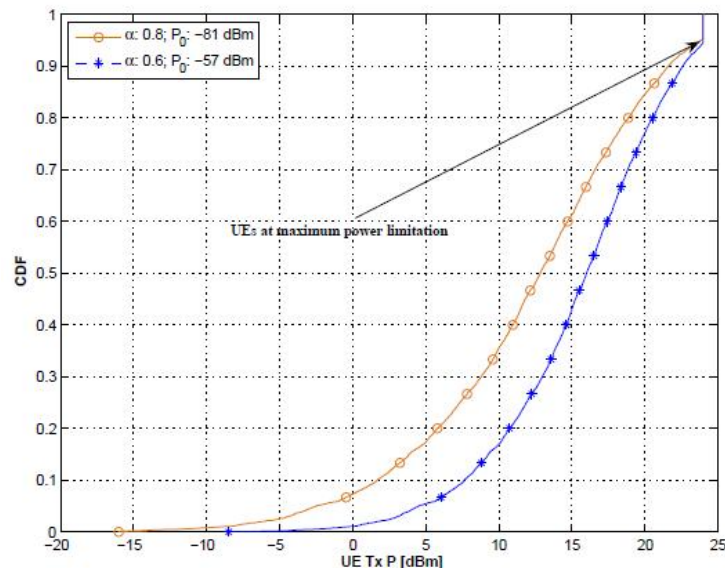
Por último, cabe mencionar que existen diferentes técnicas propuestas para control de interferencias cuyas prestaciones están siendo analizadas junto con los mecanismos de ICIC. Nos referimos, por ejemplo, a la cancelación y la aleatorización de interferencias, la diversidad espacial (*beamforming*), los esquemas de transmisión MIMO, las estrategias dinámicas, etc.

#### **4. Conclusiones**

En este trabajo se ha presentado una descripción de los sistemas de control de potencia empleados en las redes móviles LTE, basados en una combinación de las técnicas de ajuste en lazo abierto y en lazo cerrado (dependiendo de si existe alguna realimentación entre estación base y el terminal). Hemos mostrando su evolución desde GSM y UMTS, explicando cada uno de los elementos que forman parte del proceso de control de potencia y sus posibles modos de configuración.

La importancia de estos sistemas como mecanismo de gestión de recursos radio reside no sólo en la posibilidad de evitar o reducir las interferencias sobre la interfaz aire, algo para lo que también se emplean las estrategias de ICIC descritas, sino también en la capacidad de los mismos para adaptar en cada momento la potencia de transmisión de los terminales a las condiciones del canal de propagación. De esta manera se evita tener que transmitir siempre con la máxima potencia que permite el dispositivo.

Esto último provoca una reducción importante en el consumo medio de los dispositivos, con el ahorro energético que ello conlleva, y el aumento en la duración de la batería. También permite ejercer un cierto control sobre los niveles de emisión de las instalaciones radioeléctricas de telefonía móvil, minimizando el impacto medioambiental de los mismos y ajustándolos a los límites establecidos según la normativa vigente (R.D. 1066/2001).



**Figura 15.** Distribución de potencia transmitida por un terminal utilizando dos configuraciones distintas de  $P_0$  y  $\alpha$ .

Todas estas funcionalidades de la red radio deben suministrarse asegurando siempre el cumplimiento de unos ciertos niveles de calidad de servicio en las comunicaciones, contratados por el usuario al operador de telefonía móvil encargado de proveer el servicio. El sistema deberá almacenar esta información, relativa a cada usuario, para poder actuar conforme a ella durante los procesos de gestión de recursos.

## 5. Bibliografía

- [1] Real Decreto 1066/2001, de 28 de Septiembre, del Ministerio de la Presidencia (BOE nº 234, de 29 de Septiembre).
- [2] Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación (COIT). "Informe sobre emisiones electromagnéticas de los sistemas de telefonía móvil y acceso fijo inalámbrico". Versión web: <http://www.coit.es/web/servicios/tecnologia/emision/index.html>
- [3] R. Agustí Comes, F. Bernardo Álvarez, F. Casadevall Palacio, R. Ferrús Ferre, J. Pérez Romero y O. Sallent Roig. "LTE. Nuevas Tendencias en Comunicaciones Móviles", Fundación Vodafone, Septiembre 2010.

- [4] N. Cardona, J. J. Olmos, M. García, J. F. Monserrat. "3GPP LTE: Hacia la 4G Móvil", Editorial Marcombo, 1ª Edición, Abril 2011.
- [5] Harry Holma, Antti Toskala. "LTE for UMTS. Evolution to LTE-Advanced", John Wiley & Sons, 2<sup>nd</sup> Edition, March 2011.
- [6] Nestor J. Quintero. "Advanced Power Control for UTRAN LTE Uplink", Master Thesis, Department of Electronic Systems, Aalborg University (Denmark), June 2008.
- [7] Bilal Muhammad. "Closed Loop Power Control for LTE Uplink", Master Thesis, Blekinge Institute of Technology (Sweden), November 2008.
- [8] E.Tejaswi, B. Suresh. "Survey of Power Control Schemes for LTE Uplink", International Journal of Computer Science and Information Technologies, Vol. 4, pp. 369-373, 2013.
- [9] Amira M. Yehia. "A Radio Resource Management Framework for the 3GPP LTE Uplink", PhD Thesis, Cairo University (Gyza, Egypt), 2011.
- [10] Francesco D. Calabrese. "Scheduling and Link Adaptation for Uplink SC-FDMA Systems", PhD Thesis, Aalborg University (Denmark), April 2009.