

UNIVERSIDAD DE SEVILLA
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
ÁREA DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

MODELADO Y SIMULACIÓN
DE UN SISTEMA UMTS

PROYECTO FIN DE CARRERA

AUTOR: Javier Elvira Cámara
TUTOR: DR. Rubén Martín Clemente

Mayo, 2003

Página en blanco

*A todos los que de alguna forma me han
dedicado su tiempo y me han contagiado
la ilusión por alcanzar esta meta, y en
especial a aquellos que desde el principio
han estado junto a mi por su infinita paciencia.*

ÍNDICE.

1. INTRODUCCIÓN.	1
1.1 OBJETIVOS.	2
2. SERVICIOS Y APLICACIONES UMTS.	4
2.1 SERVICIOS PORTADORES UMTS.	5
2.2 CLASIFICACIÓN DE LOS SERVICIOS.	7
2.2.1 CLASE CONVERSATIONAL.	8
2.2.2 CLASE STREAMING.	10
2.2.3 CLASE INTERACTIVE.	11
2.2.4 CLASE BACKGROUND.	12
3. ARQUITECTURA DE LA RED 3G UMTS.	13
3.1 RED DE ACCESO UTRAN.	15
3.2 CORE NETWORK.	22
3.3 ESTRUCTURA DE LA CAPA FÍSICA DE ACCESO RADIO.	24
3.3.1 CANALES UTRAN FDD.	26
3.3.1.1 CANALES LÓGICOS.	26
3.3.1.2 CANALES DE TRANSPORTE.	27
3.3.1.3 CANALES FÍSICOS.	30
4. CAPA FÍSICA DE UN SISTEMA 3G.	35
4.1 MULTIPLEXACIÓN Y CODIFICACIÓN.	35
4.1.1 DESCRIPCIÓN.	35
4.1.2 PROCESADO EN CAPA FÍSICA.	37
4.1.2.1 ADICIÓN DEL CRC.	37
4.1.2.2 CONCATENACIÓN TrBk Y SEGMENTACIÓN DE BLOQUES.	37
4.1.2.3 CODIFICACIÓN DE CANAL.	38
4.1.2.4 ECUALIZACIÓN DE RADIOTRAMA.	42

4.1.2.5	INSERCIÓN DE BITS DE TRANSMISIÓN DISCONTINUA DTX.	42
4.1.2.6	PRIMER ENTRELAZADO.	43
4.1.2.7	CONCATENACIÓN Y SEGMENTACIÓN DE RADIOTRAMAS.	45
4.1.2.8	ADAPTACIÓN DE VELOCIDAD.	45
4.1.2.8.1	PARÁMETROS DE ADAPTACIÓN DE VELOCIDAD EN UPLINK.	46
4.1.2.8.2	PARÁMETROS DE ADAPTACIÓN DE VELOCIDAD EN DOWNLINK.	47
4.1.2.9	MULTIPLEXACIÓN DE CANALES DE TRANSPORTE.	48
4.1.2.10	SEGMENTACIÓN EN CANALES FÍSICOS.	49
4.1.2.11	SEGUNDO ENTRELAZADO.	49
4.1.2.12	PROYECCIÓN SOBRE EL CANAL FÍSICO.	51
4.1.3	CARACTERÍSTICAS DEL MODO COMPRIMIDO.	51
4.2	SPREADING & SCRAMBING.	54
4.2.1	INTRODUCCIÓN.	54
4.2.2	ESQUEMAS DE APLICACIÓN.	55
4.2.2.1	SPREADING & SCRAMBLING EN EL UPLINK.	55
4.2.2.2	SPREADING & SCRAMBLING EN EL DOWNLINK.	57
4.2.3	CÓDIGOS DE CANALIZACIÓN.	58
4.2.4	CÓDIGOS DE SCRAMBLING.	60
4.3	MODULACIÓN.	62
4.4	CARACTERÍSTICAS DE LOS EQUIPOS UTRA.	64
4.4.1	CARACTERÍSTICAS DE FRECUENCIA.	64
4.4.2	CARACTERÍSTICAS DE POTENCIA.	66
4.5	CONTROL DE POTENCIA.	68
4.5.1	CONTROL DE POTENCIA EN BUCLE CERRADO.	69
4.5.1.1	INNER POWER CONTROL.	72
4.5.1.1.1	ALGORITMO 1.	74
4.5.1.1.2	ALGORITMO 2.	75
4.5.2	OUTER POWER CONTROL.	76

4.6	CONTROL DE POTENCIA EN BUCLE ABIERTO.	77
4.7	NUEVAS ESTRATEGIAS DE CONTROL.	80
5.	DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR.	83
5.1	INTRODUCCIÓN.	83
5.2	MÓDULOS DEL SISTEMA.	87
5.2.1	MULTIPLEXACIÓN Y CODIFICACIÓN.	88
5.2.1.1	GENERADORES DE DATOS.	89
5.2.1.2	CÁLCULO DE CRC / DETECCIÓN DEL SÍNDROME.	90
5.2.1.3	CONCATENACIÓN / SEGMENTACIÓN DE LOS TRBK.	90
5.2.1.4	CÓDIGO CONVOLUCIONAL.	91
5.2.1.5	ECUALIZACIÓN DE LA TRAMA.	91
5.2.1.6	PRIMER ENTRELAZADO.	92
5.2.1.7	SEGMENTACIÓN Y CONCATENACIÓN DE LAS RADIOTRAMAS.	92
5.2.1.8	RATE MATCHING.	93
5.2.1.9	MULTIPLEXACIÓN DE CANALES DE TRANSPORTE.	94
5.2.1.10	SEGUNDO ENTRELAZADO.	95
5.2.1.11	MAPEADO SOBRE LOS CANALES FÍSICOS DPDCH Y DPCCH.	96
5.2.2	SPREADING Y SCRAMBLING.	99
5.2.2.1	SPREADING Y SCRAMBLING EN EL TRANSMISOR.	99
5.2.2.2	SPREADING Y SCRAMBLING EN EL RECEPTOR.	103
5.2.3	MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN.	106
5.2.3.1	ETAPA DE MODULACIÓN.	106
5.2.3.2	ETAPA DE DEMODULACIÓN.	108
5.2.4	CONTROL DE POTENCIA.	111
5.2.5	RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.	116
6.	SIMULACIONES.	119
6.1	INSERCIÓN DE ERRORES.	119
6.1.1	TASAS DE ERROR DEL SISTEMA.	120

6.1.2	INSERCIÓN CONTINUA DE ERRORES.	128
6.2	MONITORIZACIÓN DEL CONTROL DE POTENCIA.	131
6.2.1	COMPORTAMIENTO FRENTE A DESVANECIMIENTOS RÁPIDOS.	131
6.2.2	COMPORTAMIENTO FRENTE A DESVANECIMIENTOS LENTOS.	136
6.3	PROCESADO DE SEÑAL CDMA.	142
7.	CONCLUSIONES.	148
7.1	LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.	151
	FIGURAS.	153
	FUNCIONES.	167
	ACRÓNIMOS.	171
	BIBLIOGRAFÍA.	177

1. INTRODUCCIÓN.

Los sistemas de comunicaciones móviles basados en CDMA (“*Code Division Multiple Access*”) se presentan como una solución prometedora para gestionar la creciente demanda de capacidad de transmisión requerida por los nuevos servicios y aplicaciones multimedia. Esta solución ha sido impulsada en gran medida por el asombroso crecimiento experimentado durante los últimos años por dos sectores distintos del mundo de las telecomunicaciones como son la telefonía móvil e Internet, ofreciéndose la tecnología CDMA como punto de convergencia para la perfecta integración de ambos sistemas.

Los sistemas implantados sobre la técnica CDMA se beneficiarán de las ventajas que esta técnica de acceso múltiple proporciona en términos de flexibilidad, robustez a interferencias y facilidad de integración de distintos servicios sobre distintos anchos de banda de forma simultánea. Debido a esto, CDMA emerge claramente como la tecnología dominante en los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación, hecho reflejado en las propuestas UTRAN para UMTS de ETSI en Europa y Japón, y CDMA2000 de ANSI (IS-95) en América, ambas auspiciadas por ITU como parte de la familia de sistemas que cumplen los requerimientos establecidos para la tercera generación, sistemas IMT-2000 o simplemente sistemas 3G.

El término UMTS (“*Universal Mobile Telecommunication System*”) fue fijado por el ETSI en el contexto de la ITU y es designado como uno de los sistemas 3G pertenecientes al IMT-2000. La responsabilidad de normalización recae en el proyecto de colaboración para el desarrollo de sistemas 3G conocido como 3GPP (“*3rd Generation Partnership Project*”) en el que actualmente participan operadores de red, fabricantes y comités nacionales de normalización.

Las actuales redes GSM y GPRS, desplegadas en la mayoría de países y comúnmente conocidas como tecnologías 2G y 2.5G, no son capaces de soportar las capacidades de transmisión que los nuevos servicios multimedia e interactivos necesitarán. Estas tecnologías están basadas en sistemas de acceso TDMA y en redes

de transporte PDH, por lo que se hace necesario el despliegue de nuevas redes de acceso, como es el caso de UTRAN para UMTS, donde coexistirán técnicas de acceso WCDMA con redes de transporte ATM, lo que ha llevado a los operadores a niveles de inversión desconocidos hasta ahora en el sector de las telecomunicaciones por la necesidad de duplicar sus redes de acceso para el despliegue de las redes 3G.

Los sistemas y equipos de la red de conmutación o *core* seguirán siendo válidos en un principio, ya que el *core* 3G es una evolución del *core* 2.5G, donde actualmente coexiste la conmutación de circuitos para voz y la conmutación de paquetes para datos. De hecho, la red de conmutación con la implantación progresiva de nuevas tecnologías como IPv6 y VoATM, evolucionará hacia el concepto de redes “All IP” donde sólo existirá conmutación de paquetes.

Los sistemas 3G, además de la introducción de técnicas CDMA en las redes de acceso traen consigo un nuevo concepto funcional: Un usuario, un único terminal y un único número de abonado. Esta característica ofrecerá disponibilidad ilimitada a través del *roaming* global, con una calidad óptima de transmisión de voz y datos. La norma UMTS hará real este concepto como base de las futuras redes de telecomunicaciones móviles y cubrirá el vacío entre las actuales redes móviles 2G y una red móvil universal multimedia.

1.1 OBJETIVOS.

El objeto de este proyecto ha sido la construcción de un simulador para el análisis del procesado de señal que ocurre en las capas inferiores de un sistema CDMA de tercera generación como UMTS. Para su implementación se ha utilizado una herramienta que permite el diseño de forma gráfica y modular como es Simulink. En particular, se analiza con detalle el procesado al que están sometidos los canales lógicos DTCH y DCCH, que fluyen desde la capa de enlace L2/MAC a la capa física en el enlace ascendente o *uplink* y su transformación de canales lógicos en canales de transporte en una primera etapa y en canales físicos que se transmiten en el interfaz radio Uu posteriormente. Se propone un modelo de canal radio que permite la

simulación de desvanecimientos rápidos tipo Rayleigh, típicos de los entornos móviles como UMTS.

El diseño del simulador permite obtener estadísticas de errores del sistema como BER y BLER de distintos canales de tráfico y control, tanto lógicos como físicos y para capacidades de transmisión de 2.5, 12.2, 64, 144 y 384 Kbps en modo circuito. Estos resultados se pueden obtener en cada una de las etapas del sistema: Codificación y multiplexación, canalización o “*spreading&scrambling*”, modulación y control de potencia. Mediante la inserción de errores en los distintos interfaces del sistema, se analiza la capacidad de corrección de errores de cada una de las etapas y las tasas máximas de error de bit y bloque para cada uno de los servicios soportados en la capa L2/MAC.

Adicionalmente se analiza el procesado de control de potencia en bucle cerrado o *inner loop* del sistema UMTS, proponiendo un esquema simplificado de control de potencia predictivo PPC, con el que se obtienen datos sobre la evolución de las potencias de transmisión, recepción y su comportamiento frente a desvanecimientos rápidos tipo Rayleigh, así como la monitorización de las principales variables del sistema de control de potencia.

2. SERVICIOS Y APLICACIONES UMTS.

La tendencia actual en comunicaciones móviles se orienta hacia velocidades de transmisión de datos cada vez más altas teniendo como resultado la aparición de nuevos servicios y aplicaciones multimedia que complementaran los servicios de voz ya existentes y ofertados en las redes 2G. Las principales aplicaciones serán la videotelefonía, el comercio electrónico o *m-commerce*, oficina móvil mediante conexión a las intranets y redes locales... así como una amplia gama de nuevos servicios desarrollados especialmente para grandes empresas, como control de flotas, gestión de entregas y pedidos...

La red UMTS transmitirá voz y datos simultáneamente, en este aspecto, los sistemas 3G suponen una considerable evolución, ya que en las actuales redes GSM la interfaz aire ha sido optimizada únicamente para la transmisión de voz, por lo que la capacidad de transmisión de datos GPRS es limitada e insuficiente para los requerimientos de transmisión futuros. UMTS ofrecerá un potente interfaz radio para la transmisión de voz y datos a distintas velocidades tanto en modo circuito CS como en modo paquete PS, según los requerimientos específicos de QoS de cada servicio.

Tabla 2.1. Servicios portadores UMTS.

Tipo de servicio	Modo Circuito CS	Modo Paquete PS	
Capacidad	12.2 Kbps		
	64 Kbps	64 Kbps	
	144 kbps	144 kbps	
	384 kbps		384 Kbps
			768 kbps
		1920 kbps	

En fases iniciales de desarrollo del sistema UMTS, sólo se ofrecerán servicios portadores a 12.2 y 64 Kbps en modo circuito y de 64, 144 y 384 Kbps en modo paquete. En fases más avanzadas se ofrecerán adicionalmente servicios portadores en

modo circuito de 144 y 384 kbps y de 768 y 1920 kbps en modo paquete. Estas velocidades tan elevadas en modo paquete se consiguen mediante la adición de canales a 384 kbps. Así, para la obtención de 768 kbps en modo PS se ofrecerá de forma transparente al usuario 2 canales de 384 que se transmitirán independientemente, del mismo modo, para ofrecer tasas de 1920 kbps se le ofrecerán 5 canales de 384 kbps. Ofrecer una capacidad de 1920 kbps puede parecer excesivo, pero esta capacidad se corresponde con la capacidad de transporte de un sistema G.703 (30x64 kbps) y facilitará la interconexión del sistema UMTS a otros sistemas de transmisión como PDH a nivel E1 o RDSI en un acceso primario a través de *passports* que pasan del modo PS a CS.

En un principio se prevé que la mayor parte del tráfico UMTS sea tráfico de voz y donde no todas las funciones de QoS estén definidas, por lo que servicios como la voz o videotelefonía se transportarán sobre circuitos conmutados CS. En etapas posteriores de desarrollo, se espera un incremento continuado del tráfico de datos y la introducción progresiva en las redes UMTS de servicios de voz sobre paquetes hasta llegar al concepto conocido como “All IP” donde todos los servicios y aplicaciones disponibles se transmitirán en modo PS mediante la definición de distintas funciones de QoS específicas para cada servicio.

2.1 SERVICIOS PORTADORES UMTS.

En comparación con otros sistemas móviles 2G como GSM, el sistema UMTS aporta una novedosa funcionalidad en el control de admisión CAC que permite a cada usuario o aplicación negociar las características de cada servicio portador para el transporte de información. Estos servicios portadores son conocidos como RAB o *Radio Bearer Access*.

Esta nueva funcionalidad repercute directamente sobre la calidad de servicio que el operador ofrece al usuario y obviamente sobre el precio del servicio, ya que entre los principales atributos negociables de cada RAB se incluyen parámetros como el *throughput*, el retraso en la transferencia o la tasa de error de bit (BER). Otra

característica importante y novedosa es que este proceso de negociación se realiza a nivel de 4 interfaces conjuntamente, el interfaz radio Uu y los interfaces de transmisión IuB+Iu+IuR, pudiéndose realizar el rechazo de llamadas por uno u otro interfaz asegurando así la QoS contratada en toda la red de acceso UTRAN. Este detalle es importante ya que en los servicios portadores de la red de *core* o *CN Bearers* influyen otros parámetros externos a la red de UMTS, como puede ser la carga de los servidores ISP de Internet por ejemplo, y que degradarán la calidad de servicio que el usuario percibe pero en este caso, esta degradación de la QoS no sería atribuible al sistema UMTS.

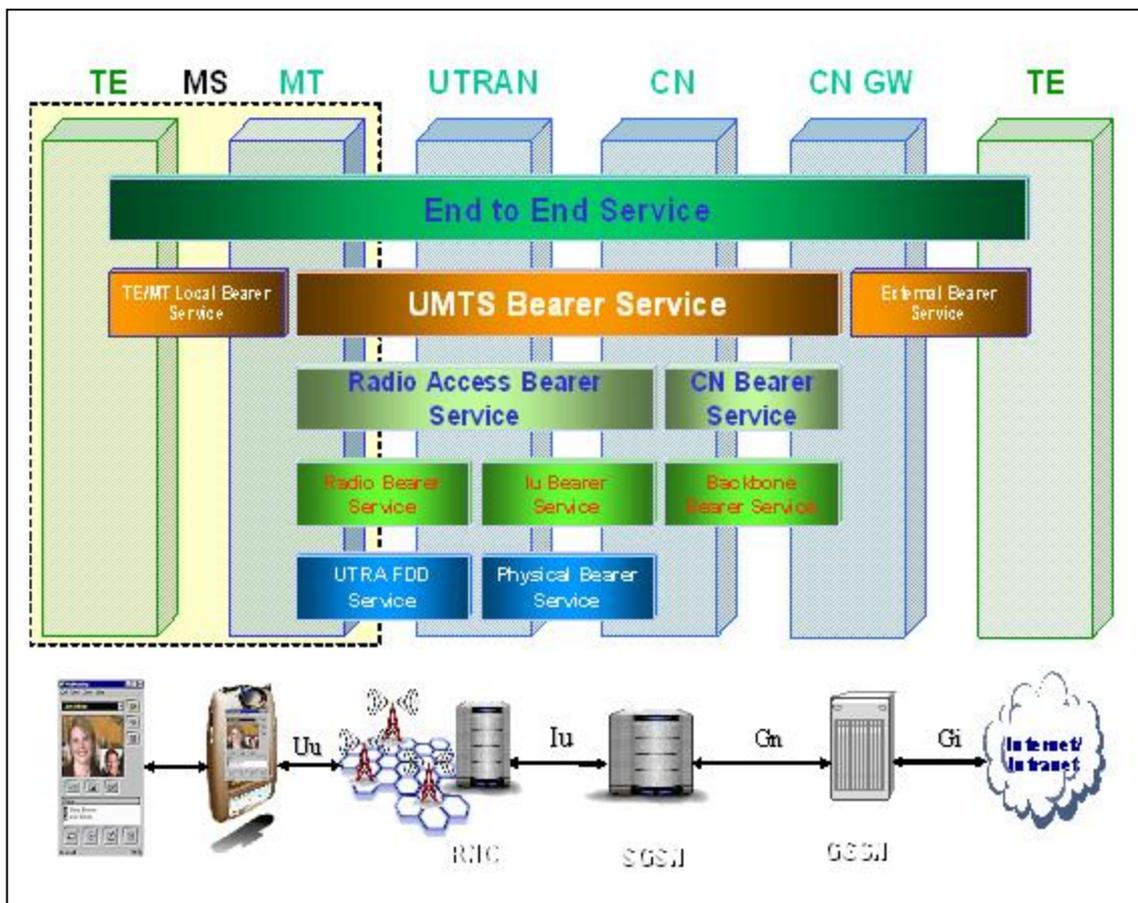


Figura 2.1. Arquitectura de los servicios portadores UMTS.

En fases iniciales de desarrollo del sistema UMTS, estos RAB serán genéricos, limitándose básicamente a la discriminación de tráfico sensible DS *Delay Sensitive* o no sensible al retardo NDS *No-Delay Sensitive*. En fases más avanzadas el estándar prevé

la utilización de RABs específicos para cada servicio e incluso para grupos cerrados de usuarios.

La QoS de cada servicio será fijada en el proceso de negociación en la fase de establecimiento de la llamada aunque también será posible cambiar las características de cada RAB por procedimientos de renegociación para llamadas en curso o conexiones activas debido a cambios en la red o a cambios derivados de la característica de movilidad como *handovers* o situaciones de congestión. Este proceso de renegociación podrá ser iniciado tanto por la red UTRAN como por la aplicación y es prácticamente similar al proceso de negociación que se realiza durante el establecimiento de llamada, utilizando ambos procesos una política de negociación a la baja mediante algoritmos *best effort* establecidos en el protocolo RSVP (“*Resource Reservation Setup Protocol*”) ya utilizado en la red GPRS.

2.2 CLASIFICACIÓN DE LOS SERVICIOS.

Las aplicaciones y servicios definidos para el sistema UMTS se dividen en diferentes grupos. La clasificación se ha realizado atendiendo a la QoS requerida por cada servicio definiéndose así 4 clases o tipos de servicio cuyo principal factor diferenciador es la sensibilidad al retardo de transferencia:

- *Conversational.*
- *Streaming.*
- *Interactive.*
- *Background.*

Los servicios definidos en clase *conversational* serán los más sensibles al retardo, mientras que los definidos sobre la clase *background* serán los menos afectados por un retraso excesivo en la transferencia.

En fases iniciales de desarrollo del sistema UMTS, los servicios definidos sobre las clases *conversational* y *streaming* serán transmitidos por circuitos VCCs AAL2

de ATM con características *Real Time* emulando circuitos CS, mientras que los servicios definidos para las clases *interactive* y *background* serán transmitidos por circuitos VCCs AAL2 de ATM con características *No-Real Time* mediante circuitos PS. Por lo que inicialmente sólo se dispondrá de 2 tipos de tráfico *Real Time* y *No-Real Time*.

Tabla 2.2. Clasificación de servicios UMTS y QoS.

Tipo de Tráfico	Conversational	Streaming	Interactive	Background
Características	Máximo retardo, variación e integridad de datos definidos según el tipo de servicio.	Máximo retardo, variación e integridad de datos definidos según el tipo de servicio.	Diferentes retardos y protección de la integridad de los datos.	Diferentes retardos y protección de la integridad de los datos.
Ejemplo	Voz Videotelefonía Videojuegos	Video bajo demanda	Web Browsing Juegos Internet m-commerce	e-mail FTP

2.2.1 CLASE CONVERSATIONAL.

El servicio más conocido de esta clase es el servicio de voz ofrecido sobre circuitos conmutados CS, similar al que se ofrece actualmente en las redes GSM. Las aplicaciones multimedia como la videotelefonía o los videojuegos *user-to-user* requerirán este tipo de servicio.

Los servicios definidos sobre la clase *conversational* se caracterizan por un retraso de transferencia *end-to-end* muy bajo e inferior a 400 ms definido sobre tráfico simétrico o prácticamente simétrico, además, se exige que las variaciones de retardo sean mínimas para que no sean perceptibles. Generalmente en estas aplicaciones no es necesario mantener la integridad de los datos, pues el hecho de retransmitir un paquete erróneo introduciría mucho retardo en el sistema y desde un punto de vista de calidad,

es preferible descartar un paquete de voz o *frame* erróneo que retrasar el flujo de datos para esperar a recuperarlo. Es la única clase de servicio de las 4 definidas, cuyas restricciones vienen impuestas directamente por la percepción humana. Los principales servicios definidos para la clase conversational serán:

- Servicio de voz. Se prevé que sea el servicio más utilizado. Utilizará la técnica AMR (*Adaptive Multirate*) ofreciendo servicios de voz a 12.2 kbps similar al GSM en una primera fase y ofrecerá tasas inferiores (10.2, 7.95, 7.40, 6.70, 5.90, 5.15 y 4.75 Kbps) en fases más adelantadas. Este servicio requiere tasas de BER inferiores a 10^{-4} y aporta funciones de detección de actividad, silencios y *comfort noise* debido a las características propias de una conversación telefónica, donde estadísticamente, el medio de transmisión sólo se utiliza el 50% en cada sentido de transmisión. Estas 3 funcionalidades contribuyen a reducir los niveles de interferencia en un sistema WCDMA.
- Videotelefonía. Los requerimientos en cuanto al retardo de transferencia para este servicio, serán similares a los del servicio de voz. Debido a la utilización de codecs MPEG4 y similares para la compresión de video se exige una tasa de error de bit inferior a 10^{-5} . Actualmente se define la recomendación ITU-T H.324M para el servicio de videotelefonía sobre conexiones CS y las recomendaciones ITU-T H.323 e IETF SIP para conexiones PS. En fases iniciales de desarrollo del sistema UMTS se ofrecerán servicios de videotelefonía mediante conexiones CS a 64 Kbps sobre protocolos UDP/IP. Esta capacidad es suficiente para ofrecer servicios de videotelefonía con una calidad aceptable aunque es insuficiente para ofrecer servicios de videoconferencia como los conocemos actualmente.

2.2.2 CLASE STREAMING.

El *streaming* o flujo de datos multimedia es una técnica para la transferencia de datos que pueden ser procesados y consolidados en un flujo continuo en el receptor. Estas técnicas tendrán un crecimiento importante con el auge de Internet debido a que la mayoría de usuarios no dispondrán de un acceso a suficiente velocidad para la descarga rápida de ficheros. Mediante el *streaming*, el navegador cliente o *plug-in* accede a un servidor *streaming* y podrá comenzar a mostrar parte de los datos antes que el fichero completo haya sido transmitido. El navegador cliente recibirá los datos y debe ser capaz de realizar la concatenación y consolidación de los mismos para su procesamiento y conversión en música o imágenes.

Las aplicaciones típicas de *streaming* utilizan técnicas de compresión de voz y video, generan tráfico TCP/IP o UDP/IP asimétrico y necesitan un ancho de banda mínimo de 64 Kbps en el enlace descendente, además soportan mayor retardo de transferencia que las aplicaciones de voz y presentan mejor comportamiento ante el *jitter*, ya que este puede ser eliminado mediante técnicas de *buffering*. Debido a la naturaleza de este tipo de servicios, normalmente no será imprescindible mantener la integridad de los datos para evitar retransmisiones, siendo aconsejable sobre todo para tasas de transmisión bajas en torno a 64 Kbps.

Los principales productos que necesitaran los servicios de la clase *streaming* serán el *web broadcasting* y los servicios bajo demanda.

- Los servicios de *web broadcasting* proporcionarán radio y televisión a través de Internet, aunque debido a la necesidad de instalar ISPs multimedia especiales para este tipo de servicios no están muy difundidos en la actualidad.
- Las aplicaciones y servicios bajo demanda (música, video, etc...) son usadas frecuentemente por grandes empresas que disponen de gran capacidad en sus Intranets para difundir clips de video o sonido y se espera que este tipo de servicio se exporte al resto de usuarios con contenidos más generalistas y en un entorno móvil como UMTS.

2.2.3 CLASE INTERACTIVE.

Las aplicaciones típicas que soportarán este tipo de tráfico están en la actualidad muy difundidas y serán los servicios de navegación web o web *browsing*, el acceso a bases de datos, las transacciones de comercio electrónico o *m-commerce*, oficina móvil y conexión a Intranets, los juegos interactivos por Internet o aplicaciones basadas en localización. Requerirán de la interacción de varias entidades, generando un tráfico TCP/IP generalmente simétrico donde se permiten retrasos de transferencia y variaciones muy superiores a los de las clases *conversational* o *streaming* y donde a diferencia de las anteriores sí es necesario mantener la integridad de los datos.

Debido a la propia naturaleza de este tráfico, estos servicios se ofertarán sobre capacidades de transmisión de 64 Kbps, 144 y 384 kbps en modo PS o sobre circuitos CS de 64 kbps en casos especiales.

La mayoría de los servicios enmarcados en esta clase son ampliamente conocidos en la actualidad, sin embargo, donde se espera un mayor crecimiento será en los servicios LCS basados en localización, estos servicios ya se ofrecen en las redes 2G, pero la imposibilidad de mantener interfaces gráficos adecuados y con suficiente capacidad de transmisión han limitado su penetración en el mercado, por lo que ahora se espera su despegue definitivo dentro del entorno UMTS. Estos servicios son capaces de localizar la posición de un móvil en la red con una exactitud máxima de $\pm 50\text{m}$ en condiciones ideales a partir de los datos obtenidos de cada sector donde esté activo un usuario y de los sectores adyacentes, quedando definidos todos estos procesos en la Release 99 de UMTS. Este servicio dispone de 2 modalidades, *push* o iniciado por el usuario para aplicaciones de búsqueda, conducción asistida, etc... La otra modalidad es conocida como *pull* y se realizará a iniciativa de la red para la localización de llamadas de emergencia, control de flotas, etc.

Obviamente la calidad de este servicio estará limitada por la cobertura de la red UTRAN ya que la localización será más exacta cuanto mayor sea la cobertura de la red, por lo que en fases iniciales este servicio estará restringido a zonas concretas de grandes ciudades.

2.2.4 CLASE BACKGROUND.

Las principales aplicaciones que se enmarcan dentro de esta clase serán *e-mail*, postales electrónicas, descarga de bases de datos, envío de datos a servidores... y en general cualquier aplicación que no requiera de una transmisión inmediata y que pueda soportar retrasos de transferencia superiores a segundos o incluso a minutos.

Este tipo de tráfico es de naturaleza asimétrica y necesitara de una transmisión fiable donde se mantenga la integridad de los datos. Al igual que los servicios de la clase interactiva, estas aplicaciones utilizarán servicios de transmisión de 64, 144 y 384 Kbps en modo PS.

No obstante, debe tenerse presente que en un futuro la *Core Network* llevará también asociadas muchas novedades y retos de desarrollo hasta su evolución definitiva hacia las redes “All IP” o “UMTS Release 2” donde la voz en la red UMTS, pasará del ámbito de la conmutación de circuitos, como se trata actualmente, hacia el ámbito de la conmutación de paquetes mediante la introducción de tecnologías ATM y VoATM. [Sallent01]

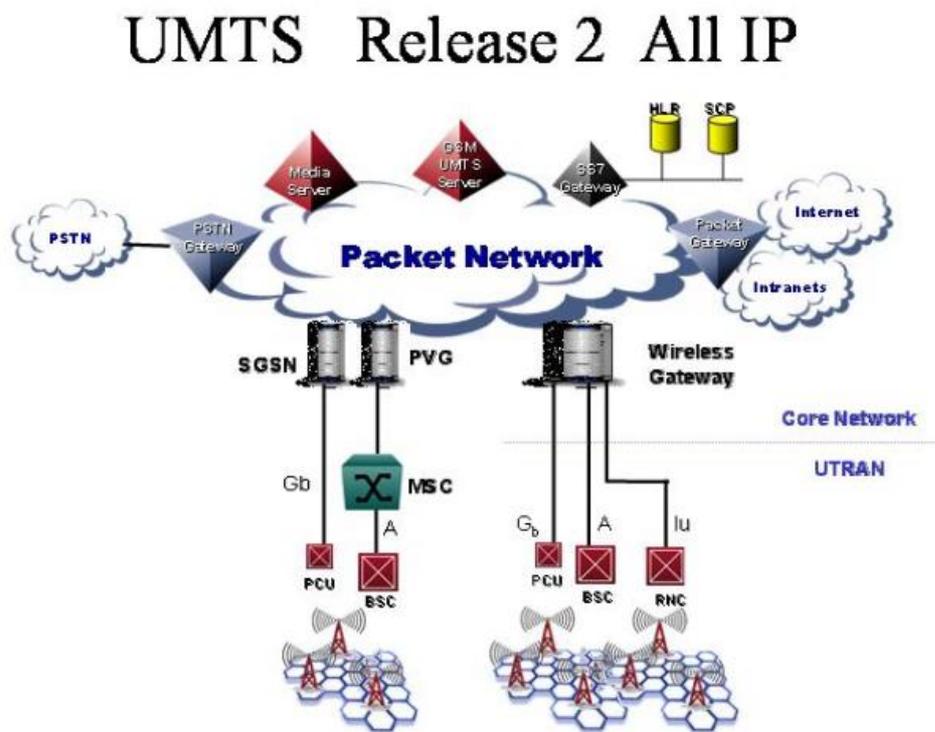


Figura 3.2. Red UMTS "All IP".

Durante un periodo de tiempo indefinido, ambas redes, GSM/GPRS y UMTS, coexistirán hasta que la red UMTS sea capaz de suplir los servicios de voz que proporciona GSM en los niveles de cobertura y servicios actuales. Los principales autores afirman que esto no sucederá antes del 2008 o 2010, puesto que las redes GSM siguen aún en fase de despliegue y optimización aunque a un ritmo muy inferior al de años anteriores.

3.1 RED DE ACCESO UTRAN.

La red UTRAN (“UMTS *Terrestrial Radio Access Network*”) es la red de acceso del sistema UMTS y se compone de los elementos de red destinados a la gestión de recursos radio. En muchos aspectos es similar al subsistema de estaciones base o BSS de GSM, apareciendo nuevos elementos en la red debido a la utilización de ATM en la red de acceso.

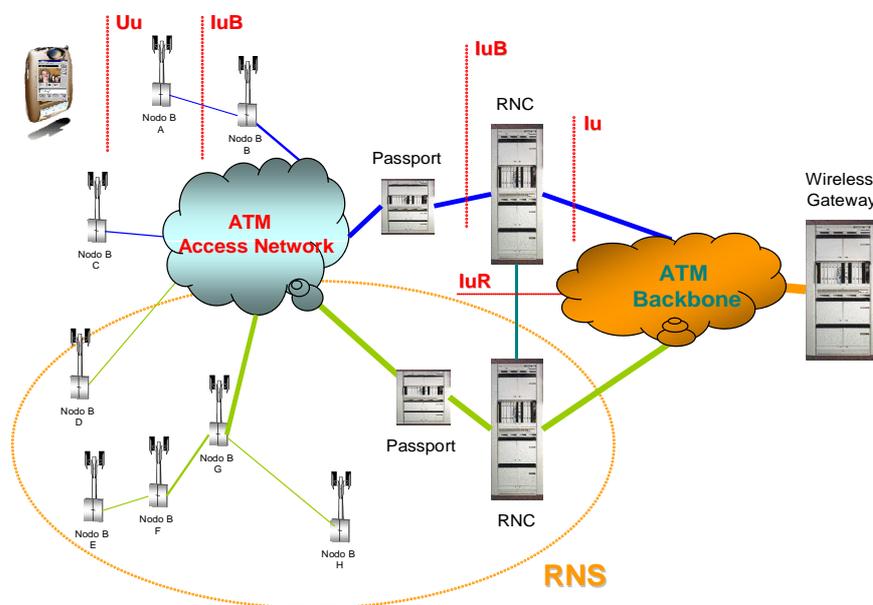


Figura 3.3. Esquema UTRAN.

La red de acceso está compuesta por varios subsistemas radio RNS (“*Radio Network Subsystems*”) que se conectan a la red de *Core* a través de los interfaces Iu mediante el *backbone* ATM. Cada sistema RNS gestionará todos los recursos radio de sus conexiones activas y el control de los usuarios no activos. El sistema RNS estará formado por los siguientes elementos:

- RNC (“*Radio Network Controller*”). Es el elemento controlador de la red radio, gestionará todas las conexiones móviles que se establecen en el interfaz radio Uu de cada nodo B a través del interfaz IuB, así como el *throughput* de

estas conexiones. Está conectada a la *Wireless Gateway* del *Core* a través del interfaz Iu y a otras RNC por el interfaz IuR. Como ejemplo, la iRNC300P de Nortel Networks, es capaz de dar servicio a 200 nodos B o 1200 sectores, presenta un *throughput* global de 200 Mbps por interfaz (Iu + IuR + IuB) y permite hasta 148.000 clientes, de los cuales sólo 7200 pueden tener contextos RRC activos.



Figura 3.4. iRNC300P de Nortel Networks.

- Nodos B. Son las estaciones base del sistema UMTS y estarán conectados a la RNC a través del interfaz IuB. Funcionalmente están compuestos por 3 bloques en el módulo interior más el sistema radiante exterior. El módulo interior está compuesto por un CCM o módulo de control, varios CEM o módulos de canalización y codificación y un único TRM o módulo de radiofrecuencia que es el que conecta el nodo B con el sistema radiante en el exterior. Cada

nodo B, actúa en el interfaz IuB frente a la red de acceso como un nodo ATM con una capacidad máxima de 8 E1 por nodo B. La capacidad depende del CEM instalado, permitiendo por cada interfaz E1 en el IuB servicios distintos que varían actualmente entre las 46 llamadas de voz a 12.2 Kbps en modo CS o 3 conexiones a 384 Kbps en modo PS para el CEM 64 Alpha instalado en los nodos B iBTS IN600 de Nortel Networks.

Tabla 3.1. Capacidad RABs CEM Alpha 64 de Nortel Networks.

RAB UL / DL (kbps) + SRB	Capacidad (llamadas)
SRB 3.4 / 3.4 (señalización)	≤ 46
CS RAB 12.2 / 12.2 (voz)	46
CS RAB 64 / 64	11
PS RAB 64 / 64	11
PS RAB 64 / 128	9
PS RAB 64 / 384	3



Figura 3.5. iBTS IN600 de Nortel Networks.



Figura 3.6. Antena UMTS modelo UD02P_D18BB de Kathrein.

- Nodos ATM. También conocidos como “*passports* ATM”, son necesarios puesto que el tráfico de los nodos B es tráfico ATM y se utilizan como combinadores de tráfico y conmutadores de rutas en el interfaz IuB permitiendo la optimización de la capacidad de transmisión en este interfaz.

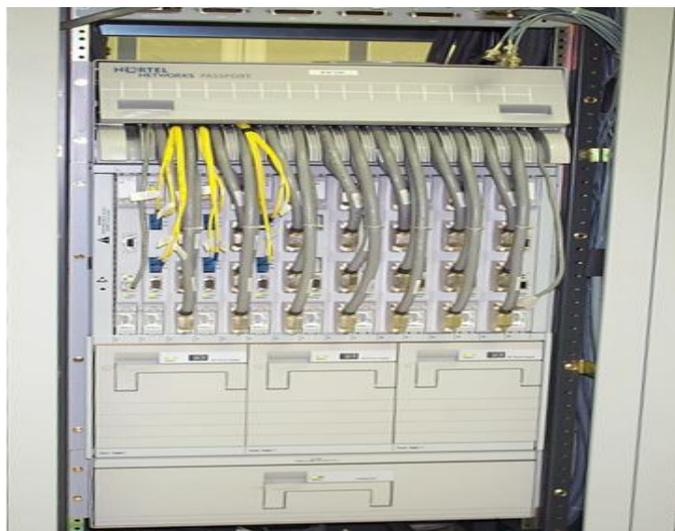


Figura 3.7. Passport 7K de Nortel Networks.

Las principales funciones de la red UTRAN permiten que la red de acceso radio y las características de movilidad sean transparentes para el resto de la red UMTS. Las principales funciones de la red UTRAN son:

- Control de recursos radio. El control y asignación de los recursos radio para el establecimiento, transferencia y liberación de cada conexión solicitada, tanto con origen en el usuario móvil como con origen en la red, es realizado por la RNC en la subcapa RRC.
- Control de admisión. El CAC (“*Call Admission Control*”) evita situaciones de sobrecarga en el interfaz radio Uu y en el interfaz IuB. Cada nueva conexión consumirá recursos radio y recursos ATM, y será la RNC quien decidirá admitir o no nuevas conexiones basándose en medidas de interferencia, *throughput* y carga de la red. Si no existen recursos disponibles o aún habiéndolos no se puede ofrecer la QoS solicitada, se rechazará el acceso del nuevo usuario a la red.
- Control de congestión. Las situaciones de congestión o sobrecarga en la red, son causadas por los usuarios activos en determinadas circunstancias, siendo el control de congestión de la RNC el encargado de reconducir al sistema a una situación estable. Las principales medidas del sistema para reducir la congestión son:
 - (i) Forzar *Hard-Handovers* hacia otro Nodo B. Esta situación se conoce como “*cell breathing*” y permite reducir los niveles de interferencia en el Uu o disminuir la carga en un enlace concreto del IuB.
 - (ii) Forzar *Hard-Handovers* hacia la red 2G para llamadas de voz, serían “*Hard Handover Inter-System*”.
 - (iii) Reducir la velocidad de transmisión “*downgrade*” de algunos usuarios activos.

(iv) Interrumpir de forma controlada alguna conexión activa. Esta medida puede ser muy útil para reducir la congestión en el IuB para tráfico en modo PS procedente de aplicaciones *background*.

Aunque en principio el control de admisión no debe asignar más recursos de los disponibles, la característica de movilidad de los usuarios puede provocar situaciones de congestión debido a la duplicidad de tráfico que produce el *soft handover* o a un excesivo tráfico de señalización de la red.

- Asignación de códigos. La RNC es la responsable de asignar los códigos de *scrambling* a cada una de las conexiones activas y de supervisar continuamente los códigos usados en cada sector de los nodos B, asegurando que estos códigos sean exclusivos para cada sector y sus vecinos.
- Control de potencia. El uso de las mismas frecuencias en un sector y sus adyacentes hace que una potencia de transmisión superior a lo estrictamente necesario enmascare a otras conexiones aumentando el nivel de interferencia en el sector y reduciendo la capacidad del sistema. El control de potencia asume la función de adaptar la potencia de transmisión de los terminales de manera que se emita la potencia mínima suficiente para alcanzar el nodo B con la QoS solicitada.
- Gestión de *Handovers*. En UMTS existe la posibilidad de transferir la conexión entre sectores adyacentes ya sea por movilidad del usuario o por degradación de la QoS. Existen diferentes tipos de *handovers*: *Soft Handover (Soft & Softer)* y *Hard Handover (Inter-Frequency & Inter-System)*.
- Macrodiversidad. La función de macrodiversidad permite al terminal de usuario estar conectado a varios sectores simultáneamente, recibiendo el terminal móvil datos de diferentes conexiones e incrementando la calidad de la comunicación. Esta función se realiza de forma conjunta al control de potencia y a la gestión

del *handover* y hace posible que el terminal transmita con menos potencia ya que al disponer de varios caminos se reduce la interferencia en cada sector.

3.2 CORE NETWORK.

El núcleo de red o *Core Network* incorpora las funciones de transporte, inteligencia y encaminamiento. Es el encargado de realizar las conexiones en la red UMTS y está soportado por una red de transmisión troncal ATM tanto para conmutación de circuitos como de paquetes.

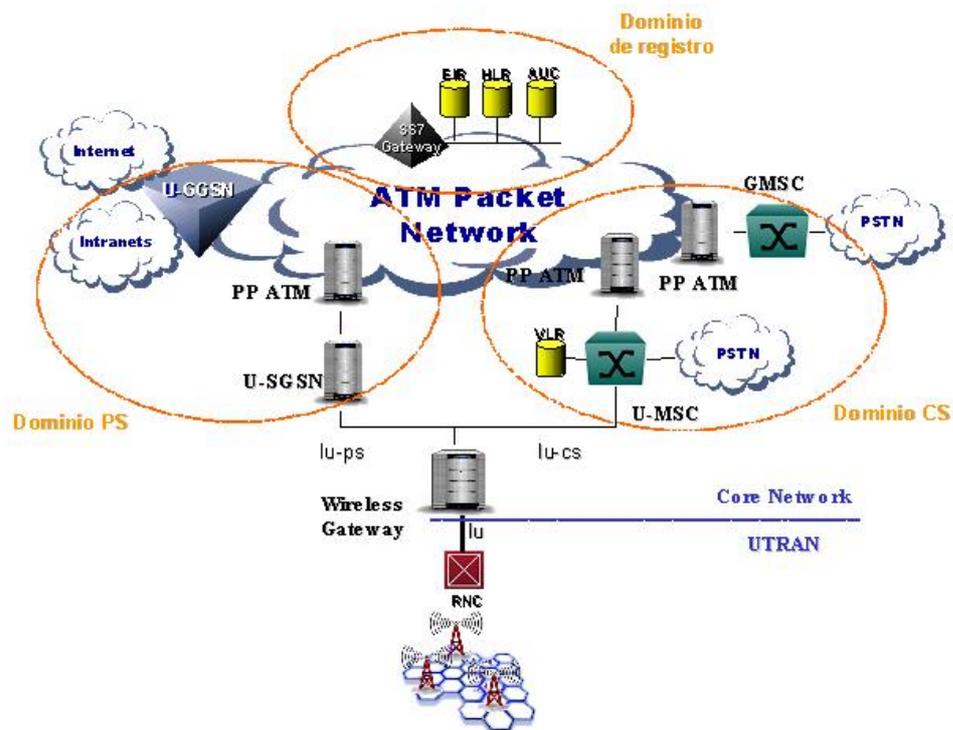


Figura 3.8. Estructura de la Core Network.

La *Core Network* proporciona a la red las funciones de gestión de la conexión, de sesión y de movilidad.

- La gestión de conexión CM (“*Connection Management*”) proporciona los servicios portadores y los procedimientos para las conexiones de circuitos conmutados. Entre sus principales funciones están gestión de los RAB (“*Radio Access Bearers*”) para garantizar la QoS de los servicios RT (“*Real Time*”) y

N-RT (“*No-Real Time*”) sobre la red ATM así como la gestión del control de llamadas.

- La gestión de sesión SM (“*Session Management*”) es la responsable del establecimiento, supervisión y liberación de las conexiones de conmutación de paquetes. La principal función es la gestión de los contextos PDP donde se definen los perfiles de servicio.
- La gestión de la movilidad MM (“*Mobility Management*”) se encarga de determinar la ubicación de un terminal de usuario, de modo que pueda establecerse la conexión con independencia de su localización en la red. Mediante esta función la red aísla las características de movilidad inherentes a la red móvil, gestionando los *handovers*, actualizaciones de posición, etc.

La red de conmutación estará compuesta por 3 dominios asociados a cada una de las funciones descritas, interconectados entre sí mediante una red troncal de paquetes sobre ATM, conocida como *backbone*, por lo que se hace necesario la introducción de nodos ATM o *passports* para el acceso a la red. La clasificación de estos dominios no es una separación física, sino lógica, ya que ambos coexisten en la red. Estos dominios serán: Dominio de conmutación de circuitos o CS (“*Circuit Switch*”), dominio de conmutación de paquetes o PS (“*Packet Switch*”) y dominio de registro y servicio.

- El dominio de conmutación de circuitos es una versión modificada del “*Network Switching Subsystem*” heredada del GSM. Utiliza la tecnología de conmutación de circuitos y consta de la central de conmutación UMSC (“*UMTS Mobile-Services Switching Center*”) y el registro de visitantes asociado VLR (“*Visitor Location Register*”).
- El dominio de conmutación de paquetes es una red de conmutación basada en la actual red GPRS. Incluye los elementos funcionales específicos del dominio PS

como el U-SGSN (“UMTS *Serving GPRS Support Node*”) y U-CGSN (“UMTS *Gateway GPRS Support Node*”).

- El dominio de registro y servicio es común a los dominios CS y PS. Está compuesto por los elementos para la gestión y control de la red de conmutación y al igual que ocurre con el dominio CS son heredados en su mayoría de las actuales redes 2G. Los principales elementos de este dominio son el registro de localización local HLR (“*Home Location Register*”), el registro de identificación de equipos EIR (“*Equipment Identify Register*”) y el centro de autenticación AUC (“*Authentication Center*”).

3.3 ESTRUCTURA DE LA CAPA FÍSICA DE ACCESO RADIO.

En el interfaz radio están involucradas las 3 capas inferiores del modelo OSI, la capa L1 o física, capa L2 o enlace y capa L3 o capa de red. En particular, la capa de red interviene de forma activa en el interfaz radio mediante la subcapa RRC. La estructura de capas está dividida en dos planos, plano U para información de usuario y plano C para la señalización de control.

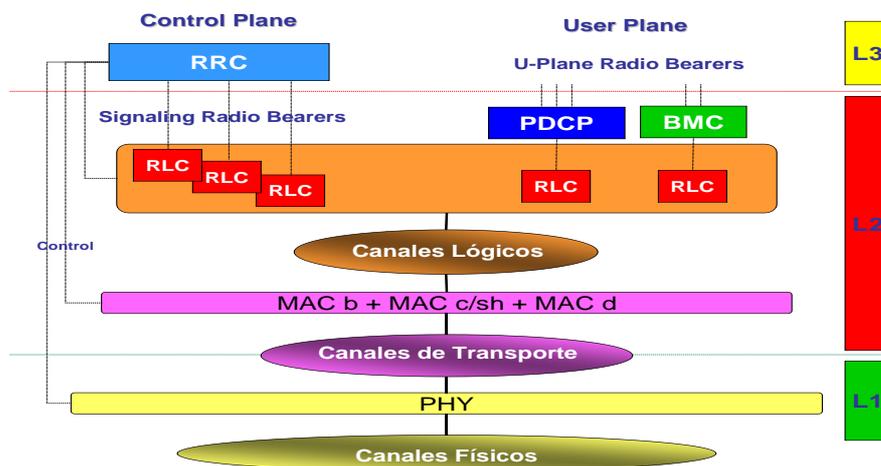


Figura 3.9. Arquitectura de protocolos interfaz radio UTRAN FDD.

La capa física soporta todas las funciones de transmisión sobre el medio físico, está basada en la tecnología WCDMA y ofrece sus servicios a la subcapa de control de acceso al medio MAC (“*Medium Access Control*”) a través de los canales de transporte. Realiza funciones de detección de errores, codificación, multiplexación, ensanchamiento del espectro, modulación y control de potencia. La comunicación entre la capa física y la subcapa MAC se realiza mediante las primitivas PHY. Estas primitivas se encargan de gestionar la transferencia de los bloques de transporte TrBk (“*Transport Block*”) sobre el interfaz radio Uu y de transferir información sobre el estado de la capa física a la capa de enlace. La capa física presenta un interfaz con la entidad RRC (“*Radio Resource Control*”) de la capa 3 en el equipo de usuario y en la propia red. La comunicación entre la capa física y la RRC se realiza a través de las primitivas CPHY, estas primitivas se encargan del control de la configuración de la capa física.

La capa de enlace de datos esta dividida en dos subniveles principales MAC y RLC, más 2 niveles adicionales PDCP y BMC que afectan sólo al plano de usuario.

Los protocolos usados para determinar el uso de un canal multiacceso pertenecen a la MAC y es una subcapa perteneciente a la capa de enlace. La subcapa MAC ofrece sus servicios a través de los diferentes canales lógicos a la subcapa RLC, permitiendo a la RNC extraer conclusiones acerca de la QoS y de la carga de tráfico en cada sector. Entre las principales funciones de la MAC está la gestión de los canales comunes de transporte, multiplexado de los canales lógicos en los de transporte, conmutación dinámica entre canales de transporte comunes y dedicados, control de acceso aleatorio y selección del formato de transporte adecuado.

La subcapa RLC (“*Radio Link Control*”) ofrece sus servicios a la capa de red a través de los puntos de acceso al servicio SAP (“*Service Access Point*”) definiendo la forma en que deben transmitirse los paquetes de datos o “PDUs”, tanto a nivel de usuario como de señalización proporcionando a las capas superiores un medio transmisión fiable. Las principales funciones de la subcapa RLC son la gestión del establecimiento, transferencia y liberación de las conexiones RLC, segmentación y reensamblado de PDUs, *padding*, entrega en secuencia y control sobre el protocolo ARQ, control de flujo, corrección de errores y notificación de errores irrecuperables y determinación de la calidad de servicio de transferencia.

En el plano de usuario los servicios de la capa RLC son utilizados por protocolos específicos de convergencia de datos en modo paquete PDCCP (“*Packet Data Convergence Protocol*”), utilizados para la compresión de cabeceras de los paquetes de datos, y por protocolos de control de difusión BMC (“*Broadcast/Multicast Control*”), usados para transmitir en el interfaz radio mensajes de difusión de área.

La capa de red interviene en el interfaz mediante la subcapa RRC (“*Radio Resource Control*”) y ofrece sus servicios a las capas superiores del equipo móvil y de la red a través de puntos de acceso SAP. Son utilizados por protocolos de gestión de movilidad MM (“*Mobility Management*”) y control de llamada CC (“*Call Control*”).

3.3.1 CANALES UTRAN FDD.

Los diferentes tipos de canales que aparecen en el sistema UTRAN FDD y sus principales características y funcionalidades son los siguientes:

3.3.1.1 CANALES LÓGICOS.

Los canales lógicos son servicios ofrecidos a las capas superiores como vehículo de transferencia hasta la capa L2/MAC. Hacen referencia a los distintos tipos de información transmitidos a través del interfaz radio y sobre ellos se define el tipo de servicio que contratará el usuario. Se diferencian entre canales de control para transferir señalización y canales de tráfico para datos de usuario.

Canales lógicos de control.

- BCCH. Es el canal de información de control (“*Broadcast Control Channel*”) se usa para publicar información de control del sistema en todo el sector y sólo se transmite en el *downlink*.

- PCCH. El canal de control de radiobúsqueda (“*Paging Control Channel*”) es usado para las funciones de envío de avisos a los usuarios móviles (“*paging*”) y sólo se transmite en el *downlink*.
- DCCH. Es el canal dedicado de control (“*Dedicated Control Channel*”) y es un canal bidireccional usado para la transferencia de información dedicada de control entre el terminal móvil y la UTRAN. Este canal queda establecido mediante una conexión RRC y va asociado a un DTCH.
- CCCH. Es el canal de control común (“*Common Control Channel*”). Tiene carácter bidireccional. Se utiliza para transferir información de peticiones de acceso para iniciar una comunicación entre los terminales de móviles y la red antes de que se haya establecido una conexión RRC.

Canales lógicos de tráfico.

- DTCH. El canal dedicado de tráfico (“*Dedicated Control Channel*”) es un canal bidireccional punto a punto usado para transferencia de datos de usuario y siempre lleva asociado un canal DCCH. Sobre los canales DTCH se definen los servicios que el operador de red ofrece a sus usuarios, voz a 12.2 Kbps, datos a 64 Kbps CS/PS, datos a 384 kbps PS etc...
- CTCH. Es un canal común de tráfico (“*Common Traffic Channel*”) con carácter unidireccional punto a multipunto, sólo se transmite en el *downlink* y se usa para difundir información a un grupo de usuarios.

3.3.1.2 CANALES DE TRANSPORTE.

Son servicios de transferencia ofrecidos por la capa física a la capa L2/MAC y se caracterizan por como se transmitirá la información en el interfaz radio. La elección de un canal de transporte u otro se realiza en función de cómo se transfiere la información en el interfaz radio. Se establece una base temporal común para todos los canales de transporte y se introducen un conjunto de parámetros que gestionan y

controlan elementos particulares del esquema de transmisión, como la sincronización, codificación a aplicar, profundidad de entrelazado de las matrices o corrección de errores. Mediante la manipulación de estas variables se consigue ajustar el flujo de información a unas determinadas características requeridas por la capa física, estas características variables con las que debe ser transferida la información se conocen como formato de transporte y son controladas por el parámetro TFI (“*Transport Format Indication*”).

El flujo de bits que circula a través de los diferentes canales de transporte hacia la capa física se agrupa en paquetes de información denominados *Transport Block Sets*. Las unidades que conforman estos conjuntos de información son bloques de transporte TrBk (“*Transport Blocks*”) y son las unidades mínimas de intercambio de información entre la capa física y la L2/MAC. Una restricción importante con respecto al tamaño de los *Transport Blocks* es que el tamaño de estos debe ser el mismo para un mismo servicio, además, los *Transport Blocks* que son intercambiados entre la capa física y la MAC se transfieren usando el mismo canal de transporte y el mismo instante temporal. Un parámetro importante de los canales de transporte es el TTI (“*Transmission Time Interval*”) y define la periodicidad con la que los *Transport Block Sets* son transferidos por la capa física al interfaz radio.

La capa física multiplexa uno o más canales de transporte para formar un flujo continuo de bits denominado CCTrCH (“*Coded Composite Transport Channel*”). Dentro del CCTrCH, los diversos canales de transporte que han sido multiplexados soportarán un determinado formato de transporte cada uno, al conjunto de formatos de transporte disponibles en un CCTrCH se le conoce como TFCI (“*Transport Format Combination Indicator*”).

Los canales de transporte se dividen en canales de transporte dedicados y canales de transporte comunes.

Canales de transporte dedicados.

- DCH. El canal dedicado (“*Dedicated Channel*”) es un canal bidireccional para transmitir datos en modo circuito y es asignado exclusivamente a un terminal de usuario. El DCH es soportado por los canales físicos DPDCH y DPCCH

conjuntamente. Su velocidad de transmisión puede variar cada 10 ms y se utiliza el control de potencia en lazo cerrado “*Closed Loop Power Control*”.

Canales de transporte comunes.

- BCH. Canal de difusión (“*Broadcast Channel*”). Es un canal descendente usado para difundir información específica del sistema y de la celda. Se transmite a una velocidad fija y puede ser recibido por todos los terminales registrados en esa celda.
- FACH. Canal descendente de acceso (“*Forward Access Channel*”). Se usa para transmitir cantidades limitadas de datos a un usuario una vez que lo tiene localizado. Usa el control de potencia lento y su velocidad de transmisión puede variar cada 10 ms.
- PCH. Canal descendente de radiobúsqueda (“*Paging Channel*”). Es usado para transmitir información e indicadores de aviso a todos los usuarios del sector.
- RACH. Canal ascendente de acceso aleatorio (“*Random Access Channel*”). Se usa para que el terminal acceda a la red. Puede transportar cantidades limitadas de datos (sólo “*No Real Time*”) y soporta el control de potencia en lazo abierto. Debido a que varios usuarios pueden intentar usar simultáneamente esta canal, mantiene un mecanismo de control de acceso al medio basado en ALOHA ranurado debido al riesgo de colisiones.
- CPCH. Canal ascendente para transmisión de paquetes (“*Common Packet Channel*”). Se usa para la transmisión de datos en ráfagas o *bursting*. También aquí son posibles las colisiones, dado que varios terminales de usuario pueden competir entre sí para obtener capacidad de transmisión de datos. En contraste con el RACH utiliza un control de potencia rápido y en bucle cerrado, instrumentado en un canal dedicado descendente. El uso del CPCH es opcional, no siendo necesario configurarlo en todas las redes.
- DSCH. Canal descendente compartido (“*Downlink Shared Channel*”). Es utilizado por varios terminales simultáneamente y siempre está asociado a un canal dedicado DCH al que complementa.

3.3.1.3 CANALES FÍSICOS.

Los canales físicos se definen en la capa física y se caracterizan en el modo FDD por el código SF y la fase relativa I/Q. La información procedente de los canales de transporte es mapeada sobre canales físicos que se transmitirán formando radiogramas en el interfaz radio Uu. Los principales canales físicos son:

- DPCH (DPDCH + DPCCH + PDSCH). Se corresponden a los canales físicos dedicados de control y de tráfico de usuario (*“Dedicated Physical Control Channel”*) y (*“Dedicated Physical Data Channel”*). Estos canales mantienen una estructura distinta para el canal ascendente y el descendente.

En el canal ascendente hay un único canal físico de control dedicado DPCCH para controlar la transferencia de datos mientras que los datos de usuario son transferidos hasta por 6 canales DPDCH simultáneos. La velocidad de transmisión de cada DPDCH es determinada por el factor de *spreading* utilizado.

Para el canal descendente se tiene únicamente el canal DPCH (*“Dedicated Physical Channel”*) cuya función equivale a la de los DPCCH y DPDCH conjuntamente. Para ello la información de ambos canales se multiplexa en el tiempo según un patrón determinado.

El canal físico descendente compartido PDSCH (*“Physical Downlink Shared Channel”*) es usado por varios terminales de usuario simultáneamente para recibir datos. Dado que el PDSCH es compartido por varios usuarios, los datos necesitan incorporar una etiqueta de direccionamiento para alcanzar de forma correcta su destino. Este canal va asociado siempre a un canal DPCH, de modo que es posible mantener un DPCH con una tasa de transmisión baja de datos y ocupar brevemente el PDSCH para tráfico en ráfagas.

- SCH (P-SCH + S-SCH). El canal de sincronismo (*“Synchronization Channel”*) se usa para la búsqueda de celda y sincronizar el terminal de usuario a la red. Está formado por dos subcanales: El canal primario de sincronismo PSCH (*“Primary Synchronization Channel”*) usado para el sincronismo de *slot* y el

SSCH (“*Secondary Synchronization Channel*”) usado para el sincronismo de radiograma.

- CPICH. En el sentido descendente las referencias de fase de los otros canales físicos se envían a través del canal piloto común (“*Common Pilot Channel*”). Este canal sirve también para medir la potencia de emisión de los distintos sectores y selecciona pasar a un nuevo sector o mantenerse en el actual dependiendo de la potencia de señal. Utiliza el código primario de *scrambling* PSC del sector, ofreciendo así soporte a las funciones de búsqueda de celda y macrodiversidad y no se corresponde con ningún canal de transporte.
- CCPCH (P-CCPCH + S-CCPCH). Es el canal físico de control común (“*Common Control Physical Channel*”), sólo tiene sentido en el enlace descendente y está formado por dos subcanales: El canal P-CCPCH (“*Primary Common Control Physical Channel*”) se usa para transmitir información del sistema a toda la célula y soporta el canal de *broadcasting* BCH a una tasa fija de 30 Kbps (SF=256). El canal (“*Secondary Common Control Physical Channel*”) se usa para funciones de radiobúsqueda y para tráfico *bursting*, soporta los canales de transporte PCH y FACH.
- PRACH. El terminal de usuario utiliza el canal físico de acceso aleatorio (“*Physical Random Access Channel*”) para comunicarse a través del enlace ascendente con la red en la que desea registrarse o para el envío de datos en pequeñas ráfagas. Soporta el canal de transporte RACH.
- AICH. El canal de indicación de enganche (“*Acquisition Indication Channel*”) se usa para certificar que el terminal de usuario ha realizado con éxito un acceso aleatorio. Sólo tiene sentido en el *downlink* y no se corresponde con ningún canal de transporte.
- PCPCH. El canal físico común para la transmisión de paquetes (“*Physical Common Packet Channel*”) se utiliza para la transferencia de datos en dirección ascendente y soporta el canal de transporte CPCH.
- PICH. Es el canal descendente de indicación de radiobúsqueda (“*Paging indicator Channel*”) y contiene el indicador de *paging* para ayuda a la

radiobúsqueda, notificando al móvil cuando debe leer el PCH. No se corresponde con ningún canal de transporte.

- AP/CD/CA-AICH. Son canales descendentes de estructura similar al AICH y usados para responder a los preámbulos de acceso AP (“*Access Preamble*”), preámbulos de detección CD (“*Collision Detection*”) y de asignación de canales CA (“*Channel Assignment*”) que se dan en el CPCH.
- CSICH. Es un canal descendente para trasportar la información de los indicadores de estado del CPCH (“*CPCH Status Indicator Channel*”). Funciona multiplexado en el tiempo con el AP-AICH y no se corresponde con ningún canal de transporte.

En la siguiente figura [3.10] se representa de forma simplificada la correspondencia y el mapeo de los distintos canales lógicos sobre los canales de transporte, y de estos sobre los principales canales físicos.

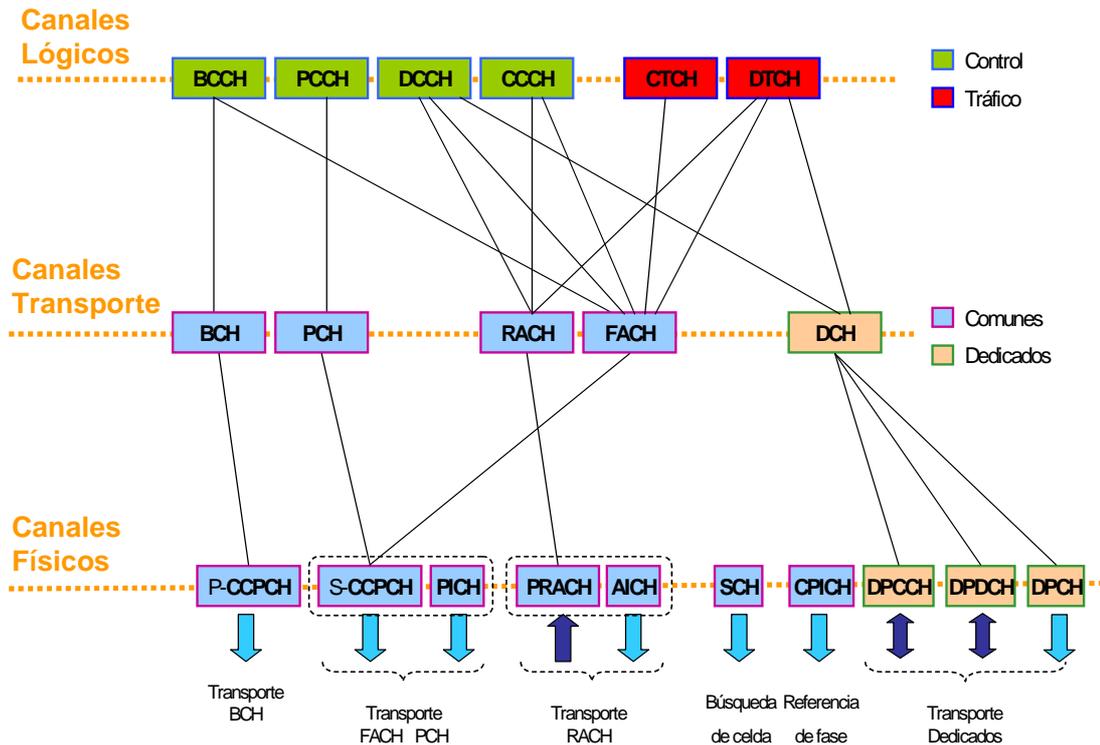


Figura 3.10. Mapeado de canales UTRAN FDD.

Cada canal lógico es transmitido por el nodo B a través del interfaz IuB en el plano de usuario donde se establecen las estructuras de las tramas y los procedimientos de señalización en banda para cada canal. El tráfico del plano de usuario se transmite sobre protocolos AAL2 de ATM, añadiendo a cada PDU las correspondientes cabeceras.

Junto al tráfico de usuario, se transmiten hacia la red los mensajes destinados a la señalización interna del sistema UMTS y los mensajes de gestión y control de red, para ello se definen 2 planos adicionales, el plano de control de la red radio y el plano de control de la red de transporte.

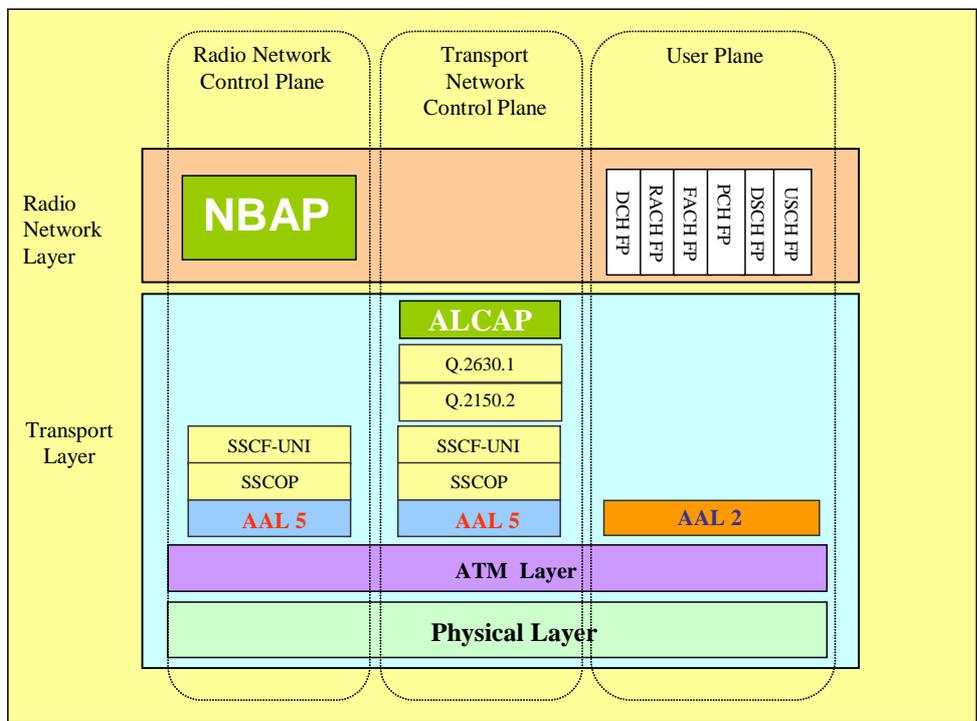


Figura 3.11. Estructura de protocolos en Interfaz IuB.

En el plano de control de la red radio se incluye el protocolo NBAP “*Node B Application Part*” para establecer la comunicación interna entre el Nodo B y la RNC. En el plano de control de la red de transporte, se define el protocolo ALCAP “*Access Link Protocol Application Part*” para la señalización de red.

El tráfico procedente de los planos de control de la red radio y de la red de transporte se transmite sobre protocolos AAL5 de ATM, priorizándolo frente al tráfico de usuario AAL2, permitiendo así que en situaciones de congestión del IuB, aunque se pierda tráfico de usuario no se pierda la gestión del nodo B para poder recuperar una situación estable.

4. CAPA FÍSICA DE UN SISTEMA 3G.

4.1 MULTIPLEXACIÓN Y CODIFICACIÓN.

4.1.1 DESCRIPCIÓN.

El flujo de datos desde y hacia la capa L2/MAC y capas superiores es procesado en la capa física para ofrecer un servicio de transporte fiable sobre el enlace de transmisión radio en el interfaz Uu. En esta etapa de multiplexación y codificación intervienen procesos de detección y corrección de errores, adaptación de velocidad, entrelazado y mapeado de canales de transporte sobre canales físicos.

Este proceso de multiplexación y codificación sólo es aplicable a los canales de transporte DCH, RACH, CPCH, DSCH, BCH, FACH y PCH, aunque este trabajo se centrará en su aplicación a los canales de transporte dedicados o DCH.

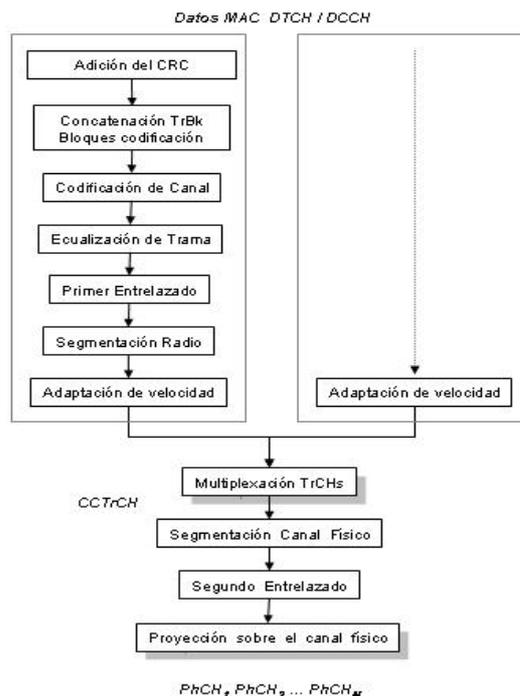


Figura 4.1. Diagrama de procesos en el Uplink / Modo FDD

Aunque el enlace ascendente o *uplink* y el descendente *downlink* comparten la mayoría de los procesos en el modo FDD, la estructura de cada enlace es distinta como se puede ver en las figuras [4.1] y [4.2].

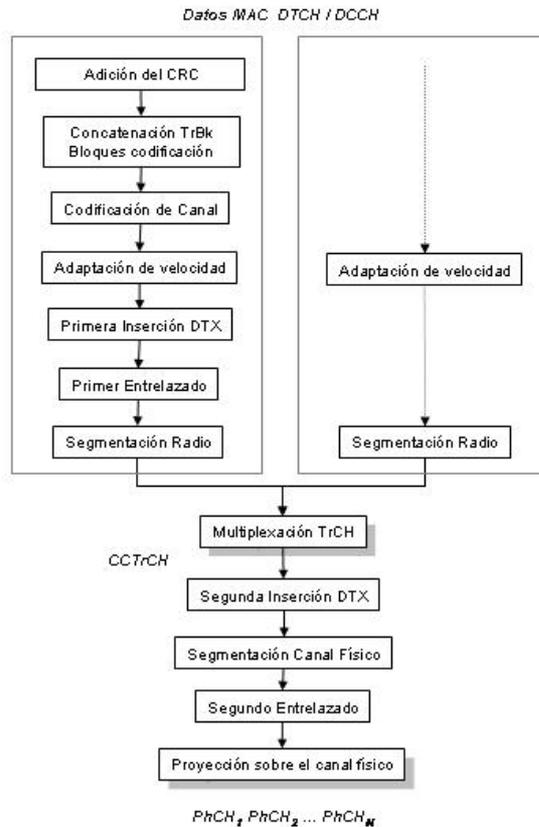


Figura 4.2. Diagrama de procesos en el Downlink / Modo FDD

De forma general, los datos procedentes de la capa L2/MAC llegan en forma de TrBk (*Transport Block Sets*) cada intervalo de transmisión TTI (*Transmisión Time Interval*) en forma de tramas. Cada trama será procesada de forma independiente según el formato de transporte elegido y será mapeada sobre un canal físico que será transmitido en el interfaz Uu.

4.1.2 PROCESADO EN CAPA FÍSICA.

4.1.2.1 ADICIÓN DEL CRC.

La capacidad de detección de error se consigue mediante a la adición de bits CRC (*Cyclic Redundancy Check*) a cada TrBk. Este CRC permitirá detectar que tramas son erróneas para que las capas superiores indiquen en cada caso, si procede o no retransmisión en función del tipo de tráfico soportado.

El tamaño del CRC será de 24, 16, 12, 8 o 0 bits. Las capas superiores deciden que CRC es aplicable a cada TrCH (*Transport Channel*) según el formato de transporte TFC (*Transport Format Combination*) elegido. Para calcular los bits de CRC de cada bloque, se usa el TrBk completo. Los bits de paridad del CRC son generados por uno de los siguientes polinomios generadores:

$$G_{CRC24} = D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1;$$

$$G_{CRC16} = D^{16} + D^{12} + D^5 + D + 1;$$

$$G_{CRC12} = D^{12} + D^{11} + D^3 + D^2 + D + 1;$$

$$G_{CRC08} = D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1;$$

Estos bits de CRC calculado se añadirán al final de cada trama o TrBk, incrementando por tanto la tasa binaria del sistema.

4.1.2.2 CONCATENACIÓN TrBk Y SEGMENTACIÓN DE BLOQUES.

Tras la adición de los bits CRC a cada TrBk, se realiza la concatenación de todos los bloques que se hayan producido en el TTI establecido. La secuencia total tendrá una longitud X_i , donde $X_i = M \cdot B_i$.

Tras la concatenación se realizará la segmentación de la secuencia de bits. Esta secuencia no debe superar la longitud máxima establecida para la codificación, que será $Z_1=504$ bits para códigos convolucionales y $Z_2=5114$ bits para turbo códigos.

Todos los bloques de código después de la segmentación serán del mismo tamaño. El número de bloques de código en un TrCH se denomina C_i y si el número de bits a segmentar X_i no es múltiplo de C_i , se añaden bits a 0 de relleno al principio del primer bloque hasta conseguir que la longitud sea múltiplo de C_i . En el caso de usar turbo códigos y la longitud de la secuencia inicial $X_i < 40$, los bits a 0 de relleno se añaden al principio del código bloque (no se realiza la segmentación). Esto último nos da una estimación sobre la longitud de la trama a la entrada de los codificadores de canal.

4.1.2.3 CODIFICACIÓN DE CANAL.

La codificación de canal consiste en introducir bits de redundancia en la señal para proteger los datos de usuario cuando estos son transmitidos por el canal. Las técnicas más comunes para garantizar la integridad de la información son las llamadas FEC (“*Forward Error Correction*”) y ARQ (“*Automatic Repeat Request*”). La codificación de canal es una estrategia FEC y en los sistemas 3G como UMTS suele usarse se forma conjunta con ARQ. La codificación de canal permite la corrección de tantos bits erróneos como sea posible, reduciendo la frecuencia de las retransmisiones.

El hecho de que en capas superiores se use ATM como sistema de transmisión, hace que UMTS necesite una capa física muy fiable para evitar al máximo las retransmisiones, ya que estas retransmisiones restaran ancho de banda disponible VBR (“*Variable Bit Rate*”) al ATM para datos L2/MAC. La decisión de retransmitir una trama dependerá de la calidad del servicio o QoS que se haya asignado a cada canal lógico. En el caso de voz sobre canales DTCH a 12,2 kbps, se mapearán sobre VCCs/AAL2 ATM con VBR *Real-Time*, por lo que no será posible realizar retransmisiones de paquetes para no aumentar el retardo del sistema. Para datos sobre canales lógicos DTCH a 64, 144 y 384 Kbps se mapearán sobre VCCs/AAL2 ATM con VBR *No Real-Time*, por lo que dependerá de la QoS que se contrate con el operador la posibilidad de retransmisiones o no.

La relación E_b/N_o mínima necesaria para una tasa de error dada, disminuye con el uso de codificadores de canal y las técnicas de entrelazado, obteniendo así, cierta

ganancia de codificación. La utilización o no de codificadores de canal depende del tipo de canal de transporte que se este utilizando tal y como se puede observar en la tabla [4.1].

La ganancia de codificación para un código corrector se define como la disminución en la E_b/N_o necesaria para una misma BER en comparación con el caso en que no se usa código corrector, manteniendo constantes el resto de parámetros del sistema. El uso de codificadores de canal implica por un lado un incremento en la tasa de bits, por lo que se reduce la relación E_b/N_o y por consiguiente un aumento de BER, por otro lado en el proceso de decodificación se produce una disminución de la BER debido a la capacidad correctora de código. Aunque estos 2 efectos se contraponen, una adecuada elección del punto de trabajo E_b/N_o del sistema hace que el segundo efecto predomine dando lugar a ganancias de codificación positivas.

UMTS utiliza un codificador convolucional $1/2$ o $1/3$, es decir, cada bit de entrada genera 2 o 3 bits de salida, aunque también es posible no usar codificación de canal. El codificador consiste en un circuito secuencial en forma de registros de desplazamiento de 8 celdas formando estructuras de Trellis. Debido a la propia memoria inherente al registro, cada bit de las dos/tres secuencias de salida del codificador contiene implícitamente información de los 8 bits anteriores, por lo que aumenta la distancia entre las secuencias de salida y así se obtiene una mayor tolerancia a los errores introducidos por el canal en el interfaz radio (U_u).

El estándar también contempla la posibilidad de usar un codificador turbo de 8 estados con velocidad de salida $1/3$, que incorpora una matriz adicional de entrelazado interno. Los codificadores turbo son una combinación de dos codificadores simples. La entrada es un bloque de K bits de información y los 2 codificadores generan bits de paridad a partir de dos simples codificadores convolucionales recursivos, cada uno con un número pequeño de estados. Lo más sobresaliente de los codificadores turbo es la introducción de una matriz de entrelazado que realiza una permutación de filas según un patrón establecido, con lo que se realiza un entrelazado de los K bits originales antes de introducirlos en el segundo codificador convolucional. El efecto final es que se generan 2 secuencias que gozan de cierta diversidad, en el sentido de que usualmente cuando un codificador genera palabras de código débiles el otro aporta mayor robustez.

Existen 3 tipos de codificación de canal según el tipo de canal de transporte TrCH que sea entregado [TS25212]. Se resumen en la siguiente tabla [4.1]:

Tabla 4.1. Codificaciones permitidas según tipo de TrCH.

Canal de Transporte TrCH	Codificación	Tasa de Codificación
BCH	Código Convolutacional	1/2
PCH		
RACH		
CPCH, DCH, DSCH y FACH		1/3, 1/2
	Turbo Código	1/3
	Sin Codificación	1/1

El proceso de decodificación es más complejo, ya que la señal recibida es una versión ruidosa de la señal recibida, por lo que los decodificadores deben asignar a la señal recibida la secuencia transmitida más probable. Existen 2 modalidades para realizar este proceso, “*Soft Decisions*” y “*Hard Decisions*”.

- *Soft Decisions*. El decodificador utiliza directamente las salidas del filtro adaptado o lo que es lo mismo, las variables de decisión. De este modo se consigue una medida de la verosimilitud de la estimación obteniendo mejores prestaciones en términos de probabilidad de error. El uso de *Soft Decisions* aumenta la complejidad del sistema y el número de operaciones necesarias, para contrarrestar este aumento de complejidad se suele usar con el algoritmo de Viterbi o con el algoritmo Log-MAP.
- *Hard Decisions*. Se obtiene directamente una estimación de la secuencia codificada, ya que previamente se ha comparado a la salida de los filtros adaptados con una serie de umbrales.

En la decodificación de códigos convolucionales existen varios algoritmos que soportan *Soft* y *Hard Decisions*, los más usados son:

- SDA. (*Sequential decoding algorithm*).
- *Feedback Decoding*.
- Algoritmo de Viterbi.
- Algoritmo Log-MAP o Turbo Decodificación Iterativa.

Se considera que el algoritmo de Viterbi es óptimo en el sentido de que produce la mínima probabilidad de error para la secuencia decodificada según el criterio MAP y con una carga computacional aceptable, es decir, elige la secuencia cuya probabilidad a posteriori es mayor. La secuencia más probable siempre puede encontrarse mediante la realización de una búsqueda exhaustiva, pero implicaría una cantidad ingente de operaciones. El algoritmo de Viterbi aprovecha la memoria finita del codificador para reducir drásticamente el número de operaciones para encontrar la secuencia más probable. El número de operaciones necesario depende exponencialmente del número de celdas usado, por lo que en la práctica suele limitarse a 9. En UMTS se utilizan registros de desplazamiento de 8 celdas, con lo que se consiguen ganancias de codificación entre 3 y 6 dB con *Soft decisions* y de sólo 2 dB en el caso de *Hard decisions* [Rábanos01].

La turbo decodificación iterativa se fundamenta en el algoritmo Log-MAP (“*Log-Maximum Posteriori*”) y es una variante del algoritmo de Viterbi. El decodificador está formado por 2 componentes decodificadores convolucionales que funcionan en paralelo y que decodifican los bits recibidos por su correspondiente componente decodificador. El primer componente decodificador produce además cierta información extrínseca no relacionada con los bits de entrada, que permite al segundo componente decodificar los mismos bits recibidos con una tasa de error menor. El proceso se repite hasta que se obtiene la tasa de error deseada, teniendo en cuenta que por cada iteración se aumenta el grado de complejidad. Este método es el que proporciona el mejor rendimiento en decodificación a costa de una carga computacional relativamente baja, ya que se estima en torno al doble que la del algoritmo de Viterbi para las mismas ganancias de

codificación. Este tipo de codificación no está aun estandarizada en V.5 pero está entre las propuestas de estandarización del 3GPP. [Berrou93] [Márquez00].

4.1.2.4 ECUALIZACIÓN DE RADIOTRAMA.

La ecualización del tamaño de la trama, consiste en la adición de bits de relleno o *padding* con la intención de asegurar que la salida se podrá segmentar en tramas del mismo tamaño tal y como veremos en el bloque 1.2.6 (Radio Frame Segmentation).

Se añaden bits a 0 al final de la trama hasta la longitud indicada, así se consigue que todas las tramas radio tengan el mismo número de bits. El número de tramas radio entre las que repartir depende del TTI. Como el TTI puede ser 10, 20, 40 u 80 ms, el número de tramas será 1, 2, 4 u 8, ya que una radiograma dura 10 ms.

Este proceso sólo se realiza en el *uplink*. En el *downlink* no se realiza esta operación de *padding* ya que la longitud de la trama se ajusta con los procesos de adaptación de velocidad o *Rate Matching* y la inserción de los bits DTX (bits indicadores de transmisión discontinua).

4.1.2.5 INSERCIÓN DE BITS DE TRANSMISIÓN DISCONTINUA DTX.

En el *downlink*, después de la multiplexación se realiza la inserción de bits de indicación de transmisión discontinua o bits DTX, estos bits son usados para rellenar la radiograma hasta el número de bits indicado. El punto de inserción depende de si se están usando o no posiciones flexibles de los TrCH en las radiogramas y es la UTRAN la encargada de decidir para cada CCTrCH el uso o no de posiciones flexibles. Los bits DTX indican solamente cuando la transmisión debe ser parada y no son transmitidos. Es importante destacar que este proceso sólo se realiza en el *downlink*.

El proceso de inserción de los bits DTX se realiza en dos bloques y existe una diferencia fundamental entre ellos. La primera inserción de bits DTX se usa con posiciones de bits fijas y la segunda con posiciones de bits flexibles y esto indica el punto de inserción de los indicadores DTX.

Los dos bloques de inserción de bits DTX entregan a su salida bits con valores 0/1, que posteriormente se van transmitir, y bits con valor d , que no se transmitirán aunque en los siguientes procesos de la cadena de multiplexación, estos bits d se traten de igual forma a los bits 0/1.

En la primera inserción de bits DTX, el uso de posiciones fijas significa que para un canal de transporte dado se usa la misma cantidad de símbolos y si la velocidad de transmisión está por debajo del máximo se usan bits DTX para estos símbolos. Se añaden bits d hasta completar el número de bits. Estos bits quedaran todos diseminados después del primer entrelazado.

En la segunda inserción de bits DTX, el uso de posiciones flexibles es diferente en el sentido de que los bits de canal no usados para un servicio, pueden ser usados para otro servicio. Esto es útil cuando es posible tener una combinación de canales de transporte donde no todos necesitan ser capaces de alcanzar la velocidad máxima de transmisión de datos simultáneamente, pero pueden, en cambio alternar esa necesidad de transmisión a velocidad máxima. Al igual que en la primera inserción, los bits d se añaden al final de la trama y de nuevo quedaran diseminados tras el segundo entrelazado.

4.1.2.6 PRIMER ENTRELAZADO.

Este primer entrelazado o *interleaving* consigue una primera dispersión de los posibles errores introducidos en el canal radio, facilitando así la corrección de errores a los decodificadores de canal.

Los desvanecimientos tipo Rayleigh típicos en entornos móviles como UMTS, tienen un efecto adicional al de la propia atenuación por el que introducen memoria en el canal, debido a que los errores se producen en forma de ráfagas, es decir, los errores en el canal aparecen agrupados. Además los códigos convolucionales usados en la etapa de codificación de canal sólo son válidos para canales sin memoria. La solución a este problema pasa por hacer las transformaciones necesarias en el canal con el objetivo de eliminar este efecto memoria, para ello se realiza un entrelazado de los símbolos de

modo que los errores introducidos en el canal queden dispersados al realizar el desentrelazado [Rábanos01].

En UMTS este primer entrelazado se consigue mediante la permutación de columnas. Los bits se introducen por filas en una matriz de 1, 2, 4 u 8 columnas (según sea el TTI, de 10, 20, 40 u 80 ms respectivamente). Una vez completada la matriz se realiza la permutación de columnas según un patrón concreto y finalmente se leen los bits por columnas.

Más detalladamente: En primer lugar la trama de entrada de longitud T_i se transforma en una matriz de dimensiones $[T_i / (TTI/0.010)] \times [TTI/0.010]$, obteniendo así una matriz de 1, 2, 4 u 8 columnas. Los patrones de permutación de columnas serán los siguientes:

Tabla 4.2. Patrón de permutación de columnas 1^{er} Entrelazado.

TTI	Numero de Columnas	Patrón de Permutación
10 ms	1	< 0 >
20 ms	2	< 0 1 >
40 ms	4	< 0 2 1 3 >
80 ms	8	< 0 4 2 6 1 5 3 7 >

Una vez realizada la permutación se transforma la matriz de nuevo en una trama de longitud T_i . Tal y como vemos en la tabla [4.2] anterior, sólo se aplica entrelazado en el caso de usar TTI igual a 40 u 80 ms, pues como se puede observar, en los casos de TTI igual a 10 y 20 ms se mantiene el orden inicial.

En la práctica el periodo típico de variación de un canal con desvanecimiento Rayleigh es de aproximadamente de 60-70 ms [Holma&Toskala01], por lo que para valores de TTI de 40-80 ms si se hace necesario este entrelazado. Para valores de TTI de 10-20 ms, la realización de este primer entrelazado no añade mejora significativa puesto que posteriormente se realiza un segundo entrelazado aún más profundo, sin embargo sí añade una mayor carga computacional e incluso un retraso de procesado.

En el enlace descendente, adicionalmente al proceso anterior y antes de realizar la permutación de columnas, en modo comprimido por *puncturing*, algunos bits son marcados con un 4º valor distinto de $\{0, 1, d\}$ y son llamados bits p . Son introducidos

mediante indicación de las capas superiores en las radiotramas que van a ser comprimidas, en las posiciones correspondientes a los primeros bits de las radiotramas. Estos bits p serán borrados en una etapa posterior de la cadena de multiplexación. El *puncturing* adicional será realizado en la etapa de adaptación de velocidad *Rate Matching* en el TTI que contiene la radiograma comprimida sobre el hueco creado en estos p bits [TS25212]. El algoritmo de inserción/extracción de estos bits p , así como otros detalles de este proceso, se pueden consultar en la página 21 del documento 3GPP TS 25.212 Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

4.1.2.7 CONCATENACIÓN Y SEGMENTACIÓN DE RADIOTRAMAS.

Cuando el TTI es mayor de 10 ms, la secuencia de bits de entrada es segmentada y mapeada en N_i radio tramas consecutivas de longitud F_i , donde $N_i = \text{TTI}/0.010$. En una etapa anterior se realizaba la ecualización de la trama para asegurar que la secuencia de entrada es un múltiplo entero de F_i . La longitud máxima de cada segmento, viene determinada por la velocidad de cada TrCH y la reserva de bits que hay que hacer para los bits de control.

4.1.2.8 ADAPTACIÓN DE VELOCIDAD.

La adaptación de velocidad (*rate matching*) consiste en la repetición o eliminación de determinados bits sobre un canal de transporte TrCH. Las capas superiores asignan atributos de adaptación de velocidad para cada canal de transporte, este atributo puede ser semi-estático o dinámico, ya que puede cambiar de trama a trama. Existen 2 niveles de adaptación de velocidad.

- Ajuste de velocidad estático. Asociado con los atributos semiestáticos de los canales de transporte.
- Ajuste de velocidad dinámico. Asociado con los atributos dinámicos de los datos que fluyen desde la MAC.

Ambos niveles están gestionados por la RRC, que es la encargada de configurar los diferentes parámetros para su implementación en la capa física, ya que el número de bits que se transfieren cada TTI vía canales de transporte puede ser modificado mediante la elección de los diversos formatos de transporte TFC. Del mismo modo los atributos semiestáticos también pueden ser modificados mediante señalización.

Varios canales de transporte TrCHs se pueden multiplexar en un CCTrCH, posteriormente, este CCTrCH se distribuye en varios canales físicos PhCH. El número de bits en un CCTrCH después de la multiplexación puede variar entre los diferentes TTIs. En el ajuste de la longitud en un TrCH en una trama determinada influyen el número de bits de ese TrCH y de los otros TrCHs del CCTrCH, así como los atributos de cada TrCH.

En el *uplink*, cuando el número de bits entre los diferentes TTIs varían, los bits son repetidos o eliminados (“*repeat*” o “*puncturing*”) conforme a un determinado algoritmo, para asegurar que la tasa total de bits después de la multiplexación de los TrCHs está ajustada a la tasa de bits del canal físico dedicado sobre el que se transmitirá.

En el *downlink*, la transmisión de bits es interrumpida si el número de bits es menor que el máximo permitido, consiguiendo adaptar la velocidad mediante operaciones de *buffering*.

4.1.2.8.1 PARÁMETROS DE ADAPTACIÓN DE VELOCIDAD EN UPLINK.

En el *uplink*, la eliminación de bits es aplicada para ajustar la tasa de bits en el CCTrCH a la tasa de bits del canal físico PhCH. La tasa de bits de los canales físicos está limitada por la capacidad del móvil UE y las restricciones impuestas por la UTRAN, debidas a las limitaciones del factor de *spreading* del canal físico.

En esta etapa, el principal parámetro se denomina *PL* (“*Puncturing Limit*”), este valor limita la cantidad de “*puncturing*” que puede ser aplicado de manera que se eviten problemas derivados de multicódigo y permitir el uso de factores de *spreading* mayores. Este parámetro es indicado por las capas superiores. Si consideramos el “*puncturing*” como el proceso de eliminación de bits, el máximo porcentaje de bits eliminados permitido sería $(1-PL)*100\%$ [TS25212].

El número de bits disponible en una radiograma de un PhCH depende del factor de *spreading* SF_{UL} elegido y su valor en el *uplink* puede ser calculado como se indica a continuación:

$$N_{data, SF_{UL}} = 150 * 256 / SF_{UL}$$

Con lo que los valores de $N_{data, SF_{UL}}$ variarán entre 150 bits para $SF = 256$ y 9600 bits para $SF = 4$.

El algoritmo completo para la aplicación del *Rate Matching* en el *uplink*, se puede consultar en las páginas 26-29 del documento 3GPP TS 25.212 Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

4.1.2.8.2 PARÁMETROS DE ADAPTACIÓN DE VELOCIDAD EN DOWNLINK.

En el *downlink* al contrario que en *uplink*, hay que distinguir entre canales compartidos DSCH (*Downlink Shared Channel*) y el resto de canales.

De forma similar al *uplink*, el número de bits en una radiograma de un PhCH se calcula como:

$$N_{data} = P * 15 * (N_{data1} + N_{data2})$$

Donde N_{data1} y N_{data2} están definidos por el estándar y dependen del formato de transporte TFC elegido y P es el número de canales físicos PhCH usados por el canal de transporte CCTrCH. Al contrario que en el *uplink*, se aplica el mismo esquema de adaptación de velocidad para los TTIs que contengan radiogramas comprimidas como para aquellos TTIs que contengan radiogramas no comprimidas.

En el caso de canales compartidos DSCH proceso es similar con la particularidad que el DSCH ocupará posiciones flexibles dentro del CCTrCH, por lo que el proceso de adaptación de velocidad en este caso es más complejo.

El algoritmo completo para la aplicación del *Rate Matching* en el *downlink* así como otros detalles para el caso de aplicación de turbo códigos, se pueden consultar

en las páginas 29 a 41 del documento 3GPP TS 25.212 Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

4.1.2.9 MULTIPLEXACIÓN DE CANALES DE TRANSPORTE.

Los distintos canales de transporte TrCH entregan tramas al multiplexor cada TTI y este genera nuevas tramas cada 10 ms para componer el CCTrCH (“*Coded Composite Transport Channel*”). Estas tramas CCTrCH tienen distinta longitud y se crean mediante operaciones de *buffering* y concatenación. Existen dos tipos de CCTrCH.

- Dedicado. Resultante de multiplexar uno o varios DCHs.
- Común. Resultado de multiplexar los diferentes canales de transporte comunes (BCH, PCH, CPCH, DSCH y FACH).

Además hay que tener en cuenta algunas limitaciones en la multiplexación de algunos canales:

- No se pueden mezclar canales comunes con dedicados en un mismo CCTrCH.
- No se permite la transmisión de 2 o más CCTrCH en *uplink* simultáneamente.
- El canal de transporte RACH no puede ser multiplexado con otros canales, aunque esto no excluye el caso en que vaya paralelo con ellos.

La longitud de estas tramas en el *uplink* será:

$$S_{SF_UL} = 150 * 256 / SF_{UL}$$

Variando entre 150 bits para $SF_{UL} = 256$, típico de un DPCCCH a 15 kbps, y 9600 bits con $SF_{UL} = 4$ en el caso del DPDCH a 960 kbps, correspondiente a un DCCH a 2,5 Kbps y un DTCH a 384 kbps.

En el *downlink*, la longitud de las tramas se calcula de forma similar pero depende además de los bits de indicación de transmisión discontinua DTX que se transmiten en la siguiente etapa.

4.1.2.10 SEGMENTACIÓN EN CANALES FÍSICOS.

La segmentación en canales físicos se realiza tanto en el *uplink* como en el *downlink* y consiste en la división de los bits de entrada entre los diferentes PhCH. Si denotamos como X el número de bits de entrada y P el número de canales físicos que estamos usando, cada radiograma después del proceso de segmentación debe tener U bits, donde para el modo no comprimido:

$$U = X/P$$

Ya que en los procesos anteriores de la cadena de multiplexación se ha asegurado que la entrada a este bloque tenga una longitud de $P \cdot U$ bits.

En el caso de usar el modo comprimido el número de bits por radiograma U , depende del número de bits de entrada X y del número de canales físicos P , además de otros parámetros derivados del uso de compresión como son TGL y N_{data} [25212].

$$U = (X - N_{TGL} - (N_{data} - N'_{data})) / P$$

Se pueden encontrar más detalles al respecto en la página 43 del documento 3GPP TS 25.212 Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

4.1.2.11 SEGUNDO ENTRELAZADO.

El segundo entrelazado consiste en una reordenación de los bits de entrada, de modo que se insertan los bits por filas en una matriz de 30 columnas y tantas filas como sean necesarias. El número de filas necesarias en el *uplink* será $R2 = 5 \cdot 256 / SF_{UL}$,

tomando $R2$ valores entre 5, para un factor de *spreading* de 256, y 320, para un factor de *spreading* de 4. En el *downlink* en el caso que hubiera huecos se rellenarían con bits de relleno o bits de *padding* y posteriormente se realiza una permutación entre las columnas siguiendo un patrón establecido [TS25212].

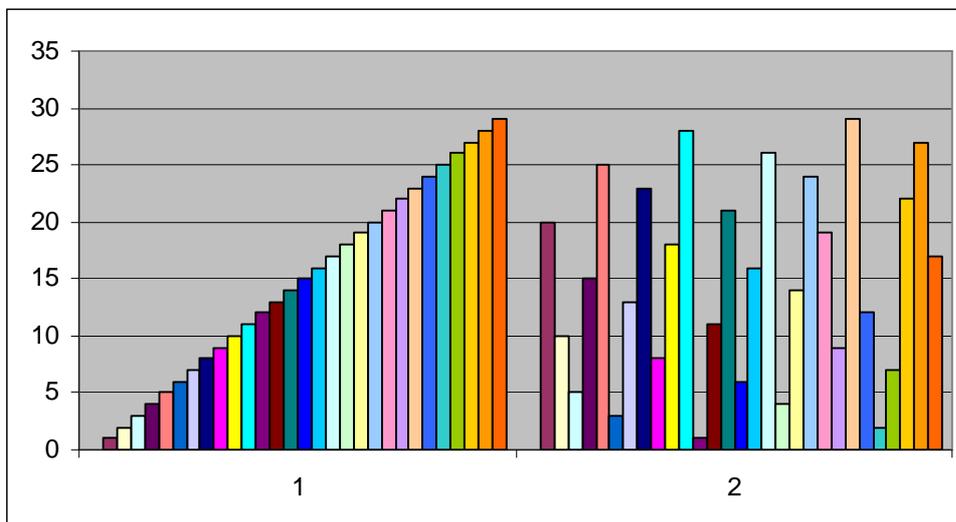
Tabla 4.3. Patrón de permutación de columnas 2º Entrelazado.

Numero de Columnas	Patrón de Permutación
30	$\langle 0, 20, 10, 5, 15, 25, 3, 13, 23, 8, 18, 28, 1, 11, 21, 6, 16, 26, 4, 14, 24, 9, 19, 29, 12, 2, 7, 22, 27, 17 \rangle$

Una vez realizada la permutación de las columnas, se extraen los bits por columnas y se eliminan los bits p de relleno (sólo en el caso de *downlink*), así se consigue que la salida tenga el mismo tamaño que la entrada.

Gráficamente, el resultado de la permutación de las columnas se puede observar en el siguiente gráfico.

Tabla 4.4. Efecto de la permutación de columnas en el 2º entrelazado.



4.1.2.12 PROYECCIÓN SOBRE EL CANAL FÍSICO.

La proyección sobre el canal físico consiste en el mapeado de los bits correspondientes en los campos de datos de cada canal físico. Hay algunas diferencias entre el *uplink* y el *downlink*.

En el *uplink* los bits procedentes del canal DPDCH se mapearan en un único campo de datos y el canal físico utilizado debe estar completo. La única excepción es cuando el usuario está en modo comprimido, en este caso la transmisión puede ser parada durante *slots* consecutivos de una radiograma bajo ciertas condiciones.

El canal físico DPCCH no está sometido al procesado de multiplexación y codificación descrito en los apartados anteriores debido a que tiene origen en la capa L1 y no en L2/MAC como el DPDCH. Las características de este canal hacen que no sea necesario dotarlo de protección, de hecho al llevar aplicado $SF = 256$ la capacidad correctora de la etapa de *spreading* y *scrambling* sea suficiente para transmitir este canal por el interfaz radio (Uu).

El mapeado en el *downlink* se realiza sobre 2 campos de datos, ya que DPDCH y DPCCH van juntos compartiendo radiograma. Además los bits de valor d insertados en la etapa de inserción de bits DTX no se transmiten, por lo que al contrario que en el *uplink*, no es necesario que los canales físicos vayan completos.

4.1.3 CARACTERÍSTICAS DEL MODO COMPRIMIDO.

En los sistemas de 3ª generación existirá una estructura celular jerárquica basada en los conceptos de pico, micro y macro células. Por ejemplo, una situación típica en aquellos puntos con gran concentración de tráfico, llamados comúnmente "*hots spots*", será disponer de una macrocélula dentro de la cual operarán una serie de micro o picocélulas. Aunque el sistema WCDMA permitiría el uso de los mismos canales de radiofrecuencia para las diferentes microcélulas del entorno, los problemas con el control de potencia y las excesivas interferencias aconsejarán en muchas ocasiones asignar diferentes bandas a cada una de ellas.

En este tipo de escenarios surge la necesidad de realizar *handovers* interfrecuenciales, es decir, traspaso entre diferentes canales de radiofrecuencia e incluso traspasos entre sistemas distintos como TDD y GSM. El problema con este tipo de *handovers* (*softer&soft&hard*) es que se presupone que los equipos serán capaces de monitorizar los canales piloto y transmitir y recibir señales casi instantáneamente en 2 frecuencias diferentes. Esta aplicación heredada del GSM (semiduplex), no es tan inmediata en UMTS (fullduplex), para solucionar este contratiempo se utiliza el modo comprimido.

El funcionamiento básico consiste en que las tramas habituales de 10 ms se comprimen en ráfagas de menor duración, con el objetivo de dejar huecos, conocidos como “*gaps*”, que puedan ser usados para sintonizar el transceptor radio del equipo a otra frecuencia, monitorizar el canal CPICH y averiguar el *Primary Scrambling Code* de la estación base adyacente e intentar contactar con ella (o en su caso el BCCH si se realizase un *handover* hacia GSM).

De esta manera, en una trama comprimida entre los *slots* N_{first} y N_{last} no se envía información alguna. Es la red UTRAN la encargada de decidir que tramas se han de comprimir, estas pueden aparecer periódicamente o ser demandadas por las capas superiores y la longitud podrá ser de 3, 4, 7, 10 o 14 *slots*, abarcando 1 o 2 radiotramas consecutivas, pero respetando siempre que en cada trama se transmitan al menos 8 de los 15 intervalos de cada radiograma [TS25212]. Existen 3 métodos básicos para la reducción del tiempo de transmisión.

- *Puncturing*. Sólo realizable en el *downlink* mediante la eliminación de bits durante la codificación del canal. Se consigue mediante la inserción de bits de transmisión discontinua DTX.
- Reducción de *SF*. Consiste en la reducción del *SF* a la mitad, con lo que se consigue una compresión de 2, es decir, se realiza la transmisión en 5 ms dejando otros 5 ms libres. A diferencia de la anterior, una reducción del *SF*, puede traducirse en determinados entornos en un aumento de la tasa de error de chip, en este caso se confiaría a los codecs la capacidad de corrección de este incremento de BER.

- Planificación por capas superiores. Las capas superiores restringen el conjunto de formatos de transporte TFC de forma que se conoce el número máximo de bits entregados a la capa física y se puede programar el “*gap*”.

En la siguiente tabla [4.5] podemos encontrar los diferentes métodos de compresión aplicables a cada enlace.

Tabla 4.5. Métodos de compresión.

Tipo	Uplink	Downlink
Puncturing		<input checked="" type="checkbox"/>
Reducción de SF	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Planificación High Layers	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

4.2 SPREADING & SCRAMBLING.

4.2.1 INTRODUCCIÓN.

El principio de operación básico de cualquier sistema DS-CDMA (“*Direct Sequence Division Multiple Access*”) es la multiplicación de los bits de información por una secuencia de código que ofrezca ortogonalidad. En UMTS, a diferencia de otros sistemas 3G, coexisten 2 tipos de códigos diferentes, códigos de *spreading* o de canalización y códigos de *scrambling* o de aleatorización. Los códigos de canalización secuencias ortogonales del tipo OVSF y mantienen la ortogonalidad entre sí siempre que estén sincronizados, mientras que los códigos de *scrambling* son del tipo *Gold*. Su función concreta varía según estemos en *uplink* o *downlink*. Mientras que en el *uplink* los códigos de *scrambling* identificaran al usuario móvil, en el *downlink* identificaran a la estación base o Nodo B.

En el *uplink* los códigos de canalización se usan para distinguir entre los diferentes canales físicos transmitidos por un mismo usuario, mientras que los códigos de *scrambling* se utilizan para separar las transmisiones de los diferentes usuarios. La utilización de los códigos de *scrambling* es necesaria porque no existe sincronización entre los usuarios y el correspondiente sector del nodo B y estos códigos tienen mejores características de correlación que los de *spreading*.

En el *downlink*, los códigos de canalización se utilizan para poder distinguir a los usuarios. Esto es posible porque al ser la estación base la única implicada, todas las transmisiones estarán sincronizadas y se puede asegurar su ortogonalidad. En este caso los códigos de *scrambling* se usan para discriminar entre las transmisiones entre los sectores del Nodo B o entre sectores de Nodos B adyacentes.

Cualquier canal físico, tanto en *uplink* como en *downlink*, proporciona una secuencia real de bits a una tasa determinada según el servicio MAC que sustenta. Esta señal debe ser sobremuestreada (“*upsampling*”) hasta alcanzar la tasa de chips de referencia del sistema UMTS, es decir, 3.84 Mcps (38400chips/0.010s) en bloques de 256 chips. El factor de sobremuestreo en cada caso será el factor de *spreading*

correspondiente a cada servicio, aunque para un mismo servicio el factor de *spreading* en el *downlink* será doble al del *uplink*. Esta diferencia es debida a que en el *downlink* el proceso de separación de los bits pares/impares y su posterior suma como parte real e imaginaria hace que la tasa de chip se reduzca a la mitad. Como la tasa de chip debe ser de 3.84 Mcps tanto en *downlink* como en *uplink*, en el *downlink* se corrige mediante un factor de *spreading* doble al necesario para ese servicio en el *uplink*. Es decir, para un servicio de voz a 12,2 kbps, se usará $SF_{UL} = 64$ en el *uplink* y $SF_{DL} = 128$ en *downlink*.

4.2.2 ESQUEMAS DE APLICACIÓN.

Los esquemas de aplicación de los códigos de *spreading* y *scrambling* son distintos en el *uplink* y el *downlink* aunque comparten cierto paralelismo.

4.2.2.1 SPREADING & SCRAMBLING EN EL UPLINK.

Como podemos observar en la figura [4.3], en el *uplink* tenemos los canales físicos DPCCH, DPDCH y HS-DPCCH, más el PRACH (“*Physical Random Access Channel*”) y el PCPCH (“*Physical Common Packet Channel*”). El sistema UMTS permite hasta 6 DPDCHs simultáneos, ordenados como se ven en la figura, más un DPCCH y un HS-DPCCH. Después de aplicar el código de canalización $C_{X, i}$, a los valores obtenidos se les aplica un factor de ganancia definido por un parámetro β_c para el DPCCH y β_d para los DPDCHs. El HS-DPCCH tiene un factor de ganancia determinado por el ajuste de potencia. La justificación de estos factores de ganancia β es la de realizar un ajuste de potencia entre los canales de datos y los de control para que no se enmascaren entre si, así como conseguir determinada asimetría entre la parte real e imaginaria de la señal de entrada, ya que el código de *scrambling* también tiene características simétricas entre su parte real e imaginaria y al realizar la multiplicación, determinada información puede perderse y no ser recuperable en el demodulador. En

cada radiograma, al menos de uno de los valores β_c o β_d debe tener amplitud 1, los otros valores β tendrán valores $i/15$, con $i \in \{2...15\}$.

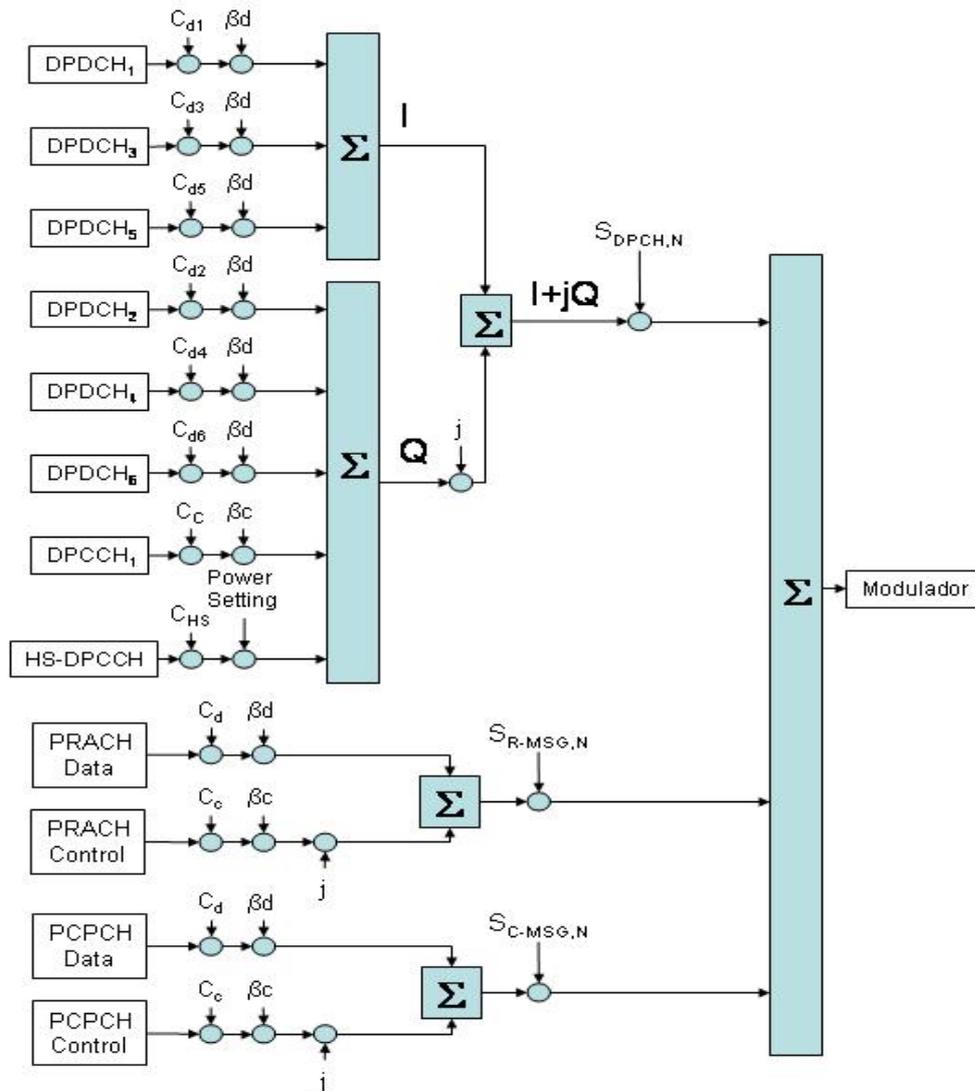


Figura 4.3. Esquema de aplicación Spreading & Scrambling en el Uplink

Los factores de ganancia β son independientes del control de potencia en lazo cerrado ya que se determinan y se aplican en la misma trama en función del servicio L2/MAC que sustenta cada canal físico y se generan en la capa RRC. Este proceso es más complejo ya que implica un procesamiento independiente de las partes reales e imaginaria de la secuencia y se analizará con más detalle en la aplicación práctica.

4.2.2.2 SPREADING & SCRAMBLING EN EL DOWNLINK.

En la figura [4.4] siguiente podemos observar el esquema de aplicación de los códigos de *spreading* y *scrambling* para los canales físicos en el *downlink*. El canal físico DPCH (DPDCH + DPCCH) junto con los canales P-CCPCH, S-CCPCH, CPICH, AICH, AP-AICH, CSICH, CD/CA-ICH, PICH, PDSCH y HS-SCCH están sometidos a un procesado similar al que se realiza en el *uplink*, es decir, primero se aplica un código de canalización y posteriormente se aplica el código de *scrambling*.

Sobre los canales físicos de sincronización primarios P-SCH ni sobre los secundarios S-SCH, se aplica codificación alguna, se transmiten directamente y sobre ellos se transmiten los códigos de sincronización del sistema.

Cualquier canal físico entrante distinto a los SCH, se separa en 2 ramas mediante un convertidor serie-paralelo y la distribución de los bits pares e impares entre las ramas I y Q. Ambas ramas se multiplican por el mismo código de canalización $C_{CH, SF, m}$ obteniendo una señal compleja resultante que posteriormente se multiplica por el código de *scrambling* del *downlink* $S_{DL, n}$ correspondiente. De igual forma a como se procedía en el *uplink* con los factores de ganancia β se realiza un ajuste de potencia y una asimetrización de los canales mediante los parámetros G_n .

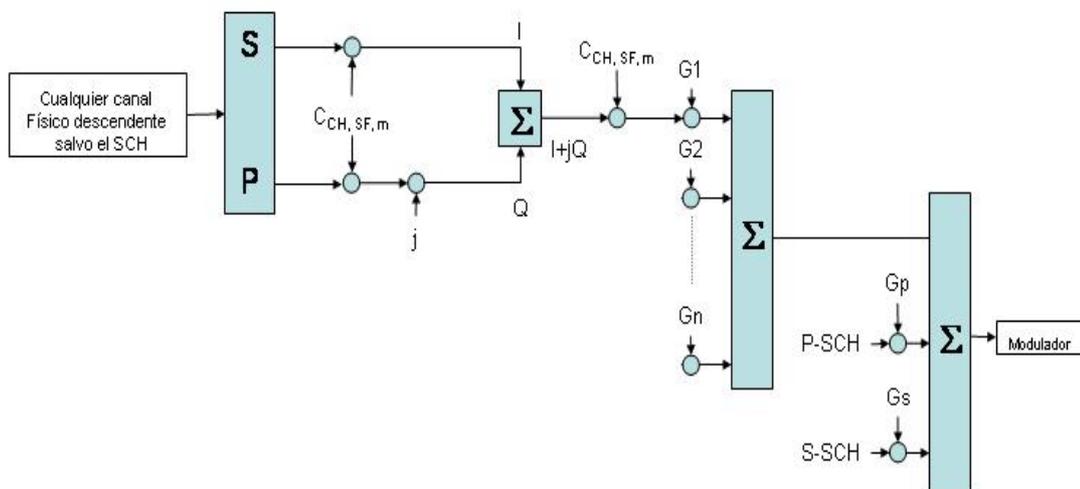


Figura 4.4. Esquema de aplicación Spreading & Scrambling en el Downlink.

4.2.3 CÓDIGOS DE CANALIZACIÓN.

Los códigos de canalización o *spreading* son los encargados de proporcionar ortogonalidad a los distintos usuarios síncronos y realizar el ensanchamiento espectral de la señal (los códigos de *scrambling* no ensanchan el espectro). La idea de los códigos OVSF (“*Orthogonal Variable Spreading Factor*”) es dotar al sistema de la capacidad de combinar diferentes usuarios con diferentes *SF* (“*Spreading Factor*”) y mantener la ortogonalidad entre ellos. El problema de los códigos OVSF es que tienen peores características de autocorrelación que los *Gold*, por ello se implementan códigos OVSF sobre códigos *Gold*, para que los *Gold* corrijan los posibles defectos de pérdida de ortogonalidad por asincronismo que se puedan producir, a costa de aumentar la complejidad del sistema.

Estos códigos de canalización son secuencias reales y bipolares con determinadas características de simetría que se forman mediante una estructura en árbol, donde cada código genera a su vez otros 2, que se forman, uno mediante la repetición del código raíz y otro mediante el código raíz y la reflexión especular del éste. El conjunto de códigos de una misma longitud forma una secuencia de *Walsh*, por lo que serán ortogonales entre sí. Por otro lado, cada código será ortogonal a cualquier otro de inferior longitud y que no sea raíz de este.

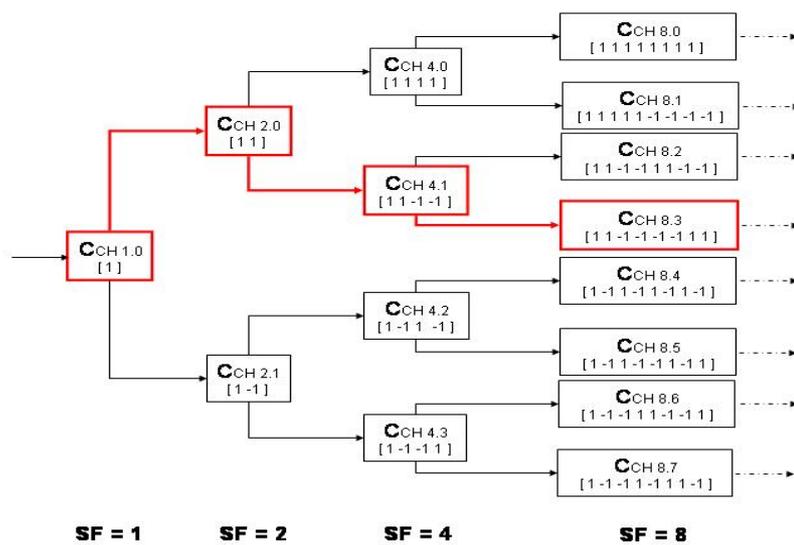


Figura 4.5. Árbol de códigos de canalización.

La nomenclatura utilizada es: $C_{CH, SF, n}$, donde C_{CH} indica código de canalización, SF es el factor de *spreading* y n es el número de código dentro de los SF posibles.

Podemos observar que si un código es asignado a un cierto usuario o servicio, todos los códigos raíz a éste (marcados en rojo) no podrán ser usados en ese mismo instante de tiempo ya que ambos no serían ortogonales entre sí.

En UMTS/FDD cada código se extiende hasta los 256 chips, mediante la repetición del mismo, obteniendo así, un bloque de la misma longitud que el proceso de “*upsampling*”. En recepción el alineamiento entre estos bloques es imprescindible ya que cualquier deslizamiento entre ambos hace imposible recuperar correctamente la trama transmitida debido a la pérdida de ortogonalidad.

Aunque UTRAN puede asignar todos los códigos k disponibles tanto en el *uplink* como en *downlink* con la condición que $0 \leq k \leq SF-1$, en la práctica el estándar 3GPP hace algunas recomendaciones sobre la asignación de códigos para determinados canales [TS25213].

En el *uplink*:

- El canal DPCCH siempre llevará asociado el código $C_{CH, 256, 0}$.
- El canal HS-DPCCH siempre llevará asociado el código $C_{CH, 256, 64}$.
- Cuando sólo se transmita un DPDCH el código asociado será $C_{CH, SF, k}$ donde k tomará el valor $k = SF/4$.
- En el caso de transmitir más de un $DPDCH_N$ simultáneo, todos llevarán $SF = 4$ (independientemente del servicio MAC que soporten) y k tomará los valores $k = 1$ si $N \in \{1, 2\}$, $k = 3$ si $N \in \{3, 4\}$ y $k = 2$ si $N \in \{5, 6\}$.
- Las secciones de datos y control del PRACH utilizarán los códigos $C_{CH, 256, M}$ y $C_{CH, 256, M+15}$, respectivamente.

De forma similar, en el caso del *downlink*:

- El canal CPICH siempre llevará asociado el código $C_{CH, 256}$.

- El canal CCPCH siempre llevará asociado el código $C_{CH, 256, 1}$.
- Sobre el código $C_{CH, 512, N}$ existe una restricción específica para compatibilizar la realización de *soft handovers* en celdas con “*Timing Adjust*”, ya que ambos canales irían en $C_{CH, 512, N}$ y $C_{CH, 512, N+1}$ respectivamente.

4.2.4 CÓDIGOS DE SCRAMBLING.

Los códigos de *scrambling* son secuencias complejas y ortogonales de tipo *Gold*. Son secuencias complejas y presentan valores muy bajos de correlación cruzada y autocorrelación, incluso para secuencias desplazadas. A grandes rasgos, la generación de códigos de *scrambling* se basa en fragmentos de secuencias *Gold* obtenidas a partir de registros LFSR (“*Linear Feedback Shift Registers*”) de L etapas realimentado que da lugar familias de $2^L - 1$ códigos.

En su aplicación a UMTS distinguiremos entre 2 tipos de códigos de *scrambling*, los códigos largos y los códigos cortos. La obtención de ambos requiere generadores LFSR diferentes, pero en ambos casos los valores iniciales de los registros de desplazamiento dependen de un número de 24 bits, por lo que en principio existirán 2^{24} posibles códigos, tanto cortos como largos.

Aparte de su implementación física, lo que diferencia a los códigos largos de los cortos es la propia naturaleza del código. Los códigos cortos son simplemente la concatenación e iteración de un código de 256 chips hasta los 38400 chips. Puesto que la tasa de chips es de 3.84 Mcps, es fácil comprobar que 38400 chips ocuparan 10 ms (una radiograma).

En *downlink* existen $2^{18} - 1$ (262.143) códigos de *scrambling* (diferentes a los del *uplink*), pero sólo se utilizan 8192. Dado que estos códigos identifican a las transmisiones entre celdas cercanas no se requiere un número elevado de códigos. Los posibles códigos de *scrambling* se dividen en 512 grupos diferentes. Cada uno de estos grupos consta de 1 código de *scrambling* primario, conocido como PSC (“*Primary Scrambling Code*”), más 15 secundarios o SSC (“*Secondary Scrambling Code*”). La planificación radio se realiza sobre un código primario PSC y sobre 16 códigos

secundarios SSC. Estos 16 códigos secundarios, se agrupan formando 64 secuencias distintas conocidas como SCG (“*Scrambling Code Groups*”). Así pues, para cada sector se asignará un PSC sobre el que se transmitirá el canal de *broadcasting* BCH y uno de los 64 grupos de códigos secundarios.

4.3 MODULACIÓN.

El resultado de la etapa de *spreading* o *scrambling* es siempre una secuencia compleja fruto de los diferentes canales físicos ortogonalizados. Esta secuencia hay que modularla con un modulador QPSK y la velocidad de modulación de los chips será 3.84 Mcps tanto en *uplink* como en *downlink*.

En la siguiente figura [4.6] podemos observar un esquema típico de un modulador QPSK, donde en un primer módulo se separa la parte real de la parte imaginaria conocidas como componentes en fase y en cuadratura respectivamente. A continuación se realiza la conformación del pulso, se incluyen las portadoras y se realiza la amplificación.

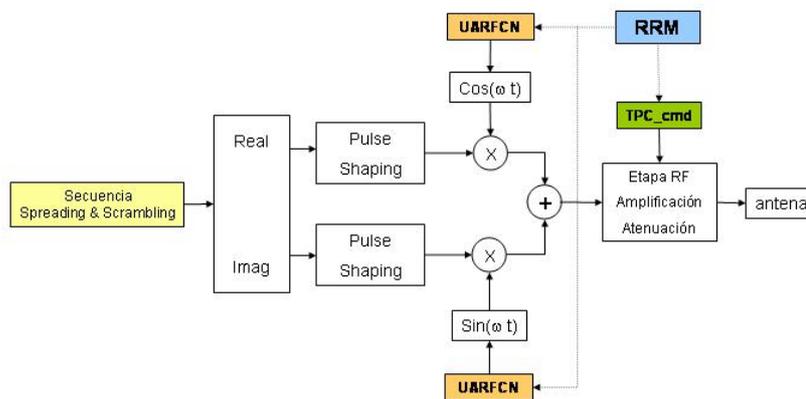


Figura 4.6. Diagrama de un modulador QPSK.

Para la conformación del pulso se usa un filtro RRC (raíz de coseno alzado) con $\alpha = 0.22$ en el dominio de la frecuencia y un ancho de banda igual a la tasa de chips. La respuesta al impulso de este filtro es la siguiente [TS25101] [Haykin95]:

$$RC_0(t) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T_C} (1 - \alpha)\right) + 4\alpha \left(\frac{t}{T_C}\right) \cos\left(\pi \frac{t}{T_C} (1 + \alpha)\right)}{\pi \frac{t}{T_C} \left(1 - \left(4\alpha \frac{t}{T_C}\right)^2\right)}$$

Donde el parámetro T_C toma el valor:

$$T_C = \frac{1}{\text{chip rate}} = \frac{1}{3.84 \cdot 10^6} \approx 0.26042 \mu s$$

4.4 CARACTERÍSTICAS DE LOS EQUIPOS UTRA.

El 3GPP ha establecido en las recomendaciones ETSI TS 125101 y ETSI TS 125104 las principales características de los terminales móviles y los nodos B en cuanto a potencias de emisión, características de frecuencia y señales interferentes. En este apartado comentaremos algunas de ellas, centrándonos en las más importantes.

4.4.1 CARACTERÍSTICAS DE FRECUENCIA.

Las bandas de frecuencia designadas por la ITU-R para operar con el sistema UMTS en los modos FDD y TDD estarán en la banda de 2 GHz. En la siguiente tabla [4.6] se indican las 3 bandas así como la separación propuesta.

Tabla 4.6. Bandas de frecuencia y separación UTRA / FDD

Banda Operativa	Frecuencias UL UE _{TX} → Nodo B _{RX}	Frecuencias UL Nodo B _{TX} → UE _{TX}	Separación TX - RX
I	1920 – 1980 MHz	2110 – 2170 MHz	190 MHz
II	1850 – 1910 MHz	1930 – 1990 MHz	80 MHz
III	1710 – 1785 MHz	1805 – 1880 MHz	95 MHz

Aunque la separación propuesta por el 3GPP sea la indicada, UTRA/FDD puede soportar otras separaciones de frecuencias UL/DL tanto fijas como variables.

El ancho de canal propuesto es de 5 MHz y el “*channel raster*” es de 200 KHz. Este parámetro indica que las frecuencias de las portadoras del UL y DL deben ser múltiplos de 200 KHz, esto se cumple para las bandas I y III, en el caso de la banda II, para 12 portadoras adicionales se encuentra desplazado 100 KHz.

Otro parámetro importante es el UARFCN (“*UTRA Absolute Radio Frequency Channel Number*”). La planificación y reparto de frecuencias entre los distintos operadores se realiza asignando grupos de UARFCN en UL y en DL, y no bandas de frecuencia, ya

que cada UARFCN hace referencia a una única portadora y cada terminal debe ser capaz de sincronizarse a cada uno de los UARFCN que se le definan. La definición y las portadoras definidas las encontramos en las tablas [4.7] y [4.8].

Tabla 4.7. Definición del parámetro UARFCN / FDD

UARFCN	Frecuencia Portadora F(MHz)
$N = 5 * F(\text{MHz})$	$0 \leq F \leq 3276.6 \text{ MHz}$
$N = 5 * (F(\text{MHz}) - 1850.1)$	$F \in 12 \text{ Portadoras adicionales en banda II}$

Tabla 4.8. UARFCNs / FDD

Banda operativa	UARFCN Uplink	UARFCN Downlink
I	9612 a 9888	10562 a 10838
II	9262 a 9538	9662 a 9938
II adicional	12, 37, 62, 87, 112, 137, 162, 187, 212, 237, 262, 287	412, 437, 462, 487, 512, 537, 562, 587, 612, 637, 662, 687
III	8562 a 8913	9037 a 9388

Sobre las portadoras definidas, una vez realizada la modulación, se permite una desviación máxima o “*frequency offset*” de $\pm 0.1 \text{ PPM}$ en el interfaz Uu para el terminal móvil y de $\pm 0.05 \text{ PPM}$ para la estación base, o lo que es lo mismo, $\pm 100 \text{ Hz}$ con respecto a la frecuencia central de la portadora definida en el sector del nodo B por el UARFCN. En la práctica este parámetro es muy importante ya que desviaciones de la frecuencia superiores a 100 Hz tienen implicaciones importantes en el sistema. Las principales son:

- Una pérdida de ganancia efectiva, ya que nos desviamos de la frecuencia central de los filtros de RF y estos filtros son muy selectivos debido las exigencias sobre interferencias que se imponen al sistema. Obviamente, esta pérdida de

ganancia produce una pérdida de área de cobertura con respecto a lo estimado en el balance del enlace.

- No es posible la realización de *soft handovers*. Para desviaciones superiores a 100 Hz se hace inviable la realización de *soft handovers* con éxito, ya que durante la realización del *soft handover* el móvil debe estar sincronizado a 2 portadoras diferentes y 2 códigos diferentes o a una portadora con 2 códigos diferentes, lo que haría inviable la sincronización. Un terminal puede funcionar correctamente en un sector de un nodo B con una desviación superior a 0.1 PPM, el problema sólo aparecería al intentar realizar el *soft handover*.
- Es importante destacar que salvo problema de *hardware* del Nodo B, las desviaciones de frecuencia del Nodo B no deben ser superiores a los 50 Hz, sin embargo, debido a que el Nodo B está sincronizado a través del enlace de transmisión que le llega en el interfaz IuB, es posible que el *soft handover* se realice entre nodos de distinta jerarquía sincronizados a relojes distintos de la red de sincronismo lo que obliga a los operadores a tener una red de sincronismo muy fiable.

4.4.2 CARACTERÍSTICAS DE POTENCIA.

En cuanto a las características de potencia, la sensibilidad típica para los equipos en UTRA es de $T_H = -121$ dBm para una BER que no exceda de 10^{-3} en la antena y un servicio estándar de voz a 12.2 Kbps. Los equipos móviles se clasifican en función de la potencia de emisión como podemos observar en la siguiente tabla [4.9].

Tabla 4.9. Clasificación de equipos móviles UMTS / FDD

Power Class	Potencia mínima de emisión (dBm)	Potencia máxima de emisión (dBm)
1	-44	33
2		27
3		24
4		21

La potencia mínima de emisión es $P_{\text{MIN, UE}} = -44$ dBm medida con un filtro RRC con $\alpha = 0.22$ y un ancho de banda igual a la tasa de chips. Las potencias máximas de emisión permiten una tolerancia de $+1/-3$ dB en el caso de equipos de clase 1, 2 o 3 y de $+2/-2$ en el caso de equipos de clase 4 [TS25101].

Los terminales de clase 4 tendrán una potencia nominal de 0 dBm y ganancias típicas de antena de 0 dBi por lo la etapa de radiofrecuencia de cada terminal debe permitir ganancias entre -44 y 21 dB como máximo, es decir, estos equipos dispondrán amplificadores/atenuadores con un rango de funcionamiento de 65 dB.

Actualmente se prevé que el lanzamiento comercial de UMTS se realice con terminales UMTS de clase 4 duales. El funcionamiento de estos equipos en un rango tan elevado es necesario ya que el principal problema del WCDMA radica en conseguir que todos los enlaces *uplink* lleguen al nodo B en un margen de potencia de aproximadamente 3 a 5 dB y es la etapa de control de potencia la encargada de conseguir esta uniformidad en la etapa de recepción de cada nodo B ya que de no ser así, el enlace que tuviese mayor potencia enmascararía a los otros enlaces.

4.5 CONTROL DE POTENCIA.

A diferencia de los sistemas de comunicaciones móviles celulares tipo GSM donde el elemento a planificar es la frecuencia, en un sistema WCDMA la planificación se realiza sobre un conjunto de códigos y el elemento a controlar es la potencia.

En un entorno WCDMA uno de los aspectos más importantes es el control de potencia y forma parte de lo que se denomina la Gestión de Recursos Radio o RRM (“*Radio Resource Management*”). Los sistemas de la capa RRM del Nodo B y de la RNC tienen la misión de mantener la cobertura del área, ofrecer sobre ella la máxima capacidad de usuarios y garantizar la calidad de servicio QoS (“*Quality of Service*”). Además del control de potencia las técnicas más utilizadas para mantener la QoS son el control de admisión, el control de congestión, la gestión de *handovers* y la planificación de VCCs sobre ATM [Holma&Toskala01].

El control de potencia en UMTS puede considerarse como uno de los aspectos más importantes y que más recursos consume, especialmente en el enlace ascendente, y es la solución indicada para ofrecer una calidad de servicio variable mediante la especificación de diferentes QoS para diferentes servicios, permitiendo ajustar de manera mucho más precisa la gestión de recursos radio en un sistema celular. Otro aspecto importante, es que el control de potencia atenúa el efecto de la interferencia intracelular e intercelular que supone el uso de las mismas portadoras en sectores adyacentes, con lo que se produce un aumento de la capacidad del sistema. Para conseguir estos objetivos, el control de potencia busca obtener las potencias mínimas en recepción o transmisión para garantizar que las diferentes conexiones mantienen una relación señal a ruido superior a la mínima necesaria para mantener la QoS que cada servicio requiere. Para ello debe realizarse un proceso de estimación de potencia recibida que compense en efecto de los desvanecimientos o “*fading*” y las variaciones de potencia debidas las nuevas conexiones que se establecen en el sistema.

El control de potencia debe además considerar la asimetría que existe entre el *uplink* y el *downlink*. En el *uplink* tenemos una situación de múltiples antenas transmisoras y una sola antena receptora, de manera que el efecto cerca-lejos de los terminales móviles es muy importante, ya que una señal fuerte de un terminal móvil

cercano podría enmascarar una señal débil de otro terminal situado más lejos de la estación base, debido a esto el control de potencia debe procurar una potencia de recepción equivalente para todos los móviles de un mismo servicio. En el *downlink* este problema no es tan crítico, aunque hay que garantizar que la potencia recibida por el terminal móvil sea la mínima que garantice la QoS del servicio.

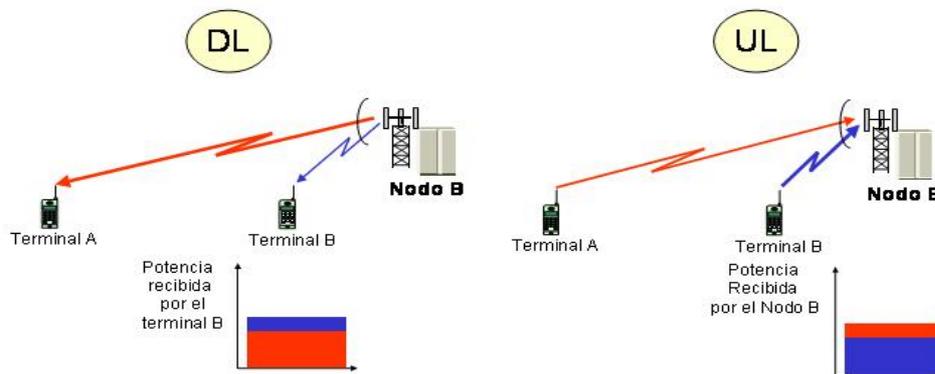


Figura 4.7. Efecto cerca - lejos en WCDMA.

Existen 2 estrategias conjuntas de control de potencia estandarizadas por el 3GPP, por un lado el control de potencia en bucle cerrado (“*closed loop power control*”) y por otro lado el control de potencia en bucle abierto (“*open loop power control*”). Este tipo de control de potencia es independiente del realizado por la RNC para determinar la potencia relativa entre los canales físicos DPDCHs y DPCCH que se realiza mediante los factores de ganancia β_i y G_i .

4.5.1 CONTROL DE POTENCIA EN BUCLE CERRADO.

El control de potencia en bucle cerrado se realiza con intervención activa de la estación base y del terminal móvil, es decir, tanto el nodo B como el terminal móvil pueden modificar su potencia de transmisión por indicación del otro. La estación base monitoriza continuamente el *uplink* y va mandando comandos a través del canal $DPCCH_{DL}$ al terminal móvil para que éste rectifique su potencia de transmisión. Del

mismo modo, el móvil controla el *downlink* y envía comandos a través del $DPCCH_{UL}$ para que el nodo B corrija su potencia de emisión. El concepto de bucle cerrado procede de la existencia de una realimentación entre la estación base y el móvil (“*inner loop*” o control interno) y entre la estación base y la RNC (“*outer loop*” o control externo). Este ciclo en el que la estación base estima la potencia recibida para determinar la SIR, la compara con un umbral establecido y en función de ello envía comandos al móvil para que aumente o disminuya la potencia se realiza a una velocidad de 1500 veces por segundo para cada móvil, o lo que es lo mismo, una vez cada *slot* de la radiograma. El tiempo mínimo de respuesta del sistema de control de potencia es 20 ms, es decir, desde que el terminal móvil genera un TPC_cmd hasta que el nodo B rectifica su potencia transcurren 20 ms. Este retraso es debido a los procesos de multiplexación, *spreading*, *scrambling* y procesado de canales que se realizan antes de la modulación. La duración del bucle de control interno es $T_{INNER_LOOP} = 40$ ms (2 radiogramas por enlace) siendo despreciables los tiempos de procesado de cada equipo.

Aunque pueda parecer elevado controlar la potencia en cada *slot* ($0.667 \mu s$), es necesario para que el transmisor pueda corregir los efectos por desvanecimientos rápidos de Rayleigh, debidos a multitrayectos típicos en propagación en entornos móviles. Este tipo de desvanecimientos son compensables por el sistema de control de potencia para velocidades de los terminales móviles de hasta 70-80 km/h [Rábanos01], para velocidades superiores se recurre a estrategias conjuntas de control de potencia, codificación y entrelazado.

En el caso de UMTS, el control de potencia en bucle cerrado se divide en dos partes, el control de potencia rápido o interno (“*inner power control*” o “*inner loop*”) y el control de potencia externo (“*outer power control*” o “*outer loop*”). El ajuste de la potencia se realiza pues en dos partes, partiendo de una estimación de la señal recibida y de parámetros del sistema el control de potencia externo fija los umbrales superior e inferior para la relación señal a interferencia (SIR) que el control de potencia interno utilizará para generar los comandos de control TPC_cmd según un determinado algoritmo. Estos comandos TPC_cmd se mapean sobre 2 bits TPC del canal físico $DPCCH$, aunque existen otros formatos de transporte donde sólo se usa un bit TPC . La correspondencia entre el parámetro TPC_cmd y los bits TPC se define en el $TPC_pattern$ como se observa en la siguiente tabla [4.10].

Tabla 4.10. TPC_pattern

TPC_cmd	Bits TPC
-1	00
0	01
1	11

Los bits *TPC* se transmitirán mapeados sobre los canales físicos DPCCH como podemos observar en las siguientes figuras [4.8] y [4.9].

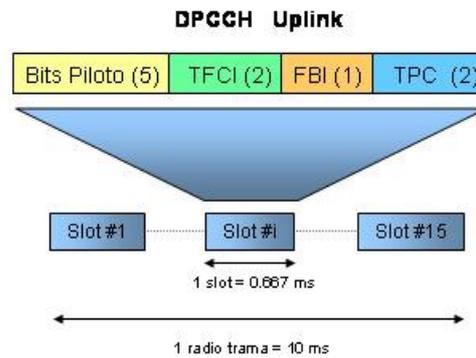


Figura 4.8. Mapeado de bits TPC sobre el DPCCH / Uplink

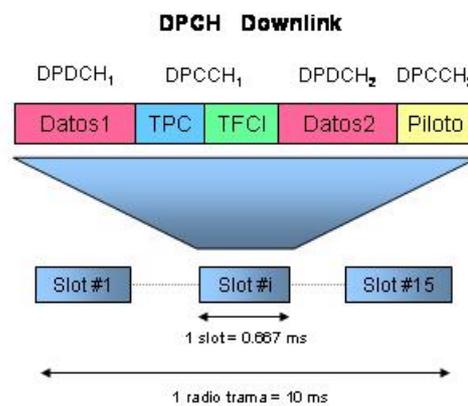


Figura 4.9. Mapeado de bits TPC sobre el DPCCH / Downlink.

4.5.1.1 INNER POWER CONTROL.

El control de potencia rápido o “*inner power control*”, se aplica sólo a los canales de transporte dedicados en modo circuito (DCH o DCH + DSCH) y a los canales comunes que se habilitan como reserva en el modo paquete (CPCH), tanto en el *downlink* como en el *uplink*.

En el *uplink* el objetivo del control de potencia interno es ajustar la potencia de recepción del sector correspondiente del nodo B para mantener la SIR_{EST} en un margen en torno a la SIR_{TARGET} , para ello debe conseguir que independiente de la distancia del terminal móvil al nodo B, la potencia recibida en la estación base para cada uno de los enlaces del *uplink* sea homogénea, evitando así el problema del efecto cerca-lejos típico de estos sistemas.

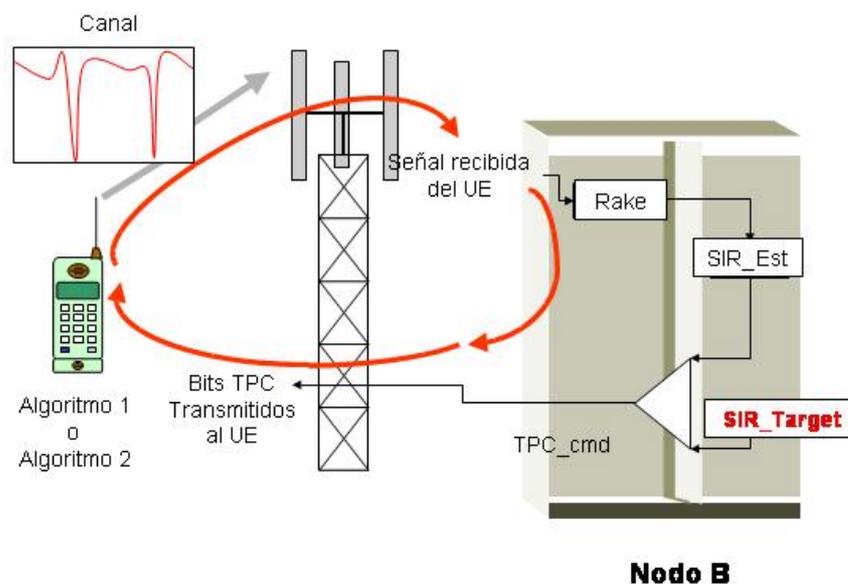


Figura 4.10. Inner Loop Power Control

En este tipo de control de potencia, intervienen sólo las capas RRM del nodo B y del terminal móvil y se realiza sobre el interfaz radio (Uu), la RNC se limita a proporcionar la SIR_{TARGET} para cada servicio a través de los datos obtenidos con el control de potencia en bucle externo. Debido a que el control de potencia interno es el

encargado de generar los TPC_cmd , es el único sistema de control que puede modificar la potencia de emisión del nodo B o del terminal móvil.

Un terminal móvil situado en el área de cobertura de un sector de un nodo B, permanece activo sólo en ese sector, salvo que se esté iniciando un proceso de *soft handover* y esté activo en dos sectores distintos de un mismo nodo B o de dos nodos B adyacentes. Este sector donde el terminal móvil está activo y el resto de sectores que son capaces de monitorizar al terminal móvil, forman los sectores de influencia del terminal móvil o “*servicing cells*”. Cada uno de estos sectores del área de influencia realizará estimaciones de la SIR_{EST} , aunque sólo el sector donde el terminal móvil está activo generará comandos TPC_cmd en cada *slot* de la radiograma. Estos valores de la SIR_{EST} en cada sector los usará la capa RRC de la RNC para fijar una SIR_{TARGET} a cada sector implicado en función de los servicios y la QoS de tráfico que se está cursando y poder realizar *soft handovers* de forma exitosa.

Existen 2 algoritmos de control de potencia interno en bucle cerrado, conocidos como algoritmo 1 y algoritmo 2. Las capas superiores de UTRAN decidirán sobre el uso de uno u otro, mediante el ajuste del parámetro PCA (“*Power Control Algorithm*”). Si $PCA = 1$, se usará el algoritmo 1 y si $PCA = 2$, el algoritmo 2.

Los valores típicos de Δ_{TPC} serán distintos para el *uplink* y *downlink*, siendo la RRC la encargada de decidir cual se usa en cada momento mediante la indicación del parámetro “ $TPC_StepSize$ ”. Los valores se indican en la siguiente tabla [4.11]:

Tabla 4.11. Valores Δ_{TPC}

Δ_{TPC} Uplink	Δ_{TPC} Downlink
1 dB	0.5 dB
	1 dB
2 dB	1.5
	2 dB

Sólo serán obligatorios los valores de 1 y 2 dB en el *uplink* y de 1 dB en el *downlink*, el resto de valores se deja como recomendación a los fabricantes.
[Rábanos01]

Debido a que los procesos son similares en el *uplink* y en el *downlink*, para la descripción de cada algoritmo se hará hincapié en el *uplink*, aunque todos los procesos descritos serán igual de válidos en el *downlink*.

4.5.1.1.1 ALGORITMO 1.

En el caso en que el terminal móvil no está en un proceso de *soft handover* y por tanto sólo está activo en un sector, para cada *slot* de una radiograma se realizan los siguientes cálculos:

1. Calcular la SIR_{EST} .
2. Si {
 - $SIR_{EST} < SIR_{TARGET_MIN} \rightarrow TPC_cmd = 1$
 - $SIR_{EST} \in [SIR_{TARGET_MIN}, SIR_{TARGET_MAX}] \rightarrow TPC_cmd = 0$
 - $SIR_{EST} > SIR_{TARGET_MAX} \rightarrow TPC_cmd = -1$
3. $\Delta_{DPCCCH} (dB) = \Delta_{TPC} (dB) * TPC_cmd$.

Para la SIR_{TARGET} se permite un margen típico entre ± 1.5 y ± 3 dB. Así pues, cada *slot* de la radiograma (0.666 ms), el móvil puede realizar un ajuste de potencia de 0, 1 o 2 dB para mantener la SIR del enlace dentro de los límites establecidos.

Aunque pueda parecer que con este ajuste el terminal móvil sea capaz de seguir los desvanecimientos rápidos del canal radio, en la práctica este ajuste de potencia no da tan buenos resultados como cabría esperar, ya que el tiempo mínimo de respuesta del sistema de control es de 20 ms y para desvanecimientos rápidos, de aproximadamente 60-70 ms, da lugar a un rizado excesivo en la potencia recibida. Este efecto no se consideraba en releases antiguas donde de hecho sólo se permitían valores de TPC_cmd iguales a 0/1 (0 disminuir, 1 aumentar) y esto obligaba a reajustes innecesarios en la potencia recibida. Posteriormente se incluye un margen típico en la SIR_{TARGET} que disminuye este efecto de rizado aunque no lo evita [Nortel02].

En el caso en que el terminal móvil este realizando un *soft handover*, el algoritmo de decisión se complica ya que el cálculo de la SIR_{EST} depende de dos sectores activos y del resto de las “*serving cells*”, aunque el proceso de ajuste de potencia es similar ya que existe consenso entre los TPC_cmd que el terminal móvil recibe de los sectores activos, ya que es la RNC la que gestiona el proceso.

4.5.1.1.2 ALGORITMO 2.

Al igual que en el caso anterior hay que diferenciar el caso en el que el terminal móvil se encuentra en un proceso de *soft handover* de cuando no. Así pues, cuando el terminal móvil no se encuentra en un proceso de *soft handover* sólo recibirá un TPC_cmd en cada *slot* y se realizará un procesado del TPC_cmd en función de los últimos 5 *slots* recibidos. En el nodo B el cálculo de los TPC_cmd es similar al descrito en el algoritmo 1 y los valores de Δ_{TPC} siguen siendo válidos, donde existen diferencias es en el cálculo del Δ_{DPCH} .

Si el terminal móvil recibe 5 TPC_cmd consecutivos a 1, se incrementará la potencia transmitida en Δ_{TPC} y se pone el contador a 0 introduciendo un TPC_cmd = 0.

Si el terminal móvil recibe 5 TPC_cmd consecutivos a -1, se disminuirá la potencia transmitida en Δ_{TPC} y se pone el contador a 0 introduciendo un TPC_cmd = 0.

En cualquier otro caso, se mantiene constante la potencia de transmisión.

Este algoritmo tiene un mejor comportamiento frente a los desvanecimientos que el algoritmo 1, ya que aunque se está realizando un ajuste de potencia a 1500 Hz, en la practica el número de reajustes necesarios en la potencia de transmisión se reducen drásticamente y el efecto de rizado en la potencia de recepción en el nodo B tiene un mejor comportamiento.

Si el terminal móvil se encuentra realizando un *soft handover*, el cálculo de los TPC_cmd es similar al descrito en el algoritmo 1, dejando a la RNC que controle el proceso.

4.5.2 OUTER POWER CONTROL.

El control de potencia externo en bucle cerrado o “*outer power control*” es necesario para mantener la QoS dentro de los márgenes establecidos para cada servicio. A diferencia del control de potencia interno no genera TPC_cmd, sino que está orientado a realizar una estimación continua de la SIR_{TARGET} , obteniéndola de parámetros del sistema tales como la BER, BLER y CRC de los canales lógicos DTCH y DCCH, así como de valores de QoS previamente prefijados para cada servicio por la UTRAN. La frecuencia de refresco de esta SIR_{TARGET} oscila entre los 10 y 100 Hz. Esta estrategia de control de potencia se realiza en el interfaz IuB y sólo intervienen las capas RRM el nodo B y de la RNC. [Holma&Toskala01].

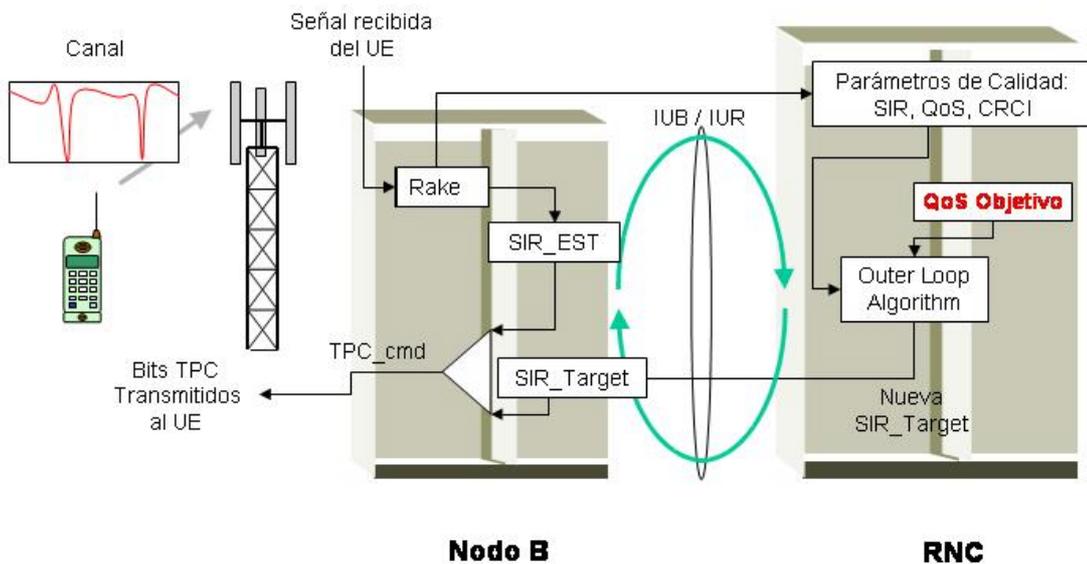


Figura 4.11. Outer Loop Power Control.

4.6 CONTROL DE POTENCIA EN BUCLE ABIERTO.

El control de potencia en lazo abierto se usa para compensar los efectos de los desvanecimientos “*shadowing*” lognormales de variación lenta y provocados por las zonas de sombra y obstáculos. Consiste en realizar una estimación aproximada de las pérdidas del canal a partir de la señal piloto del *downlink* CPICH y a partir de ahí establecer las potencias transmisión. En este caso y a diferencia del control en bucle cerrado, es el terminal móvil el único activo, en el sentido que es el único que aumenta o disminuye su potencia de emisión. La estación base no está involucrada en este tipo de control de potencia. En UMTS se utiliza un control de potencia en bucle abierto para establecer la potencia de transmisión cuando un móvil inicia una conexión de canales de transporte dedicados DCH o en el caso de transmisiones de paquetes cortos típicos de los canales de transporte FACH, RACH y CPCH, donde no existe un canal de retorno y no es posible aplicar el control de potencia en bucle cerrado. Este control se establece mediante un preámbulo de 8 bits en cada canal y se realiza con la misma frecuencia que el control de potencia en lazo cerrado.

En el caso del RACH y CPCH, el terminal calculará la potencia de transmisión con la que debe acceder según las siguientes fórmulas.

$$P_{RACH} (dBm) = L_{PROP} + I_{Nodo B} + K$$

$$P_{RACH} (dBm) = P_{TX Nodo B} - P_{RX Móvil} + I_{Nodo B} + K$$

Donde:

- P_{RACH} . Potencia inicial de transmisión del canal ascendente PRACH.
- L_{PROP} . Pérdida por propagación estimada. Esta información es conocida por el móvil porque la RNC informa de la potencia que transmite el nodo B, por otra parte, el nodo B informa de la potencia de recepción. Estos dos parámetros los obtiene el terminal móvil monitorizando el canal de transporte BCH, que se encuentra mapeado sobre el P-CCPCH.

- $I_{\text{Nodo B}}$. Nivel de interferencia en el nodo B. Al igual que la potencia de recepción, el nodo B informa de este parámetro al terminal móvil a través del BCH.
- K . Valor constante definido en la RNC para cada sector y que permite a este ajustar el tiempo de respuesta del nodo B ante una petición de acceso.

Cuando un terminal móvil quiere acceder a un recurso envía una petición a través del canal de transporte RACH con la potencia estimada P_{RACH} , si no recibe respuesta del canal físico AICH asignándole un recurso, inicia un proceso de incremento gradual de la potencia P_{RACH} , incrementándola en un valor ΔP_{RACH} , de nuevo el proceso se repite hasta recibir respuesta del AICH. Típicamente el valor de ΔP_{RACH} es de 0.5 dB. Si el valor de K es muy bajo es sistema necesitará varias iteraciones antes de recibir respuesta por el AICH, con lo que el tiempo de respuesta para asignación de un recurso se demora pero me asegura la no introducción de interferencias al sistema. Por el contrario si K es muy alto el tiempo de respuesta será muy bajo pero se pueden producir interferencias debido a la elevada potencia de transmisión con la que se accede.

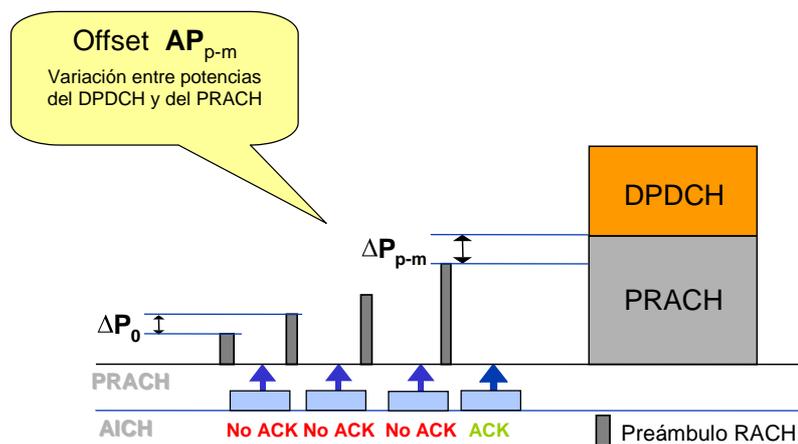


Figura 4.12. Control de potencia en bucle abierto.

De forma similar a como sucede con los canales PRACH y PCPCH, la potencia inicial de un canal DPCCH se calcula:

$$DPCCH_{Initial Power} (dBm) = DPCCH_{Power Offset} - P_{RX Móvil}$$

Donde el parámetro $DPCCH_{Power Offset}$ se puede obtener del canal FACH al realizar la conexión RRC y el resto de parámetros son conocidos.

Este tipo de control de potencia en bucle abierto es adecuado si la correlación entre los canales del *uplink* y del *downlink* es elevada, para ello la separación frecuencial entre ambos no debe ser muy elevada. Debido a que en UMTS la separación frecuencial entre canales oscila entre 95 y 195 MHz y el fading Rayleigh estará incorrelado entre ambos canales, utilizar el control de potencia en bucle abierto como única solución de control de potencia sería inadecuado. [Rábanos01].

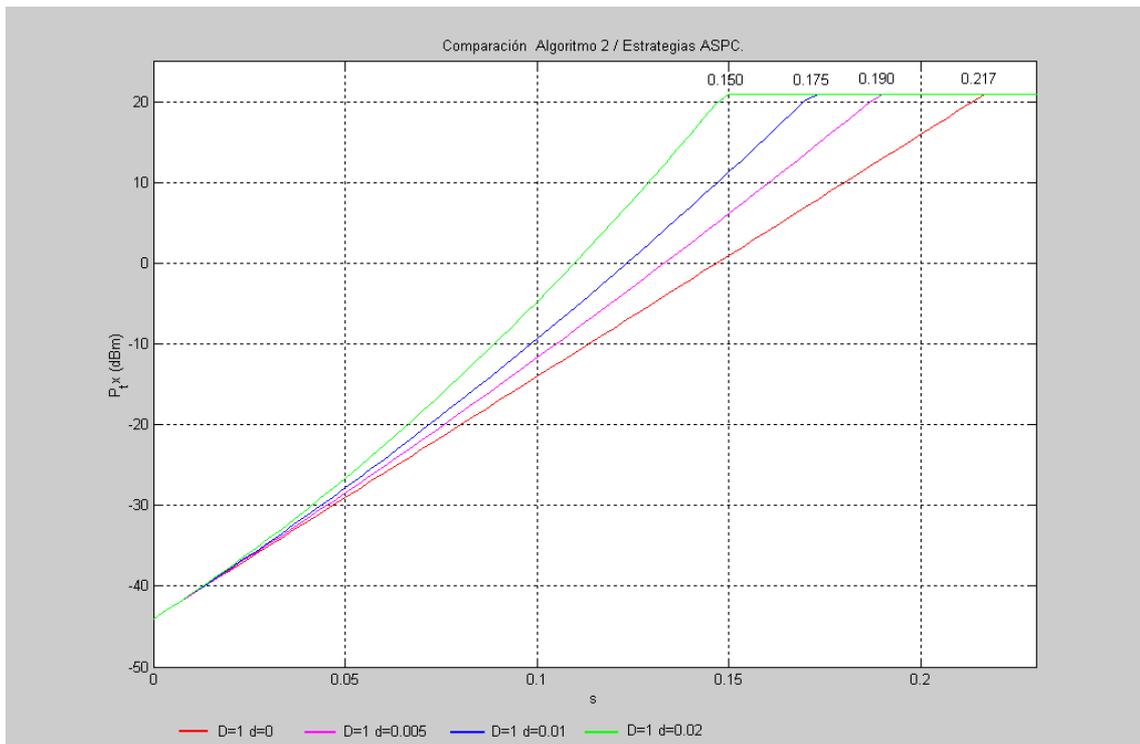


Figura 4.13. Comparación Algoritmo 2 / Estrategias ASPC.

A modo ejemplo, un desvanecimiento típico por multitrayecto de 30 dB y de 75 ms de duración, tardaría aproximadamente 120 ms en ser corregido por el control de potencia rápido con el algoritmo 2 y $\Delta_{\text{TPC}} = 1$ dB, sin embargo el uso de la técnica ASPC con $\Delta_{\text{TPC}} = 1$ dB y $\delta_{\text{TPC_UP}} = 0.02$ dB reduce este tiempo de respuesta a 85 ms. De todos modos ambos tiempos no son admisibles debido a que con este tiempo de respuesta es prácticamente imposible compensar la señal, para solucionarlo habría que aumentar el parámetro Δ_{TPC} , hasta conseguir tiempos de respuesta inferiores 75 ms.

Otras estrategias de control de potencia son las PPC (*Predictive Power Control*), intentan reducir el tiempo de offset del sistema de control de potencia, este offset es de 20 ms y es debido al retraso que se produce tanto en el *downlink* como en el *uplink* debido a los procesos de multiplexación, *spreading* y *scrambling* en cada enlace. Para minimizar este offset se utilizan técnicas predictivas basadas en el gradiente de la señal recibida y en los TPC_cmd anteriores, de modo que el transmisor sea capaz de adelantarse a una caída de la señal por desvanecimiento y generar los comandos para incrementar la potencia de transmisión antes que la señal se salga de los márgenes

establecidos. La utilización de estas técnicas PPC no reducen físicamente el tiempo de offset, aunque hacen que el sistema de control de potencia se comporte como si tuviese un retraso menor. Los retrasos efectivos que se consiguen oscilan entre 10 y 15 ms y sólo es útil si se implementa de forma complementaria al algoritmo 2, ya que susceptible de producir falsos TPC_cmd que puede ser corregidos mediante este algoritmo. [Lau00]

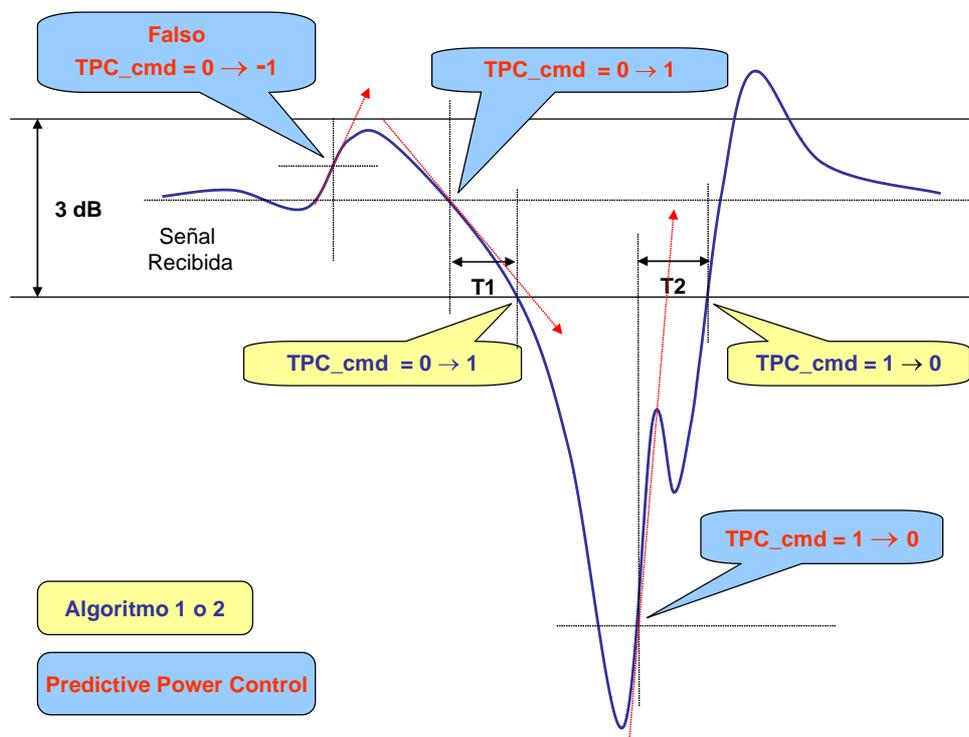


Figura 4.14. Control de potencia predictivo.

5. DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR.

5.1 INTRODUCCIÓN.

El objeto de este proyecto ha sido la construcción de un simulador de la capa física de un sistema 3G como UMTS. En particular, se analiza con detalle el procesamiento de los canales lógicos DTCH y DCCH en el enlace ascendente o *uplink*.

Para cada canal lógico se realiza con detalle el proceso completo de multiplexación y codificación, mapeado sobre los canales de transporte DCH y su posterior transformación en un canal físico. Posteriormente, sobre los canales físicos DPDCH y DPCCH obtenidos se realizan las operaciones de *spreading* y *scrambling*, la modulación y el sistema de control de potencia.

Se ha seguido como referencia en la construcción del simulador la información proporcionada en el documento ETSI 3GPP 125101 V5.4.0 Anexo A. En este documento aparecen los distintos formatos y esquemas propuestos para la cadena de multiplexación y codificación por el 3GPP, para comunicaciones móviles de voz a 12.2 kbps y datos a 64, 144 y 384 kbps. Para la etapa de *spreading*, *scrambling* y modulación, se proponen modelos a partir de los ejemplos obtenidos del documento ETSI 3GPP 125213 V5.0.0 y de distinta bibliografía. El funcionamiento de la etapa de control de potencia, debido a que sólo están estandarizados determinados interfaces de funcionamiento, pertenece a lo que sería el *software* propietario de cada suministrador. Para la construcción de este modelo de control de potencia se han tomado como referencia algunos esquemas de funcionamiento de sistemas de control de potencia de Nortel Networks, así como información extraída del documento ETSI 3GPP 125214 V5.2.0.

Aunque el estándar propuesto por el 3GPP permite la utilización en el enlace ascendente de hasta 6 DPDCHs simultáneos más un DPCCH, en este simulador sólo se ha considerado la utilización de un DPDCH y un DPCCH simultáneos, aunque su inclusión no aumentaría en exceso la complejidad del sistema pero si la carga de procesamiento. Con un sólo DPDCH podremos realizar simulaciones de comunicaciones

unidireccionales en modo circuito de diferentes tasas binarias entre 12.2 y 384 kbps, más el control asociado al canal DPCCH.

En la construcción del simulador se han obviado los procesos de sincronización del sistema 3G y todo el procesado anterior al establecimiento de la conexión en modo circuito (procesos de *paging* ... etc.), es decir, no se ha considerado todo el procesado asociado a los canales de transporte RACH, CPCH, BCH, FACH, PCH y DSCH. Aun así, y aunque formaría parte del proceso de sincronización, sí se han considerado los distintos procesos de alineamiento de tramas y de *slots* que se realizan, pues son necesarios para el correcto funcionamiento de los canales dedicados.

En el sistema de control de potencia sólo se ha construido un modelo que simula la parte correspondiente al control de potencia interno o *inner loop* en el *uplink*. Se ha implementado el algoritmo 2 (pág. 75) con una variante simplificada de control predictivo PPC para mejorar las prestaciones del sistema.

Este simulador permite obtener información acerca de la BER y BLER de los canales DTCH y DCCH, contadores de tramas e identificadores de tramas erróneas, así como estadísticas de errores de chip de la etapa de *spreading* y *scrambling*, o errores introducidos por el canal radio (interfaz Uu) en la etapa de modulación y demodulación. Por otro lado permite obtener datos acerca del funcionamiento del sistema de control de potencia, como la potencia transmitida por el terminal móvil, la potencia recibida real y estimada por el nodo B, los parámetros TPC_cmd enviados y recibidos, pérdidas por propagación del enlace y monitorización del canal.

Antes de realizar cada simulación, el sistema permite ajustar algunos parámetros fácilmente en el bloque “Uplink Initial Settings” y en el módulo de control de potencia:

- Tasa binaria MAC. El sistema permite elegir entre 4 posibles tasas binarias para el canal lógico DTCH (el DCCH es fijo y depende del DTCH). Se pueden realizar simulaciones a 12.2, 64, 144 o 384 kbps. Sólo es necesario la elección de la tasa binaria, el resto de parámetros asociados al formato de transporte en la cadena de multiplexación y codificación se ajustan de forma automática.

- Factor de *Spreading*. Según la tasa binaria elegida para la capa MAC, se seleccionará el factor de *spreading* asociado. También es posible variar el número del código de *spreading* usado para cada factor.
- Parámetros de *scrambling*. El sistema permite elegir el código primario de *scrambling* PSC y el grupo de códigos secundarios SCG, tanto para el terminal móvil como para la estación base.
- Umbrales máximo y mínimo para la SIR_{TARGET} y el valor del parámetro Δ_{TPC} .
- Número de *taps* del filtro que implementa el pulso conformador.
- Parámetros asociados a los desvanecimientos del canal y valor del umbral de sensibilidad del equipo receptor.
- Parámetros de sensibilidad del modulador QPSK.
- Distancia del enlace.
- Frecuencia de muestreo de variables para su posterior volcado al *workspace*.

En la siguiente tabla [5.1] se pueden observar los principales parámetros del sistema.

Tabla 5.1. Relación entre los valores de los parámetros.

Canal Lógico	Tasa MAC (kbps)	Trama MAC (bits)	TTI (ms)	Rate Matching	SF	Scrambling	Tasa Chip (Mcps)	Δ_{TC} (dB) Frec (Hz)
DTCH	12.2	244	20	No	64	PSC 0..7 SCG 0..63	3.84	1 dB 1500
	64	1280			16			
	144	2880			8			
	384	3840	10	Si	4			
DCCH	2.5	100	40	RM_{DTCH}	SF_{DTCH}			

Para la construcción de estos modelos se han utilizado los *toolbox* que proporciona Simulink en Matlab 6.1, principalmente el "Communications Blockset" y el *toolbox* "WCDMA Library" que está disponible en la web de Matlab y en Matlab 6.5 (release 13). Se ha optado por un tiempo paso de simulación variable, permitiéndole al sistema que lo varíe automáticamente. La justificación de usar un

tiempo de paso variable es debido a que estamos usando tiempos de sistema que no mantienen una relación entera entre sí, del tipo $1/15$, que no son permitidas si se usa un tiempo de simulación fijo. Este tipo de simulaciones hay que realizarlas usando el módulo “*Real Time Workshop*” o mediante la utilización de un tiempo de paso variable como es este caso.

5.2 MÓDULOS DEL SISTEMA.

El simulador se compone de 4 módulos distintos: Multiplexación y codificación, *spreading* y *scrambling*, modulación y control de potencia más el módulo de resultados de la simulación. En la siguiente figura [5.1] se puede observar la ubicación de cada módulo en el sistema. Los distintos colores indican los tiempos de simulación que se está usando en cada parte, apareciendo cada tiempo de simulación representado en un color.

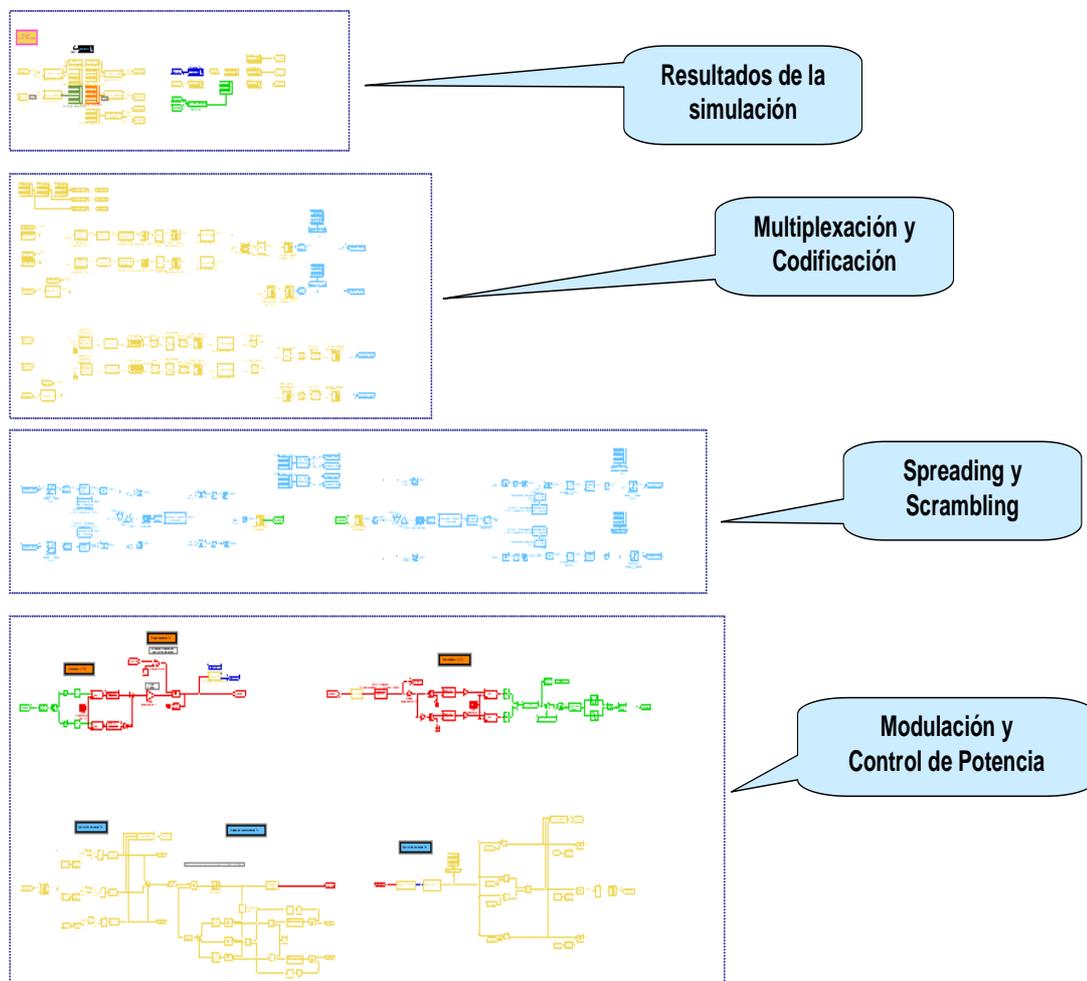


Figura 5.1. Ubicación de cada módulo en el sistema.

5.2.1 MULTIPLEXACIÓN Y CODIFICACIÓN.

En este bloque se construye de forma completa la cadena multiplexación y codificación que se realiza sobre las tramas generadas en la capa L2/MAC, desde los canales lógicos DTCH y DCCH hasta el mapeado sobre los canales físicos DPDCH y DPCCH. Para la construcción y ajuste de los parámetros de estos bloques se han utilizado los ajustes que da el estándar 3GPP ETSI TS 125212.

En las siguientes figuras [5.2] [5.3] se pueden observar los bloques que forman este módulo y su distribución. En la primera figura [5.2] aparecen los bloques de la cadena de multiplexación y codificación correspondientes al transmisor o terminal móvil y en la siguiente figura [5.3] los correspondientes al receptor o nodo B. En el transmisor tendremos 2 ramas distintas, que se corresponden con los canales lógicos DTCH y DCCH que fluyen desde la capa L2/MAC a L1, estas 2 ramas se unen formando los CCTrCHs y posteriormente se mapean sobre el canal físico DPDCH. Por otro lado como el DPCCH sólo transporta datos de control de L1, aparece en una etapa posterior la fuente de datos de L1 y se realiza el mapeado sobre el canal físico DPCCH. En parte correspondiente al receptor, los procesos son los contrarios a los realizados en el transmisor y se realizan en orden inverso.

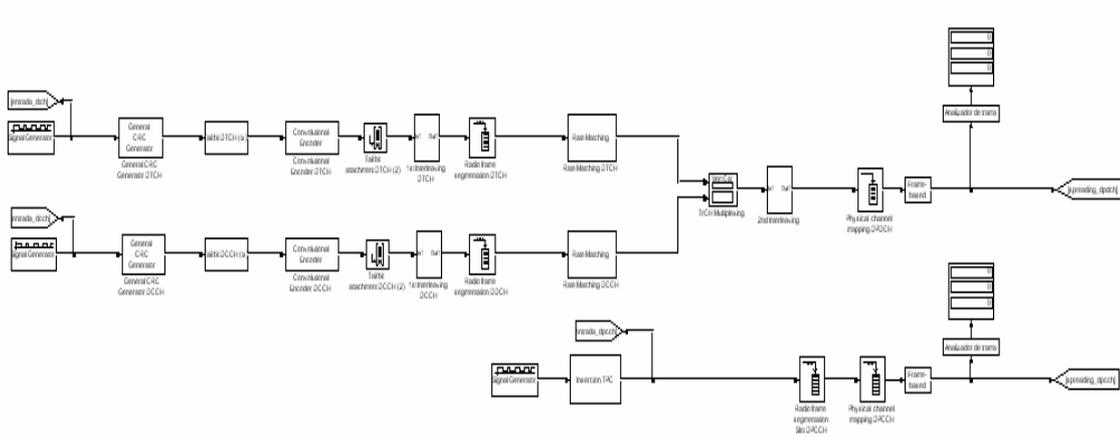


Figura 5.2. Cadena de Multiplexación y Codificación en el transmisor.

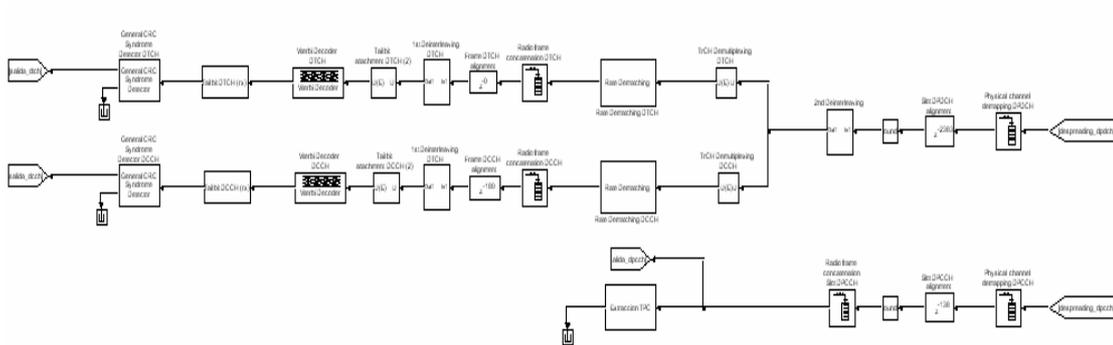


Figura 5.3. Cadena de Multiplexación y Codificación en el receptor.

En los siguientes apartados, vamos a analizar cada uno de los bloques de forma más detallada.

5.2.1.1 GENERADORES DE DATOS.

La capa L2/MAC generará tramas de distinta longitud y tasa binaria, dependiendo del canal lógico y del servicio que se esté utilizando. Igualmente la capa L1 también genera tramas de datos de longitud y tasa binaria fija que se mapearán en una fase posterior sobre el canal físico DPCCH.

Estas fuentes de datos se han simulado mediante distintos bloques generadores de datos binarios de Bernoulli, con una probabilidad de cero igual a 0.5 y distintas semillas. La longitud de las tramas, periodo y variables del sistema asociadas se pueden consultar en la siguiente tabla [5.2].

Tabla 5.2. Características de los canales DTCH, DCCH y DPCCH.

Canal	Tasa kbps	Longitud Trama (bits)	Variable asociada	Periodo (sg)	Variable asociada
DTCH	12.2	244	dtch_slot	0.020	TTI
	64	1280		0.020	
	144	2880		0.020	
	384	3840		0.010	
DCCH	2.5	100	No	0.040	No
DPCCH	15	150	No	0.010	No

5.2.1.2 CÁLCULO DE CRC / DETECCIÓN DEL SÍNDROME.

La adición de los bits CRC permitirá al sistema detectar tramas erróneas. Esto se consigue mediante la inclusión de un bloque que nos permite generar los bits CRC calculado con un determinado polinomio expresado en forma de vector.

En el caso del DTCH, se añade un CRC de 16 bits, con lo que el polinomio generador será:

$$G_{CRC16} = D^{16} + D^{12} + D^5 + D + 1 \rightarrow [10001000000100001]$$

Para el DCCH, se consideran 12 bits de CRC, con lo que el polinomio generador será en este caso:

$$G_{CRC12} = D^{12} + D^{11} + D^3 + D^2 + D + 1 \rightarrow [11000000011111]$$

En el receptor, el cálculo del síndrome se hace aplicando los mismos polinomios generadores que en el transmisor. Este bloque elimina los bits de CRC introducidos por el transmisor y chequea la trama para comprobar si tiene o no errores.

5.2.1.3 CONCATENACIÓN / SEGMENTACIÓN DE LOS TRBK.

En este simulador sólo se están considerando datos procedentes de un único DTCH y un DCCH, por lo que no es necesario realizar la concatenación de los distintos TrBk generados en el transmisor en el TTI establecido.

Otro efecto que sí hay que considerar en determinados casos es el reajuste del tamaño de la trama, añadiendo bits a 0 al principio hasta la longitud indicada. Sólo será necesario realizar *padding* al principio de la trama en el caso de DTCH a 12.2 kbps y el DCCH, donde se añaden 8 bits a 0 al final de la trama. En el resto de casos no será necesaria la realización de *padding*. La variable que controla la adición de estos bits de *padding* en el DTCH es *dtch_tail1*.

En el receptor, los bits de *padding* se eliminan y en el caso de usar más un DTCH simultáneo se realizaría la segmentación de los TrBk en tramas de longitud $dtch_slot + L_{CRC}$.

5.2.1.4 CÓDIGO CONVOLUCIONAL.

Para dotar al sistema de cierta capacidad correctora de bits erróneos, se introduce un bloque que implementa un código convolucional con $R = 1/3$, usando una estructura de Trellis de orden 3. Estas estructuras no vienen especificadas en el estándar por lo que se ha usado una estructura ya definida. En este caso se ha optado por la estructura de Trellis que implementa la función Matlab *poly2trellis(3, [0 5 3])*. Debido a que se ha generado una estructura de orden 3, no se ha considerado una posible realimentación, aunque se permite al sistema cierta memoria del estado anterior mediante la selección de la opción de no realizar “reset” de los registros.

En el receptor, para la decodificación usamos un bloque que implementa el algoritmo de Viterbi y se utilizará la misma estructura utilizada en el transmisor. Debido a que sólo estamos considerando 2 símbolos posibles, 0/1, se seleccionará la opción “Hard Decision” y el modo de operación “terminated” para tratar a cada trama de forma independiente sin considerar el resto de tramas. El parámetro “Traceback depth” controla el posible retraso de decodificación que se pueda producir, al usar el modo “terminated” y “frame based”, este parámetro debe tener valores inferiores a la longitud de la trama para asegurar que este retraso en la codificación no afecta al sistema. Mediante la realización de varias simulaciones, se obtiene que con valores superiores a 32 el retraso de codificación no afectaría al sistema, optando por seleccionar el parámetro “Traceback depth = 64”.

5.2.1.5 ECUALIZACIÓN DE LA TRAMA.

Este bloque nos permite aumentar el tamaño de la trama mediante la inserción de bits a 0 al final de cada trama hasta la longitud adecuada para cada servicio. Sólo será

necesario la adición de 12 bits de *padding* en el caso del DTCH a velocidades de 64, 144 y 384 Kbps. En el resto de casos no será necesario, siendo controlado este *padding* por la variable del sistema *dtch_tail2*.

5.2.1.6 PRIMER ENTRELAZADO.

Con esta primera etapa de entrelazado o *interleaving* se consiguen dispersar los posibles errores que se produzcan en las etapas de modulación y demodulación, de manera que el código convolucional sea capaz de corregir el mayor número de errores. El tamaño inicial de la trama lo obtenemos de la variable del sistema *dtch_intlv1*.

En este bloque se realiza un cambio de formato, pasando de una trama de longitud *dtch_intlv1* x 1 bits a una estructura matricial de (*dtch_intlv1* /4) x 4 bits y se aplica una reordenación de las 4 columnas conseguidas mediante un patrón fijo.

En este caso, y con la intención de darle mayor capacidad correctora al simulador, siempre se aplica el entrelazado correspondiente a TTI = 40 ms, aunque no es obligatorio, pues en el estándar se indica que sólo será necesario la realización del primer entrelazado para los casos de TTI = 40ms y TTI = 80ms.

Una vez aplicado el entrelazado se procede al reensamblado de las tramas de nuevo en *dtch_intlv1* x 1 bits.

En el receptor, la operación de desentrelazado o *deinterleaving* es similar a la realizada en el transmisor.

5.2.1.7 SEGMENTACIÓN Y CONCATENACIÓN DE LAS RADIOTRAMAS.

Este bloque consigue el ajuste del tamaño y velocidad de los tramas al tamaño que tendrán los futuros *slots* y al periodo de TTI = 10ms. Para ello, mediante operaciones de *buffering*, se consiguen generar tramas de determinada longitud cada TTI = 10ms. La longitud de cada trama será $dtch_intlv1/(TTI/0.010)$ quedando el formato ajustado para los bloques posteriores.

En el receptor, de nuevo mediante operaciones de *buffering*, se produce un reensamblado formando tramas de longitud *dtch_intlv1* cada TTI. Adicionalmente en este bloque debe producirse un alineamiento de tramas, ya que la trama transmitida y la recibida no están sincronizadas. Para solucionar este efecto se introducen retrasos de forma que el reensamblado de las tramas sea correcto y se pueda realizar correctamente el proceso de desentrelazado. Será necesario incluir un retraso de 0 muestras en el caso del DTCH (el ajuste se realiza en una etapa anterior) y de 180 muestras en el DCCH.

5.2.1.8 RATE MATCHING.

La adaptación de velocidad o *rate matching* en UMTS es un proceso muy complejo, ya que intervienen en él parámetros de la capa RRC, de la capa L2/MAC y variables de la capa física. En el caso que nos ocupa y puesto que no se están monitorizando parámetros de capas superiores, se propone en este simulador una solución más simple, que permite realizar una adaptación de velocidad del sistema ajustándose a los requerimientos de la capa física.

Se distinguen 2 casos diferentes, para DTCHs a 12.2, 64 y 144 Kbps y sus DCCHs asociados, hay que aumentar la tasa binaria del sistema, para el caso del DTCH a 384 kbps y su DCCH asociado, hay que reducir la tasa binaria. En la siguiente tabla [5.3] aparecen las longitudes de trama iniciales y finales de este bloque, así como las variables implicadas en este proceso.

Tabla 5.3. Variables de adaptación de velocidad.

Variables DTCH	DTCH				DCCH asociado				Variables DCCH
	12.2	64	144	384	12.2	64	144	384	
dtch_intlv1	804	3900	8700	<u>11580</u>	<u>90</u>				No
dtch_rate	<u>402</u>	<u>1950</u>	<u>4350</u>	9264	90			72	dcch_rate
dtch_frame	<u>490</u>	<u>2294</u>	<u>4702</u>	<u>9525</u>	<u>110</u>	<u>106</u>	<u>98</u>	<u>75</u>	dcch_frame

En los casos en los en que ha sido necesario aumentar la tasa binaria del sistema se ha realizado *padding* en transmisión, añadiendo bits a 0 al final de cada trama, hasta la longitud indicada por las variables *dtch_frame* y *dcch_frame*. En recepción estos bits se eliminan por lo que no se introduce ningún tipo de errores adicionales en el sistema, ya que estas tramas pasan transparentes por los bloques “puncture” e “insert zero” mediante un ajuste adecuado de las variables *puncture_dtch* y *puncture_dcch*.

Los casos donde ha sido necesaria una disminución de velocidad se ha realizado en dos partes. En primer lugar se ha realizado la eliminación de un bit de cada 5, consiguiendo reducir la tasa binaria del sistema al 80% de la tasa inicial (11580→9525 y 90→72). Esta operación se realiza con el bloque “puncture” seleccionando las variables *puncture_dtch* y *puncture_dcch* al valor [1 1 1 1 0] para seleccionar el bit a eliminar. En segundo lugar se realiza *padding*, añadiendo bits a 0 al final de la trama hasta la longitud indicada por las variables *dtch_frame* y *dcch_frame*. En recepción, en primer lugar se eliminan los bits de *padding* y posteriormente mediante el bloque “insert zero” se inserta un cero en la posición del bit eliminado en transmisión.

Al contrario que en el caso donde se aumenta la tasa del sistema, ahora se están introduciendo errores por el hecho de adaptar la velocidad, dejando que sea el código convolucional el encargado de recuperar estos errores adicionales en recepción. En la práctica existen distintas formas de reducir la velocidad, aunque la que presenta mejor comportamiento, permitiendo al sistema corregir estos errores, es la eliminación de un bit de cada 5, ya que permite el máximo número de bits correctos y agrupados en recepción.

5.2.1.9 MULTIPLEXACIÓN DE CANALES DE TRANSPORTE.

La multiplexación de los canales de transporte se consigue mediante la concatenación de las tramas procedentes de las ramas de los canales lógicos DTCH y DCCH. En etapas anteriores de la cadena de multiplexación se han adaptado las longitudes y tasas binarias de las distintas tramas mediante las operaciones de *padding* y

adaptación de velocidad, por lo que en esta etapa sólo será necesario realizar la concatenación de las tramas formando los CCTrCH dedicados.

Las nuevas tramas resultantes tendrán una longitud definida por el factor de *spreading* SF que soporte el servicio del canal lógico DTCH y el periodo estará fijado a $TTI = 10$ ms, independientemente del TTI usado en el canal lógico DTCH. En este punto la tasa binaria del sistema debe igual la que posteriormente debe soportar el canal físico DPDCH o DPCCH. En la siguiente tabla [5.4] aparecen las longitudes de los CCTrCHs y las tasas binarias soportadas.

Tabla 5.4. Multiplexación de canales de transporte.

Canal Lógico DTCH (kbps)	DTCH TrCH (bits)	DCCH TrCH (bits)	CCTrCH (bits) Variable: dch_intlv2	TTI	Tasa Binaria CCTrCH (kbps)
12.2	490	110	600	0.010 sg	60
64	2294	106	2400		240
144	4702	98	4800		480
384	9525	75	9600		960

En el receptor se realiza la segmentación de los CCTrCHs dedicados en los canales de transporte correspondientes al canal lógico DTCH y DCCH. El proceso de segmentación, al igual que el de concatenación, es muy simple pues cada trama ocupa una posición fija y definida dentro del CCTrCH.

5.2.1.10 SEGUNDO ENTRELAZADO.

La intención es similar al del primer entrelazado: Dispersar los posibles errores introducidos en el canal radio. La principal diferencia con el primer entrelazado es que ahora se aplica siempre, independientemente del TTI elegido y la profundidad de entrelazado es mayor, pues ahora se aplica sobre 30 columnas mientras que en el primer entrelazado se hacía sólo sobre 4 columnas.

La trama del CCTrCH entrante, tendrá una longitud dada por la variable dch_intlv2 . De forma similar a como se hizo en el primer entrelazado, la trama entrante se transforma en una estructura matricial de dimensiones $(dch_intlv2/30) \times 30$ bits mediante el bloque “reshape”, posteriormente se aplica una permutación de las 30 columnas de esta matriz mediante un patrón fijo indicado en el bloque “Select Columns” y se procede de nuevo a la reconstrucción de la trama CCTrCH con dimensiones $dch_intlv2 \times 1$ bits con otro bloque “reshape”.

El desentrelazado o *deinterleaving* en el receptor es similar, con la salvedad que las operaciones se realizan en sentido inverso.

5.2.1.11 MAPEADO SOBRE LOS CANALES FÍSICOS DPDCH Y DPCCH.

Este módulo es el encargado de realizar el mapeado de los bits de las tramas CCTrCH sobre los canales físicos DPDCH y DPCCH. El proceso es distinto para cada canal físico ya que las estructuras son distintas.

El mapeado sobre del DPDCH se realiza mediante operaciones de *buffering* creando *slots* de longitud distinta y dependientes del factor de *spreading*. En la etapa de *spreading* cada bit se repetirá tantas veces como indique SF para alcanzar una tasa binaria de 3.84 Mcps, así pues, para realizar el mapeado de los bits de los CCTrCHs, se segmentan en *slots* de longitud $256/SF_{UL}$, quedando con la longitud indicada para que en la etapa de *spreading* queden en bloques de 256 chips. Cada bloque de 10 *slots* se mapea completo sobre un canal físico DPDCH (2560 chips) que después será procesado en la etapa de *spreading* para aumentar su tasa hasta 3.84 Mcps.

En el caso del canal físico DPCCH el proceso es distinto, ya que los datos no fluyen desde la capa L2/MAC, y se realiza en 2 partes. La capa L1 genera cada 10 ms tramas similares a los CCTrCH de 150 bits longitud. Estas tramas están formadas con 15 *slots*, cada uno de ellos se corresponde con un canal físico DPCCH con una estructura fija y definida. En primer lugar se procede a la separación de cada *slot* DPCCH de 10 bits y posteriormente se transmite bit a bit hacia la capa de *spreading*. El proceso es similar al que se ha seguido para el DPDCH pero considerando $SF_{UL} = 256$.

El proceso contrario al mapeado en el receptor es más complejo, pues no sólo hay que recomponer los *slots* de los canales físicos para formar los CCTrCHs, sino que además hay que conseguir que cada *slot* quede alineado en su posición correspondiente y que los *slots* de los DPDCH y DPCCH queden alineados entre sí. La etapa de *spreading* se ha diseñado de forma que entregue los *slots* alineados entre sí, por lo que en esta etapa sólo será necesario alinear los *slots* a las tramas CCTrCH para que el receptor sea capaz de realizar la operación de desentrelazado y la concatenación de los CCTrCHs de forma correcta.

Para ello, en el caso del DPDCH, se recomponen los CCTrCHs directamente en bloques de tamaño variable dado por *dch_intlv2* y posteriormente se retrasan las muestras según indica la variable *dch_delay* para conseguir alinearse al principio de la trama correspondiente.

Tabla 5.5. Valores de la variable *dch_delay* para alineamiento de tramas en el transmisor.

	DTCH			
	12.2 Kbps	64 Kbps	144 Kbps	384 Kbps
<i>dch_delay</i>	595	2383	4767	9535

El cálculo de los valores de la variable *dch_delay* se ha realizado sustituyendo las fuentes aleatorias de datos de la cadena codificación y multiplexación por fuentes deterministas que generan bits de acuerdo a un determinado patrón prefijado que se repite cíclicamente [0 1 0 0 1 1 0 0 0 1 1 1...]. Para evitar que los bloques de la cadena de codificación alteren esta secuencia se crean bloques paralelos que transforman la señal incrementando y disminuyendo la tasa de transmisión de la señal sin que se altere la forma de la secuencia de entrada, formando una etapa de codificación paralela. Así, los bloques de cálculo y extracción de CRC se sustituyen por bloques de adición y extracción de bits a cero de *padding*, los bloques de codificación y decodificación de la señal se sustituyen por bloques “repeat” y “derepeat” con factor de repetición 3, por último los bloques de entrelazado y desentrelazado se eliminan o se cortocircuitan la entrada y la salida para que la señal patrón pase transparente por estos bloques. Una vez realizado este proceso se consigue que la secuencia de entrada

mantenga una estructura de bits conocida en el punto deseado, procesando las secuencias de la señal obtenidas en los puntos donde es necesaria la alineación y comparándolas con las obtenidas en el transmisor se determinan las muestras de retraso necesarias para alinear la señal correctamente. Este proceso se repite para cada una de las capacidades del canal lógico DTCH y para el canal DCCH asociado de forma independiente.

En el caso del DPCCH el proceso es similar. En primer lugar se recomponen los *slots* de 10 bits de cada canal físico, se procede a la alineación del *slot* al principio de la trama CCTrCH mediante el retraso de 138 muestras y posteriormente se compone la trama CCTrCH de 150 bits. En este caso como la tasa binaria del canal físico DPCCH está fijada a 15 Kbps, el retraso es constante.

En determinados casos, después de realizar operaciones de *buffering* donde intervienen tiempos de sistema que no mantienen una relación entera entre si, Matlab trunca los valores de algunos valores mediante la interpolación lineal de los bits anteriores y posteriores asignando valores reales (no binarios) a los bits, por lo que es necesario introducir bloques de redondeo “round” que recomponen la señal a valores binarios (0/1) en determinados puntos del sistema.

5.2.2 SPREADING Y SCRAMBLING.

La etapa de *spreading* y *scrambling* es la encargada de realizar el ensanchamiento de la señal y de asignar el código de aleatorización que distinguirá la comunicación. En el diseño de este módulo se han utilizado principalmente los esquemas que proporciona el estándar 3GPP en el documento ETSI TS 125213 v5.

5.2.2.1 SPREADING Y SCRAMBLING EN EL TRANSMISOR.

El transmisor del terminal móvil identificará su enlace mediante la asignación de un código OVSF de canalización o *spreading* y un código Gold de aleatorización o *scrambling*. En la siguiente figura [5.4] podemos observar la distribución de bloques del módulo de *spreading* y *scrambling* en el transmisor. Aparece en primer lugar la etapa de *spreading*, aplicada a cada una de las ramas que proceden de la cadena de multiplexación y codificación, la rama superior es la procedente del canal físico DPDCH y la inferior es la procedente del canal físico DPCCCH. Después se realiza el ajuste con los factores de ganancia β_i y se aplica el código de *scrambling*.

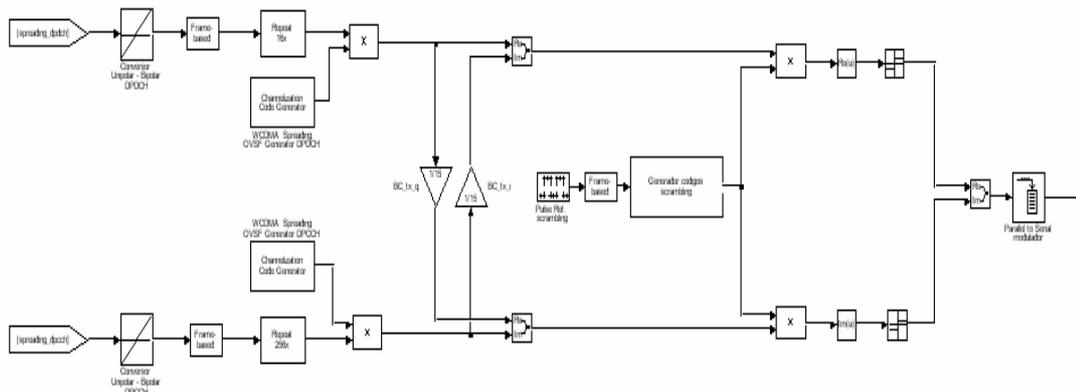


Figura 5.4. Etapa de spreading y scrambling en el transmisor.

Los canales físicos DPDCH y DPCCCH procedentes de la cadena de multiplexación y codificación tienen un formato de bits unipolar RZ (0/1) debido a que

los procesos de la etapa de codificación utilizan este formato. Ahora en la etapa de *spreading* y *scrambling* necesitamos cambiar de formato bits, por lo que se usará un formato bipolar NRZ (-1/1) ya que tanto los códigos de *spreading* tienen un formato bipolar. Este cambio se realiza con el bloque “look-up table”.

Una vez realizado el cambio de formato se realiza un sobremuestreo o *upsampling* mediante la repetición de los bits de entrada tantas veces como indica el factor de *spreading* SF mediante el bloque “repeat”, para el canal físico DPDCH este factor SF es variable pero para el DPCCH el factor de *spreading* es fijo ($SF = 256$), consiguiendo aumentar con este proceso la tasa binaria del sistema en ambos casos hasta 3.84 Mcps en *slots* de un tamaño fijo de 256 chips.

Tabla 5.6. Relación entre canal físico y factor de spreading SF.

Canal Físico	Tasa de entrada (Kbps)	Factor de Spreading SF	Tasa de salida (Mcps)
DPDCH	60	64	3.84
	240	16	
	480	8	
	960	4	
DPCCH	15	256	

Como resultado de la etapa de repetición de bits, se obtienen *slots* de 256 chips a los que se les aplica un código OVVSF de *spreading* con el que conseguimos expandir el espectro de la señal de entrada.

Los códigos de *spreading* se consiguen mediante un bloque denominado “WCDMA OVVSF Generator”. Este bloque nos permite seleccionar los parámetros: Factor de *spreading* SF , número de código K , periodo de muestreo y número de chips por muestra. En este simulador el número de código de *spreading* K puede tomar valores $K = \{1 \dots SF_{UL}-1\}$, aunque por defecto se ha seleccionado $K = SF_{UL}-1$. Debido a que los bloques de sobremuestreo entregan *slots* de 256 chips cada $6.667 \cdot 10^{-5}$ sg (periodo de bit equivalente a 256 chips), se seleccionan los parámetros de

ajuste temporal del bloque para que la salida esté sincronizada con el flujo de bits procedentes de cada bloque de sobremuestreo.

Para aplicar el código de *spreading* a la señal de entrada se realiza la multiplicación chip a chip de los 2 *slots* de 256 chips procedentes de la etapa de sobremuestreo y del bloque generador de código, obteniendo como resultado otro *slot* de 256 chips cuyo espectro está expandido.

En este punto se realiza la unión de ambas ramas transmitiendo la señal procedente del DPDCH por la rama real y la procedente del DPCCH por la rama imaginaria, previa aplicación del factor de ganancia β_i , obteniendo así un único *slot* de 256 chips complejos con la forma $\{\pm 1 \pm j \cdot \beta_i\}$.

La bibliografía consultada [Rábanos01] y [Holma&Toskala01] propone un esquema de aplicación de códigos de *spreading* y *scrambling*, donde consideran la aplicación directa de los factores de ganancia β_i a cada una de las ramas procedentes de los canales físicos DPDCH y DPCCH. Si se realizara de la forma que propone la bibliografía consultada y para $\beta_i = 1/15$, obtendríamos en primer lugar chips con la forma $\{\pm 1 \pm 0.0667j\}$. Al multiplicar directamente estos chips con los chips procedentes del código de *scrambling* que tienen una forma $\{\pm 0.7071 \pm 0.7071j\}$ se obtendrían los siguientes símbolos $\{\pm 0.6599 \pm 0.7543j, \pm 0.7543 \pm 0.6599j\}$. A la vista de los resultados necesitaríamos una constelación de 8 símbolos, pero esto no es posible, pues el estándar obliga a usar un modulador QPSK con 4 símbolos.

En este proyecto se propone una posible solución a este problema, que consigue mantener la asimetría entre los distintos canales DPDCH y DPCCH, aunque aumenta la complejidad del sistema. El proceso consiste básicamente en transmitir información de cada canal de forma compartida entre ambas ramas de forma que sea suficiente la información del signo para recuperar la señal.

En cada una de las ramas se realiza la unión de la rama real e imaginaria de forma simétrica, obteniendo para la rama real los símbolos complejos $\{\pm 1 \pm j \cdot \beta_i\}$ y $\{\pm \beta_i \pm j\}$ para la imaginaria, posteriormente se aplica a cada una de las ramas el código de *scrambling*, obteniendo como hemos visto 8 símbolos posibles (idénticos en cada una de las ramas, real e imaginaria). Mediante un análisis detallado de los resultados obtenidos en cada rama, se obtiene que para la rama real, es suficiente con la

información que se obtiene del signo (± 1) de la parte real de cada uno de los 8 símbolos. Del mismo modo, para la rama imaginaria se obtiene que es suficiente con el signo de la parte imaginaria de cada símbolo. Una vez obtenida la información de ambos signos, se unen de nuevo, formando chips complejos de la forma $\{\pm 1 \pm j\}$ que se pasan al modulador QPSK chip a chip con una tasa de 3.84 Mcps, equivalente a un periodo de chip de $0.2604 \cdot 10^{-6}$ sg.

En el receptor, una vez recuperados los símbolos que entrega el demodulador, se seguirá el mismo proceso pero en orden inverso.

En la siguiente figura [5.5] se puede observar como se ha realizado esta aplicación en el transmisor.

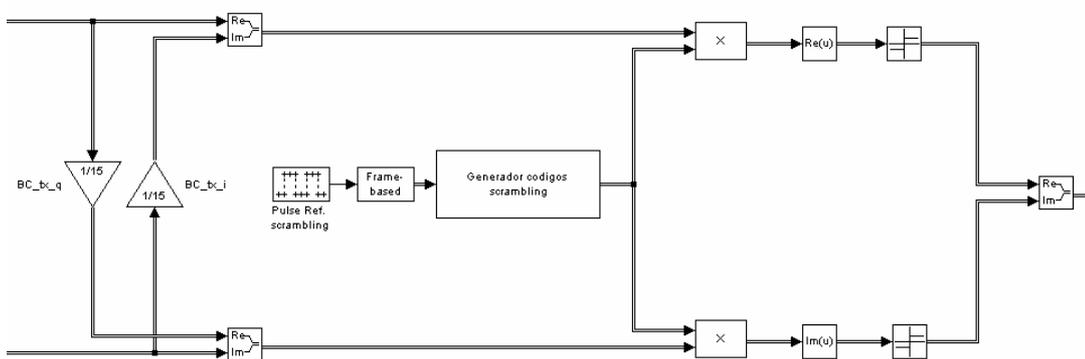


Figura 5.5. Aplicación de los factores de ganancia β en el transmisor.

Para la obtención de los códigos de *scrambling* se usará un bloque ya definido en el *toolbox*. Este bloque permite realizar una planificación sobre los códigos primarios (0..7) y sobre los grupos de códigos secundarios (0..63) a utilizar. Genera los códigos cortos de *scrambling* (códigos Gold) mediante 4 registros de desplazamiento LFSR precargados y funciones XOR, seleccionando 256 muestras de dicho código. La longitud del código debe ser en cualquier caso 38400 chips por lo que para alcanzar esta longitud, debería realizarse la concatenación e iteración de un código de 256 chips. Cada bit (256 chips) se realiza el reseteo el sistema y se calculan las 256 muestras del código.

Los chips procedentes del modulador se agrupan en *slots* de 256 chips para su posterior aplicación de los códigos. Sobre estos *slots* se aplica el proceso de asimetrización descrito en el transmisor, componiendo nuevas señales complejas de 256 chips. Para la aplicación del código de *scrambling*, se seleccionan los mismos parámetros que en el transmisor, pero ahora, para poder recuperar la señal correctamente se debe aplicar el complejo conjugado del código utilizado en el transmisor. Esto se consigue con el bloque “Complex conjugate”. Es necesario antes de aplicar el código de *scrambling* a la señal procedente del demodulador, realizar un alineamiento de los *slots* a esta señal debido al retraso que se produce en la etapa de modulación y demodulación por el modulador QPSK, para ello se realiza un retraso de los *slots* de 258 muestras.

Una vez aplicado el código de *scrambling*, y de igual forma a como se procedía en el transmisor, para obtener la parte real, correspondiente a los chips que fluyen hacia el canal físico DPDCH, se realiza un filtrado de la señal seleccionando sólo el signo de la parte real descartando el resto. Del mismo modo, para la parte imaginaria que dará lugar al canal físico DPCCH, se seleccionará el signo de la parte imaginaria.

Cada una de las 2 ramas conseguidas se procesa ahora de forma independiente aplicándole a cada una el correspondiente código de *spreading*. De nuevo hay que realizar un alineamiento a la señal de entrada, para ello se retrasan los *slots* de código 258 muestras.

Las señales procedentes de la aplicación del código de *spreading*, no están alineadas a ningún tipo de estructura, por lo que antes de realizar la operación de *downsampling* hay que realizar el alineamiento al *slot* del canal físico correspondiente. Para ello los *slots* de cada rama se retrasan de forma independiente de forma que cada *slot* quede alineado a su trama y además alineados entre si, este alineamiento se realiza fijando el desplazamiento de la rama imaginaria a 254 muestras y ajustando la rama real según indica la variable *dch_delay_sp*.

Tabla 5.7. Alineamiento al slot para DPDCH y DPCCH en recepción.

	DPDCH				DPCCH
	12.2 Kbps	64 Kbps	144 Kbps	384 Kbps	
<i>dch_delay_sp</i>	62	14	6	2	254

El cálculo de los valores de la variable dch_delay_sp se realiza de nuevo sustituyendo las fuentes aleatorias de datos de la cadena codificación y multiplexación por fuentes deterministas conforme a un determinado patrón prefijado que se repite cíclicamente [0 1 0 0 1 1 0 0 0 1 1 1...]. Ahora, para evitar que la forma de la señal se altere es necesario reemplazar los bloques de la etapa de codificación y multiplexación como se ha indicado anteriormente y además hay que reemplazar los bloques de la etapa de *spreading* y *scrambling* por bloques similares. En este caso se eliminan del sistema los bloques asociados a la inserción de los factores de ganancia β_i y los generadores de códigos de *spreading* y *scrambling* se sustituyen por bloques que generan códigos conocidos de longitud fija y con una estructura conocida del tipo X en transmisión y 1/X en recepción. De este modo se consigue que la señal patrón mantenga su estructura desde la fuente de datos inicial hasta el punto deseado. Mediante simulaciones y un procesado posterior de la secuencia obtenida para cada capacidad de transmisión se determina el número de retrasos necesario para alinear la señal correctamente al *slot*.

Sobre las señales alineadas de forma correcta al *slot* de cada trama, se realiza el proceso de *downsampling* mediante el bloque “derepeat”. Este bloque selecciona uno de los *SF* chips que forman cada *slot*. Para realizar esta operación se realiza la media aritmética de todos los chips que componen el *slot*, por lo que en caso de existir algún chip erróneo el valor asignará valores reales (no binarios) al bit de salida. Para solucionar este efecto se añade un bloque “sign” que regenera la señal binaria. La utilización conjunta de un bloque “derepeat” y un bloque “sign” funcionando de la forma descrita, dotan al sistema receptor de cierta capacidad correctora previa a la etapa de multiplexación y codificación, consiguiendo corregir hasta un 25% de los errores de cada rama y reduciendo la tasa de error del sistema. De forma matemática:

$$p = \text{sign} \left(\frac{1}{SF} \left[\sum_{i=1}^{SF} p_i(x_i = 1) + \sum_{j=1}^{SF} p_j(x_j = -1) \right] \right)_{-1}^1$$

5.2.3 MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN.

La etapa de modulación y control de potencia se han implementado de forma conjunta en el simulador, ya que se ha considerado que el proceso de amplificación derivado del control de potencia es parte del modulador. Aún así, en este apartado se tratará cada proceso por separado.

5.2.3.1 ETAPA DE MODULACIÓN.

Se ha implementado un modulador QPSK típico en banda base. La utilización de un modulador en banda base en lugar de usar una frecuencia portadora en torno a los 2 GHz, se justifica por el tiempo de simulación tan pequeño que nos obligaría a utilizar, aumentando en exceso la carga de procesado de cualquier simulación e imposibilitando realizar cualquier simulación que nos permitiese obtener datos concluyentes. En las simulaciones se ha utilizado un tiempo de simulación de aproximadamente $13 \eta s$ $(3.84 Mcps \times 20)^{-1}$ puesto que la utilización de una portadora a 2 GHz implicaría un tiempo máximo de simulación de $0.025 \eta s$, con lo que cualquier simulación se ralentizaría demasiado debido al incremento en el número de operaciones que traería consigo.

Aunque el *toolbox* “Communications Blockset” de la versión de Simulink utilizada dispone de moduladores y demoduladores QPSK en banda base ya implementados, se ha optado por la implementación de uno propio con la intención de poder implementar el filtro adaptado FIR que realiza la conformación del pulso para realizar una detección coherente.

La secuencia compleja procedente de la etapa de *spreading* y *scrambling* se separa de nuevo en parte real y parte imaginaria, formando los canales I y Q en el modulador. Sobre cada uno de estos canales se realiza el procesado típico de un modulador QPSK.

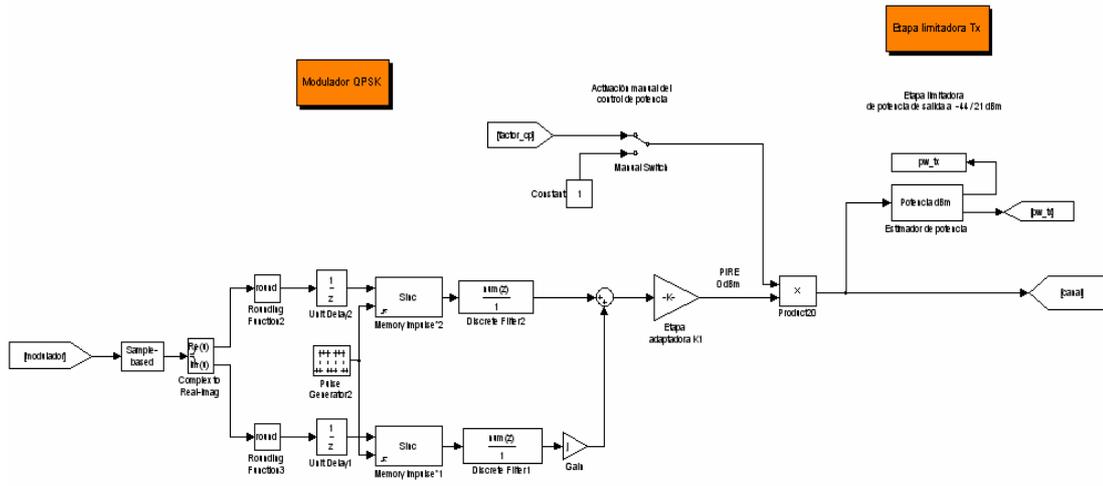


Figura 5.7. Etapa de modulación en el transmisor.

En primer lugar se realiza un muestreo de la señal de entrada, modelando la señal en forma de impulsos, mediante el bloque “Memory Impulse”. La señal resultante se procesa en un filtro FIR que implementa el pulso conformador RRC “raíz de coseno alzado” con $\alpha=0.22$, esto se consigue mediante un bloque “Discrete Filter” donde los N coeficientes del numerador vienen dados por la siguiente función Matlab:

$$pulso_conf((1/Rchip)*[(-5+(10/tap)):10/tap:5], 0.22, Rchip)$$

Esta función proporciona los coeficientes de un filtro de orden $N = tap$ que implementa el filtro adaptado de las características deseadas.

Las dos secuencias reales obtenidas, para el canal I y Q, deben ajustarse a su fase correspondiente, para ello se convierte la secuencia del canal Q, en una secuencia compleja y se realiza la suma de nuevo de ambos canales, obteniendo así una señal modulada QPSK. Si se hubiese optado por la introducción de una portadora a 2 GHz, se introduciría en este punto, antes de sumar los 2 canales.

A la señal modulada obtenida se le aplica un factor corrector de ganancia mediante un bloque denominado “Etapa adaptadora K1”, de modo que la señal

La señal procedente del modulador atraviesa un bloque de canal denominado “Loss&Fading” que nos permite atenuar la señal según unas pérdidas de propagación estimadas en función de la distancia del enlace, mediante un modelo de propagación simplificado de Okamura&Hata [Rábanos01], y que introduce efectos de desvanecimiento según unos determinados parámetros. La atenuación L_{UPLINK} controlada por la variable del sistema $loss$ será:

$$L_{OKAMURA\&HATA}(d) \approx 137.4 + 32.5 \cdot \log_{10}(d) \quad (dB)$$

$$L_{FADING}(n) = f_1(L_{FADING}(n-1), T_{FADING}, \mu_{FADING}, \sigma_{FADING}^2) \quad (dB)$$

$$L_{UPLINK} = L_{OK\&HATA} + L_{FADING} \quad (dB)$$

Si sólo se considera este efecto en el canal, el modulador y demodulador funcionarían correctamente independientemente de la potencia recibida en el demodulador. En la práctica, para señales recibidas cuya potencia esté por debajo de la potencia umbral del receptor o *threshold* el demodulador sigue funcionando pero es incapaz de recuperar la señal correctamente. Se suele considerar en estos casos un umbral garantizado y un umbral típico. El equipo debe funcionar correctamente hasta valores de potencia recibida similares al umbral garantizado, empezando a dar errores de forma progresiva hasta llegar al umbral típico, donde el equipo dejaría de funcionar de forma correcta al equipararse la potencia de la señal a la de ruido. Normalmente el umbral garantizado suele ser entre 5 y 10 dB superior al umbral típico de funcionamiento.

A todo esto hay que añadir que en el caso de sistemas 3G con distintos servicios, este umbral varía según el servicio MAC que la capa física soporte, por lo que habrá un umbral garantizado para cada uno de los distintos servicios L2/MAC.

Para implementar esta característica en nuestro simulador, se ha considerado un bloque que nos simula un canal AWGN, pero que en este caso no se va a considerar como canal, sino como bloque de corte. Este bloque nos permite ajustar los parámetros de forma que para una señal con una potencia de entrada dada, nos genera una señal de salida con ruido AWGN con una SNR determinada. Así pues, si ajustamos los

parámetros de potencia de la señal de entrada, de manera que la potencia de la señal de entrada sea el umbral garantizado y permitiendo al sistema una SNR de 5 dB, se está consiguiendo que el sistema no introduzca errores para potencias del orden del umbral garantizado y superiores, para potencias inferiores al umbral garantizado el sistema introduce errores aleatorios pues estamos considerando una SNR inferior a 5 dB. Para señales cuya potencia sea inferior al umbral típico, este bloque considera que la SNR es inferior a 0 dB y la potencia de la señal de salida es equiparable a la de ruido.

Con la introducción de este bloque, se consigue que cuando por efectos de desvanecimiento, la potencia de la señal recibida baje hasta niveles próximos al umbral típico de recepción el demodulador introduzca errores.

El control del umbral en cada caso, se ha realizado mediante la variable del sistema *rx_sens*, que representa el umbral garantizado para cada servicio L2/MAC soportado. Los valores de esta variable aparecen en la siguiente tabla [5.8].

Tabla 5.8. Umbrales típicos y garantizados en recepción.

Servicio L2/MAC	Umbral garantizado (<i>rx_sens</i>) dBm	Umbral típico (<i>rx_sens</i>) - 5 dBm
12.2 kbps	-128.8	-133.8
64 kbps	-123.1	-128.1
144 kbps	-120.3	-125.3
384 kbps	-117.3	-122.9

En este punto, tras el bloque de corte, tal y como se observa en la figura [5.8], es donde se realizarán las medidas de potencia de recepción en el *uplink*.

Una vez que se ha ajustado la potencia mínima de recepción, se realiza un ajuste de la potencia recibida mediante un factor corrector de potencia en el bloque “Etapa adaptadora K2” de valor inverso al de la etapa K1 del modulador. Posteriormente se seleccionan a la entrada del filtro FIR que implementa el pulso conformador sólo los canales I y Q, eliminando los productos cruzados IQ y QI, con esto se consigue un demodulador más robusto. Cada uno de estos canales se procesa de nuevo por un filtro FIR que implementa el pulso conformador complementario al modulador y se completa el proceso de detección de coherente.

En primer lugar, es necesario determinar la potencia de recepción, para ello usamos una FFT de 512 puntos aplicando el teorema de Parseval [Proakis96] para el cálculo de la potencia, según la siguiente fórmula:

$$P_{RX} = \frac{1}{512} \sum_{k=0}^{511} |X(k)|^2 = \sum_{n=1}^{512} |x(n)|^2 \quad (w)$$

Una vez realizada esta estimación del valor de la potencia, se realiza un suavizado de 5 ms de la potencia mediante un filtro de medias móviles de las últimas 750 muestras (5 ms).

$$P_{RX}(n) = \frac{1}{750} \sum_{i=1}^{750} P_{RX}(n-i) \quad (w)$$

El utilizar este filtro de suavizado, se justifica por los picos de señal que se obtienen al calcular la potencia con el método indicado. Posteriormente se pasa el valor de la potencia recibida a dBm, obteniendo muestras de la potencia de señal recibida con una frecuencia de 150 KHz. Puesto que el control de potencia se realiza cada 1,5 KHz, se introducen bloques muestreadores que obtienen muestras a 1,5 KHz.

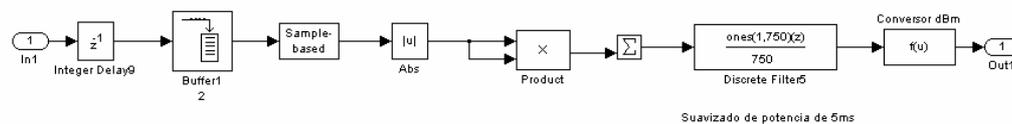


Figura 5.10. Bloque estimador de la potencia.

Antes de analizar el bloque de estimación de la SIR, hay que hacer algunas consideraciones:

- Para la implementación del control de potencia predictivo PPC, se debe realizar la estimación de la SIR del sistema en los próximos 0.020 s, para compensar el retraso del enlace descendente. Estimar la SIR actual no aporta valor.

- En la estimación de la SIR, puesto que sólo se tienen datos de la potencia recibida, se ha considerado un nivel de interferencia y ruido de 99.2 dBm, por lo que la SIR sólo depende de la potencia recibida.

$$SIR(n) = P_{RX}(n) - (-99.2)_{Int\&Ruido} \quad (dB)$$

- El cálculo de la SIR_{TARGET} se ha realizado a partir de los valores de potencia umbral de recepción ya que no se ha implementado el *outer loop*. Se considera que la potencia de recepción objetivo es 5 dB superior al umbral de potencia de recepción garantizado en cada caso. Se ha considerando un margen de actuación de 4 dB, es decir, ± 2 dB para determinar los valores de $SIR_{INFERIOR}$ y $SIR_{SUPERIOR}$.

$$SIR_{TARGET} = (TH_{Rb\ L2/MAC} + 5) - (-99.2)_{Int\&Ruido} \quad (dB)$$

- La SIR estimada dependerá de la potencia de recepción y de los bits *TPC* transmitidos en los últimos 30 *slots* (2 tramas).

Hechas estas consideraciones, se procede a analizar con profundidad el funcionamiento de este bloque de estimación de SIR.

El funcionamiento de este módulo consiste en determinar la SIR del sistema dentro de 20 ms ($n+30$) partiendo de la potencia de recepción, para ello se considera la evolución de las últimas 30 muestras de potencia recibida, realizando la interpolación lineal para determinar el valor de la potencia en la muestra $n+30$. Este proceso se realiza cada *slot* y nos permite determinar la evolución de la potencia recibida en cuanto a la atenuación por desvanecimientos.

Otro efecto ha considerar son las actuaciones correctoras sobre la señal que ya se han ordenado, es decir, hay que considerar los bits *TPC* transmitidos, ya que debido al retraso del enlace los últimos 30 *slots* son los que se procesarán en el transmisor en las próximas 2 tramas. Mediante un filtro se estima la suma de los últimos bis *TPC* transmitidos (-1/0/1). Considerando que cada 6 bits iguales se

Mediante un bloque “saturation” se limita la ganancia de transmisión entre -44 y 21 dBm y se procede a ajustar la frecuencia de esta señal a la del modulador, donde se aplica la ganancia como ya se ha comentado.

5.2.5 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.

La evolución de cada simulación se puede visualizar gráficamente en cada uno de los simuladores mediante los bloques de resultados de la simulación. Se podrán extraer datos referentes a errores de bit y datos relativos a los niveles de potencia de transmisión y recepción del enlace. Estos datos aparecerán en la zona superior izquierda de cada fichero.

Durante la simulación se tendrá monitorizado el enlace mediante los datos obtenidos de BER y BLER de cada uno de los canales lógicos DTCH y DCCH que cursan tráfico. También se obtienen datos de BER del canal físico DPCCCH que se transmite en la capa física.

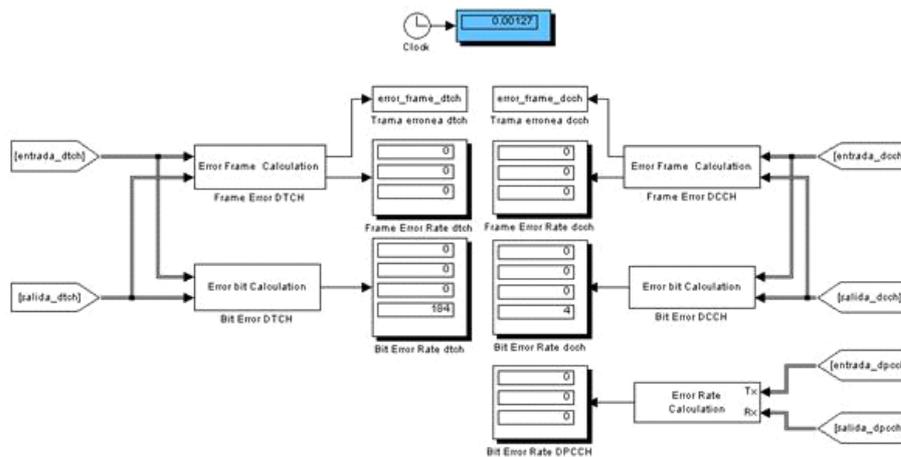


Figura 5.13. Zona de resultados enlace BER/BLER.

Cada *display* de este bloque tendrá 3 líneas, que se corresponderán con los datos de BER (“*Bit Error Rate*”) o BLER (“*Block Error Rate*”), el número total de

errores y el número total de bits. En algunos casos, aparece una cuarta línea en la que se muestra un contador de bits de espera debido al retraso del enlace.

En la parte superior del cuadro de resultados, aparecen los datos del enlace relativos a BLER, apareciendo a la izquierda los pertenecientes al canal lógico DTCH y a la derecha los del canal lógico DCCH. Mediante las variables *error_frame_dtch* y *error_frame_dcch* se puede obtener que tramas han sido erróneas. Estas variables tendrán forma de vector, apareciendo “0” si la trama es correcta y “1” si es errónea y estarán disponibles en el *workspace* de Matlab al finalizar la simulación.

Del mismo modo a como se presentan los datos de BLER, en la parte inferior aparecen los datos de BER de cada uno de los canales lógicos, incluyéndose además los relativos al canal físico DPDCH y DPCCH presentados con el mismo formato.

En la etapa de de *spreading* y *scrambling* también se obtienen datos de BER referentes a los canales físicos DPDCH y DPCCH permitiendo detectar los errores que se producen en la etapa de *spreading* y *scrambling* de forma independiente a los de la etapa de multiplexación.

Los datos relativos a potencias de transmisión y recepción, sólo se han incluido en los módulos donde se ha simulado el control de potencia. Para la obtención de los niveles de potencia en cada bloque se ha utilizado siempre un suavizado de potencia de 5 ms y bloques de 512 puntos como ya se ha comentado, de esta forma todos los datos de potencia serán comparables. Las unidades en que aparecen representados estos datos serán dB o dBm.

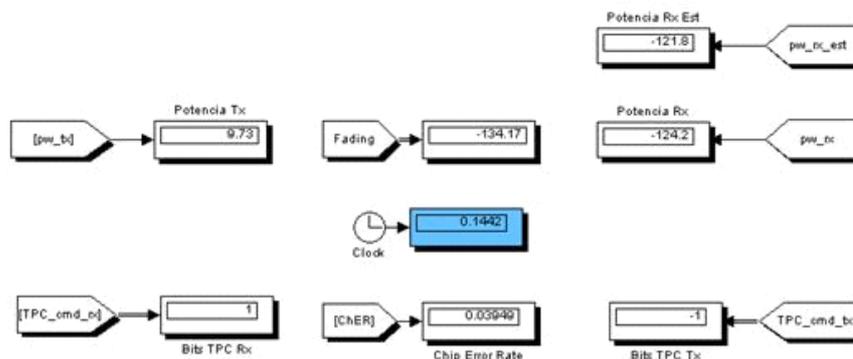


Figura 5.14. Resultados del control de potencia.

Los datos asociados al transmisor aparecen representados en la zona izquierda del bloque, se puede observar la potencia de transmisión y el comando *TPC* que se está recibiendo en cada *slot* en el transmisor.

La parte central contiene los datos relativos al canal. Aparece la atenuación completa que se está produciendo en el enlace, debida a pérdidas por propagación y desvanecimientos, y los datos de ChER (“*Chip Error Rate*”), tomando como referencia la entrada y salida de la etapa de modulación.

Los datos relativos al receptor aparecen en la parte derecha del bloque. Se puede consultar la potencia recibida, tanto la potencia estimada como la potencia real que se recibe en cada *slot*. Se incluye también el comando *TPC* transmitido en el receptor.

Tras cada simulación, se produce un volcado de datos al *workspace* de Matlab, estando disponibles las variables: *pw_tx*, *pw_rx*, *pw_rx_est*, *loss*, *fading* y *ChER*. La tasa de muestreo de estas variables es controlada mediante el parámetro “Datos *workspace*” del bloque “Uplink Initial Settings”.

En determinados casos, para poder visualizar la tasa binaria de cada módulo del sistema se ha introducido un bloque “analyzer de trama”, mediante este bloque se obtiene la tasa binaria del sistema en el punto considerado, la longitud de la trama que está circulando y el tiempo de simulación en ese punto.



Figura 5.15. Bloque analizador de trama.

6. SIMULACIONES.

La principal intención de este proyecto ha sido la realización de distintas simulaciones sobre el diseño del simulador mostrado en el apartado anterior, permitiendo evaluar el comportamiento de los distintos servicios ofrecidos por el sistema UMTS frente a errores y desvanecimientos en el canal radio.

Las simulaciones realizadas se dividen en 3 grupos diferentes, distinguiendo entre las pruebas de inserción de errores, pruebas de medidas de señal para la monitorización del control de potencia y análisis del procesado de señal en CDMA.

Se han considerado escenarios de pruebas de 1.5 y 10 sg como máximo, ya que la versión disponible de Simulink 3.0 no permite un número indefinido de operaciones. Los resultados obtenidos de control de potencia y procesado de señal CDMA se han contrastado con medidas realizadas en campo con un analizador de trama UMTS VIPER E6474A de AGILENT equipado con un teléfono móvil UMTS SURF 5200/WCDMA de Qualcomm, proporcionados ambos por el departamento de Transmisión de Vodafone España S.A., en Sevilla.

6.1 INSERCIÓN DE ERRORES.

Las simulaciones realizadas permiten obtener estadísticas de errores del sistema como BER y BLER de los canales lógicos de tráfico DTCH en modo circuito y control DCCH, así como de los canales físicos DPDCH y DPCCH.

Tabla 6.1. Muestras totales para escenario de simulación de 10 sg.

Canal	Cap. Logico	Bloques	Bits	Cap. Físico	Chips
DTCH	12.2 kbps	500	122.000	60 Kcps	38.400.000
	64 kbps	500	640.000	240 Kcps	
	144 kbps	500	1.440.000	480 Kcps	
	384 kbps	1000	3.840.000	960 Kcps	
DCCH	2.5 kbps	250	25000	0	
DPCCH	15 kbps	1000	150000	15 kcps	

Para cada uno de los servicios propuestos entre 12.2 y 384 Kbps se han realizado múltiples simulaciones con distintas semillas sobre un escenario de simulación de 10sg, realizando posteriormente el promediado de las simulaciones para cada servicio.

Se han realizado 2 tipos de pruebas de inserción de errores. En primer lugar se han realizado una inserción fija de errores en el canal sobre el interfaz Uu obteniendo resultados al final de los 10 sg de simulación. En segundo lugar se ha optado por la inserción de errores continuada en el tiempo para analizar el comportamiento del sistema ante un desvanecimiento lento y continuado que en la práctica produce este tipo de tasas de error en el canal.

6.1.1 TASAS DE ERROR DEL SISTEMA.

La determinación de la tasa de error para cada uno de los servicios del sistema se ha realizado promediando 10 simulaciones para cada una de las tasas de error introducidas en el canal. Debido a la diferente estructura de tramas que se aplica a cada canal lógico DTCH, dependiendo del servicio entre 12.2 y 384 Kbps que soporta, el grado de inserción de errores afecta de modo desigual a cada uno de los servicios ya que la capacidad correctora en recepción de cada etapa del sistema es distinta, aunque de forma general, se podrá observar más adelante que los servicios de baja capacidad son más robustos frente a errores en el canal radio que los de mayor capacidad.

El sistema receptor está dotado con 2 bloques para la corrección de errores, en primer lugar el bloque de *spreading&scrambling* permite la corrección de chips erróneos y en segundo lugar la etapa de decodificación permite la corrección de bits. Actuando de forma conjunta permiten corregir tasas de error muy elevadas en el canal, hasta valores próximos a $ChER = 0.50$ como máximo para un servicio de 12.2 Kbps.

El bloque de *spreading&scrambling* en el receptor tiene mayor capacidad correctora que la etapa de codificación. Como ya se indicó en el apartado 5.2.2.2, este bloque es capaz de recuperar hasta un 25% de los errores de chip que se producen en el canal radio, ya que decide por mayoría simple sobre los chips recibidos en cada bloque que bit fue transmitido. En las siguientes figuras [6.1] [6.2] se puede observar la capacidad de corrección de este bloque para los casos particulares de servicios a

12.2 Kbps y 384 Kbps, representando la evolución de la tasa de error de chip del canal DPDCH frente a la ChER del canal radio. En el caso de 12.2 Kbps, el canal DPDCH va soportado por un factor de *spreading* $SF = 64$, permitiendo hasta 15 chips erróneos por bloque de 64 chips, por lo que la capacidad correctora es mucho mayor que en el caso de servicios a 384 Kbps donde el factor de *spreading* es $SF = 4$ y sólo permite un chip erróneo por cada bloque de 4 chips. Para servicios a 12.2 Kbps, se observa que la tasa de error del canal físico DPDCH se hace nula para tasas de error en el canal radio inferiores a $ChER = 0.51$, mientras que para un servicio de 384 Kbps, la tasa de error del canal DPDCH se hace nula para tasas de error en el canal radio inferiores a $ChER = 0.001$, por lo que queda de manifiesto la robustez frente a errores de los servicios de baja capacidad frente a los de mayor capacidad. Esta característica va íntimamente ligada al hecho que los servicios de mayor capacidad requieran un *threshold* menor que los servicios de menor capacidad, por lo que en la planificación radio se definen áreas de cobertura distintas para cada servicio.

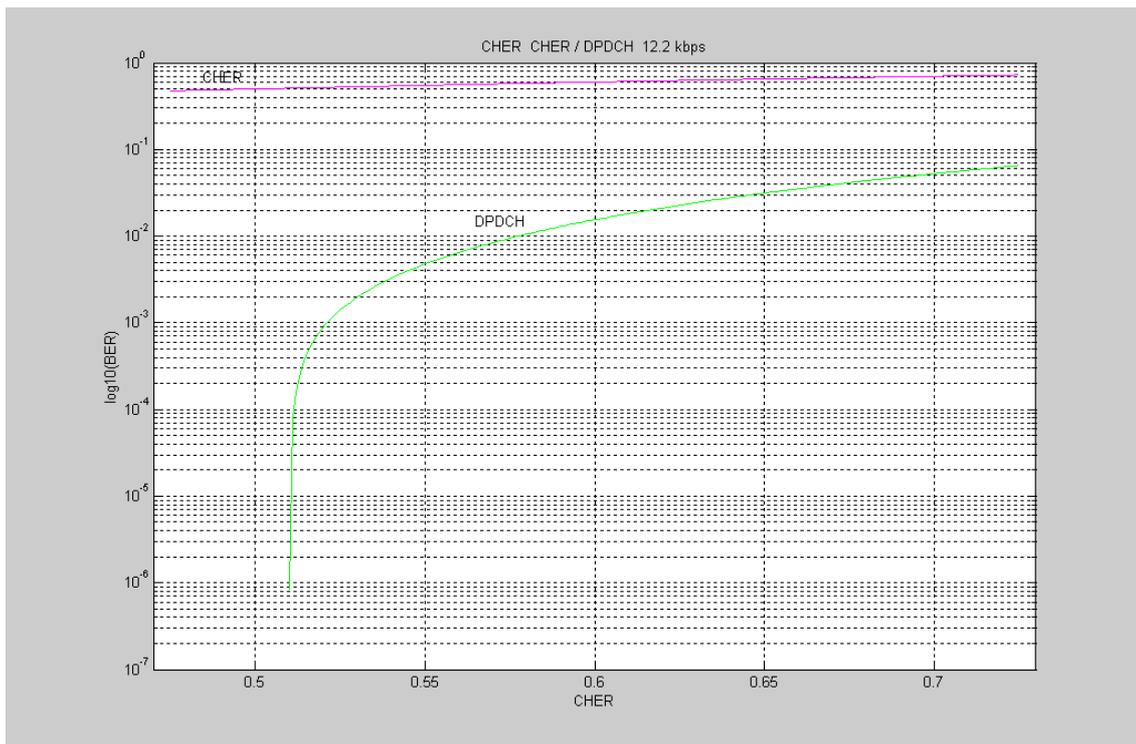


Figura 6.1. Comparativa ChER / DPDCH 12.2 kbps

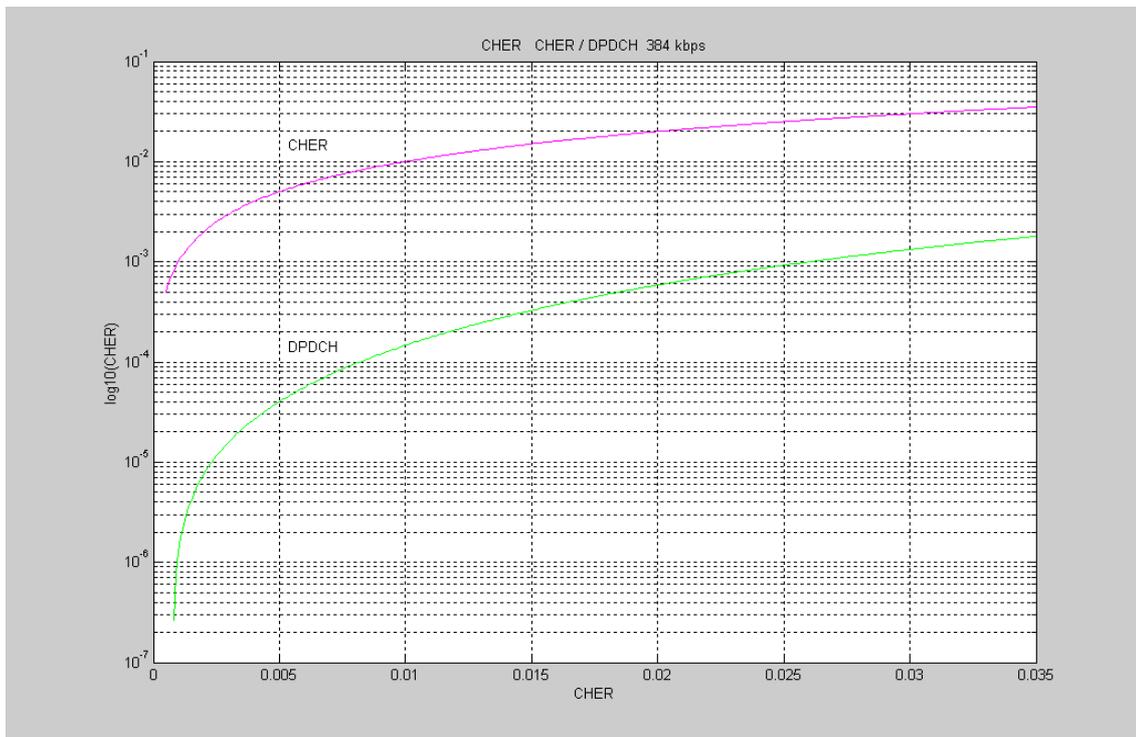


Figura 6.2. Comparativa CHER / DPDCH 384 kbps.

Un caso particular es el del canal físico DPCCH que transporta los datos relativos a formato de trama y los comandos de control de potencia TPC_cmd. Este canal se transporta a través del canal radio en el interfaz Uu sin ningún tipo de protección frente a errores, ni está sometido a control de errores en etapas posteriores, como se indica en el apartado 5.2.1.11, de hecho no es necesario, pues registra las menores tasas de error de chip del sistema, ya que este canal físico a 2.5 Kbps se transmite sobre un factor de *spreading* $SF = 256$, permitiendo el bloque de *spreading&scrambling* del receptor corregir hasta 63 chips erróneos por bloque de 256 chips. Para una misma tasa de error en el canal, se puede observar en la siguiente figura [6.3] que la tasa de error del canal físico DPCCH es aproximadamente 3 órdenes de magnitud inferior a la del canal físico DPDCH, permitiendo la corrección total de errores para tasas de error ChER en el canal radio inferiores a $ChER = 0.57$. Debido a esta característica y puesto que el resto de servicios analizados (64, 144 y 384 kbps) no soportan tasas de error de chip en el canal radio tan elevadas, no se considerará la tasa de error ChER en el canal físico DPCCH para estos servicios pues su valor es nulo.

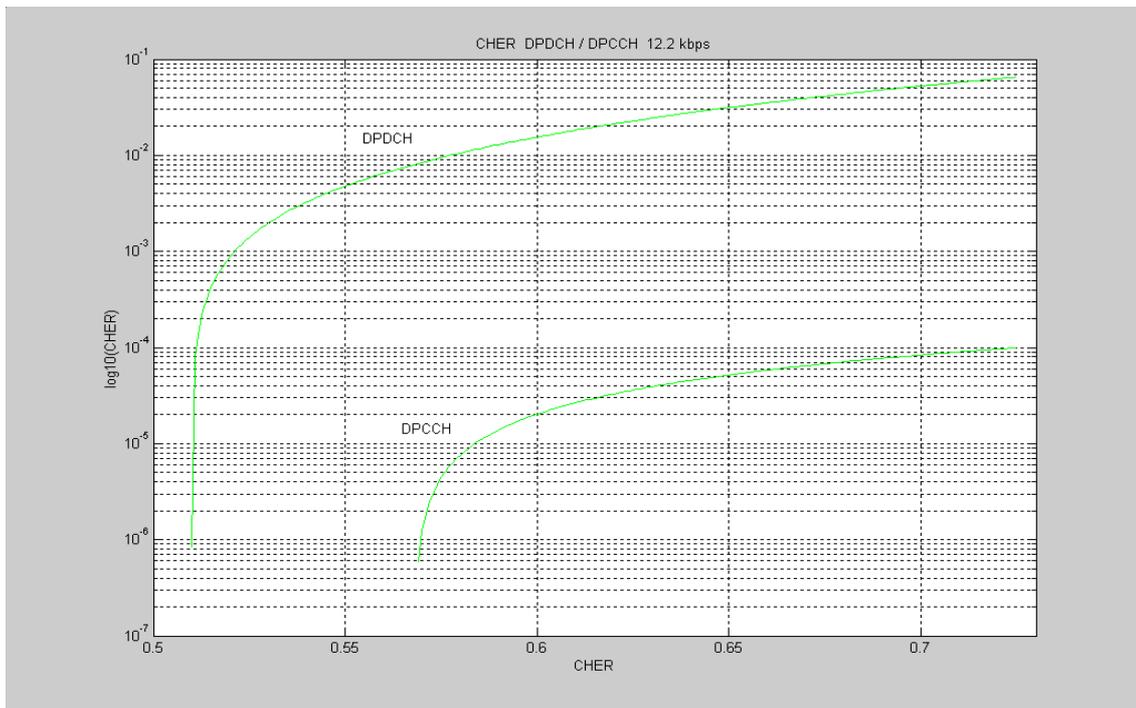


Figura 6.3. Comparativa tasa de error DPDCH / DPCCH para 12.2 kbps.

El segundo bloque corrector de errores en el receptor está situado en la etapa de decodificación de bits y está basado en un decodificador que implementa el algoritmo de Viterbi. En este caso, se ha utilizado un decodificador de Viterbi de orden 3 como se indica en el apartado 5.2.1.4 y aunque tiene una capacidad de corrección importante, en la práctica se utilizan decodificadores de orden mayor para que el número total de errores en un bloque erróneo sea el mínimo y la dispersión en el bloque de los errores producidos sea menor, de este modo se producen menos retransmisiones al segmentar el bloque en células ATM. En el caso que nos ocupa, al utilizar un bloque decodificador de Viterbi de orden 3 el número de bits erróneos por bloque erróneo es relativamente elevado y aunque en el interfaz Uu de UMTS no existe la posibilidad de retransmisión, si hay retransmisiones en el interfaz IuB donde el tamaño efectivo de la trama es inferior (384 bits o 48 bytes) por lo que usar decodificadores potentes reduce la tasa de retransmisiones en el interfaz IuB. En el caso de la voz a 12.2 Kbps, cada bloque de 244 bits generado en la etapa de recepción se transporta completa sobre una única célula ATM por lo que no es relevante utilizar un decodificador de orden mayor

y de hecho, en caso de fallo para servicios de voz no se realiza la retransmisión de la célula ATM. El caso contrario es el de un servicio a 384 Kbps donde cada bloque de 3840 bits se transporta sobre 11 células ATM, por lo que un decodificador de orden superior sería más potente y en caso de existir un bloque erróneo obligaría a retransmitir un menor número de células ATM.

En las siguientes figuras [6.4] – [6.7] se pueden observar los resultados obtenidos para las tasas de error de bit de los canales lógicos DTCH y DCCH para capacidades de transmisión entre 12.2 y 384 Kbps. Los resultados obtenidos en ambos casos son muy similares, con la salvedad de las distintas tasas de error de chip en el canal radio que soporta cada servicio.

Tabla 6.2. Datos ChER para $BER = 10^{-3}$ en DTCH & DCCH.

Canal lógico	Servicio	ChER Interfaz Uu
DTCH	12.2 Kbps	0.536
	64 Kbps	0.273
	144 Kbps	0.168
	384 Kbps	0.003
DCCH	12.2 Kbps	0.573
	64 Kbps	0.340
	144 Kbps	> 0.235
	384 Kbps	0.007

Para una misma tasa de error de chip en el interfaz Uu y en el canal DPDCH, la tasa de error de bit del canal lógico DCCH siempre es inferior a la del canal lógico DTCH para cualquier capacidad de transmisión. Puesto que ambos canales van multiplexados en el tiempo según la estructura definida en el apartado 5.2.1.9 y están sometidos a un procesamiento de señal similar, las tasas de error de bit son siempre inferiores debido a que el canal DCCH utiliza un tamaño de bloque fijo de 120 bits a la entrada de un decodificador de Viterbi de orden 3, similar al del canal DTCH, y este decodificador presenta mejores características de corrección cuanto menor sea el tamaño del bloque de entrada, por lo que la tasa de error de bit final es menor.

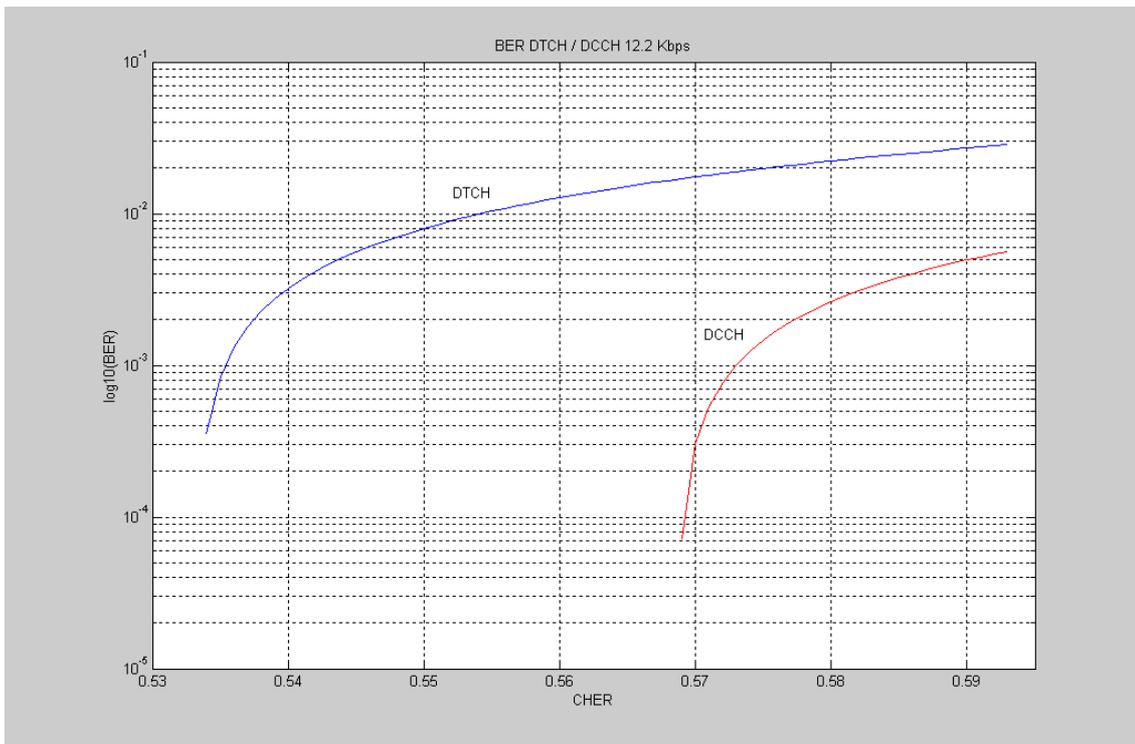


Figura 6.4. Tasa de error de bit DTCH & DCCH 12.2 Kbps.

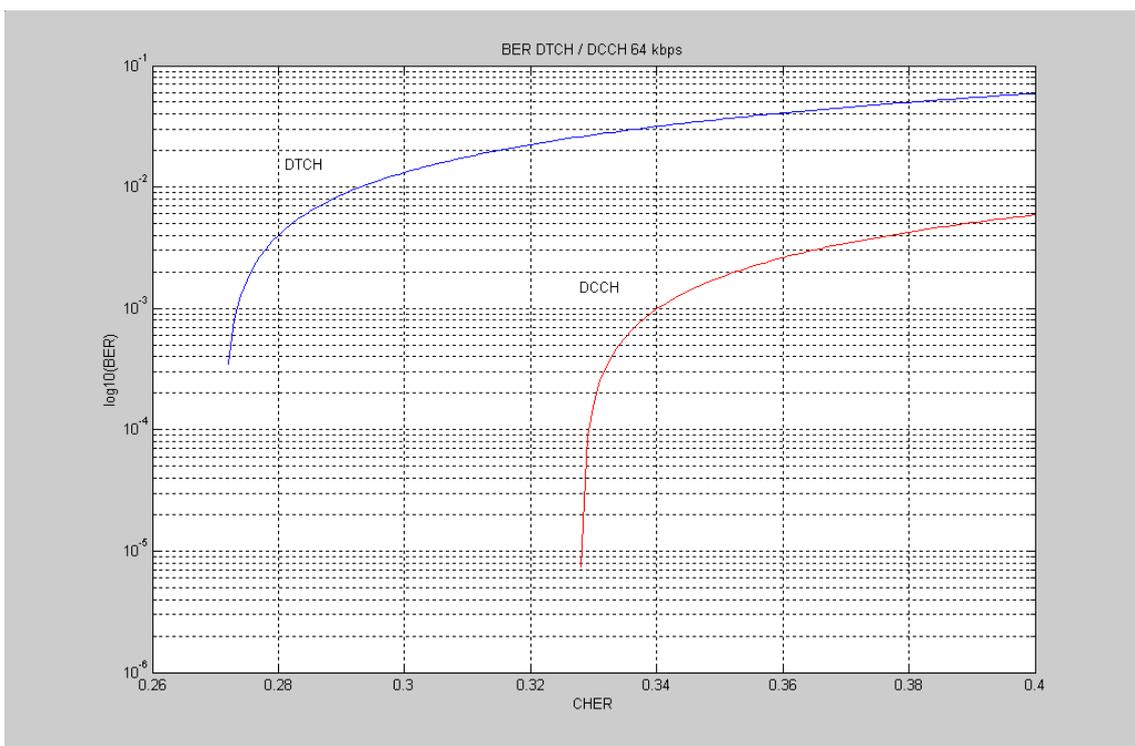


Figura 6.5. Tasa de error de bit DTCH & DCCH 64 Kbps.

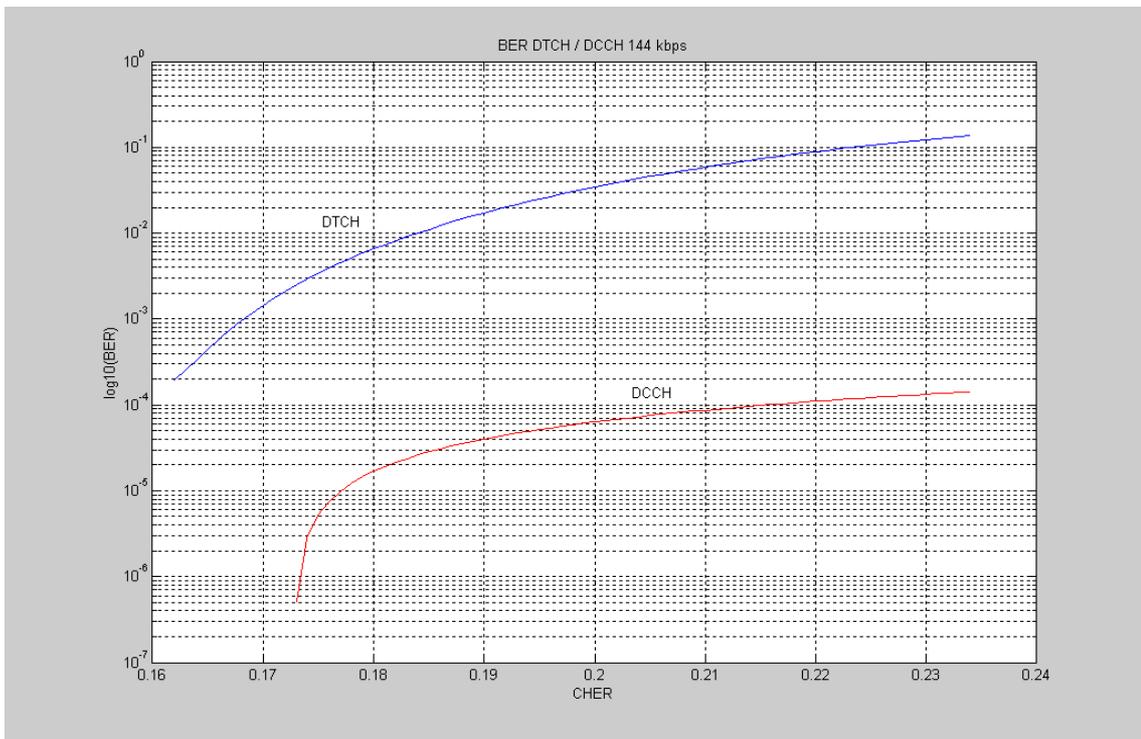


Figura 6.6. Tasa de error de bit DTCH & DCCH 144 Kbps

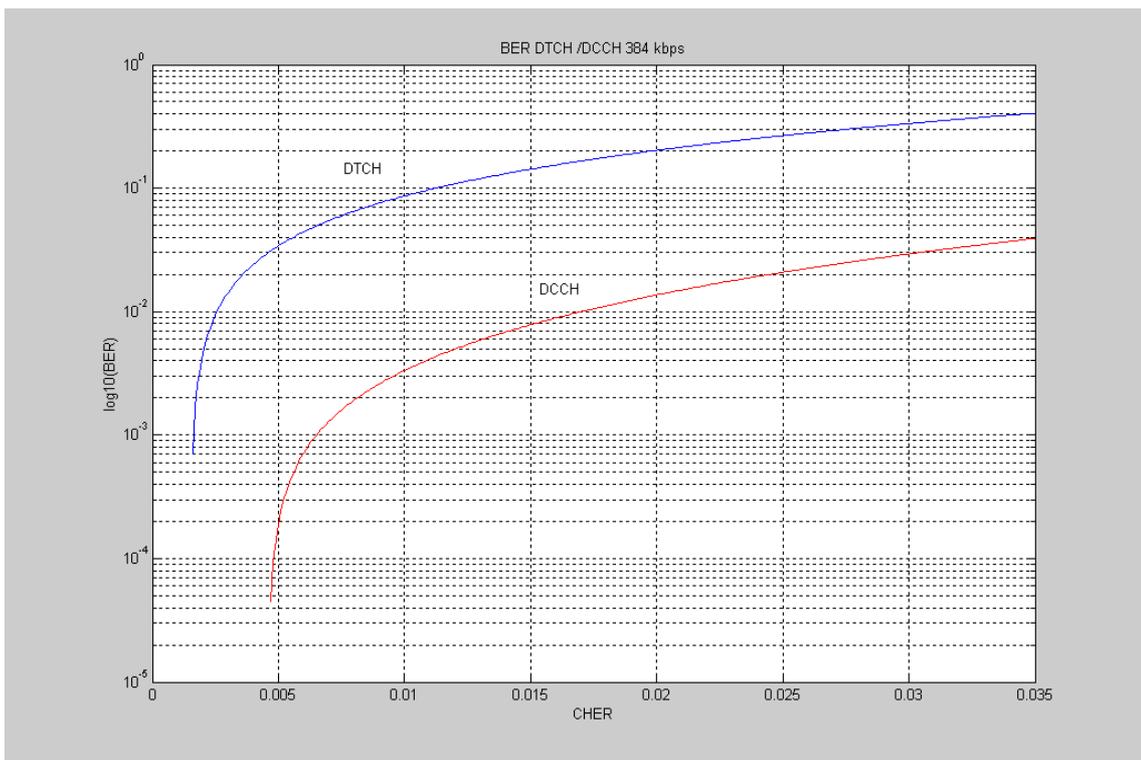


Figura 6.7. Tasa de error de bit DTCH & DCCH 384 Kbps

Los resultados de BER en los canales DTCH y DCCH obtenidos para los distintos servicios tienen un comportamiento similar, aunque es importante destacar en el caso de los canales lógicos DTCH y DCCH a 384 Kbps la reducción drástica en los niveles de ChER soportados, en comparación con los canales lógicos DTCH y DCCH a 12.2, 64 y 144 Kbps. En el caso de los canales lógicos a 384 Kbps la causa de esta reducción de ChER es la aplicación del *rate matching* en el transmisor con lo que se reduce la tasa de bits del sistema en un 20 % mediante *puncturing*. En el receptor, como se indicó en el apartado 5.2.1.8, se realiza la operación contraria aumentando un 20% la tasa de bits mediante la inserción de ceros en determinadas posiciones. Esta operación implica una cantidad importante de errores en recepción, pues se realiza insertando ceros en las posiciones donde se eliminaron bits en transmisión independientemente del valor inicial transmitido, si bien, para tasas de error de chip en el interfaz Uu del orden de $\text{ChER} \leq 10^{-3}$, el decodificador de Viterbi es capaz de corregir los errores procedentes del canal radio y los debidos a la inserción de ceros en el *rate matching*. Así pues la operación de *rate matching* en el receptor aparece como una fuente de errores adicional que sólo afecta en el caso de los canales lógicos DTCH y DCCH a 384 Kbps. Para los canales lógicos DTCH y DCCH a capacidades de transmisión distintas a 384 Kbps no se aplica *rate matching* sobre la señal transmitida pasando la señal de forma transparente a través de estos bloques.

En la siguiente gráfica podemos observar el comportamiento de la tasa de error de bloque BLER para el caso particular de los canales lógicos DTCH y DCCH a 144 Kbps. Los resultados obtenidos en este caso y para el resto de servicios distintos a 144 Kbps son similares a los mostrados para los casos de error de bit con la diferencia de los órdenes de magnitud, manteniendo una evolución continuada y prácticamente lineal frente a la inserción de errores de chip en el interfaz Uu.

Los resultados mostrados para tasas de error de bloque son sólo intuitivos pues se necesitaría un elevado tiempo de observación para extraer resultados fiables. Se está considerando un escenario de pruebas de 10 sg, donde en el mejor de los casos, como se indica en la tabla [6.1], para un servicio de 384 Kbps se obtienen 1000 bloques de muestra frente a sólo 250 bloques en el caso del canal lógico DCCH, por lo que no se dispone de muestras suficientes para obtener unos resultados fiables.

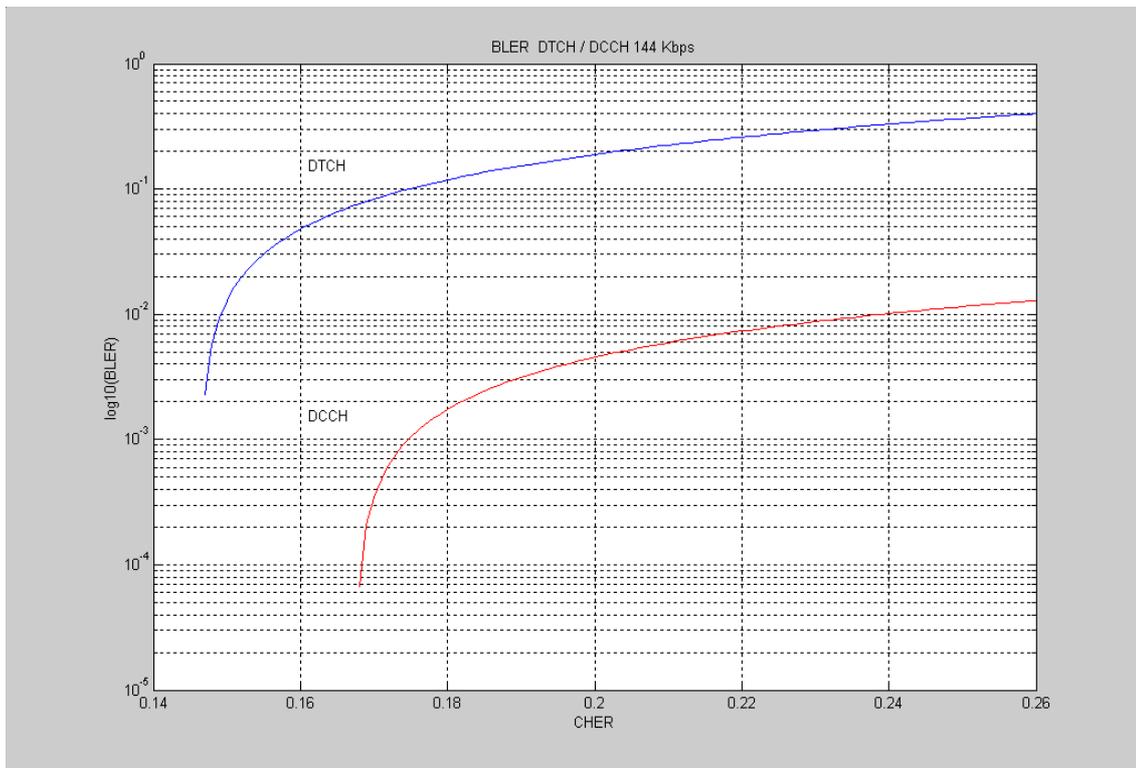


Figura 6.8. Tasa de error de bloque DTCH & DCCH 144 Kbps

6.1.2 INSERCIÓN CONTINUA DE ERRORES.

Las simulaciones realizadas insertando una tasa de error de chip con un crecimiento lineal en el canal radio nos permiten ver la evolución del sistema frente a un desvanecimiento lento y continuado que provoca en el sistema este tipo de tasas de error. Este tipo de desvanecimientos provocan una pérdida de señal continuada por lo que la señal recibida tiende al umbral de recepción de equipo o “*threshold*” y la tasa de errores crece de forma continuada hasta un punto donde se dispara. En la práctica se realizan este tipo de pruebas para analizar el comportamiento del equipo receptor para niveles de señal próximos al umbral de recepción y determinar el punto de ruptura del sistema, donde se dispara la tasa de error de bit. Los resultados obtenidos no representan la BER del sistema, sino la BER acumulada en 10 sg y es un indicador del número total de errores del sistema durante los 10 sg de simulación.

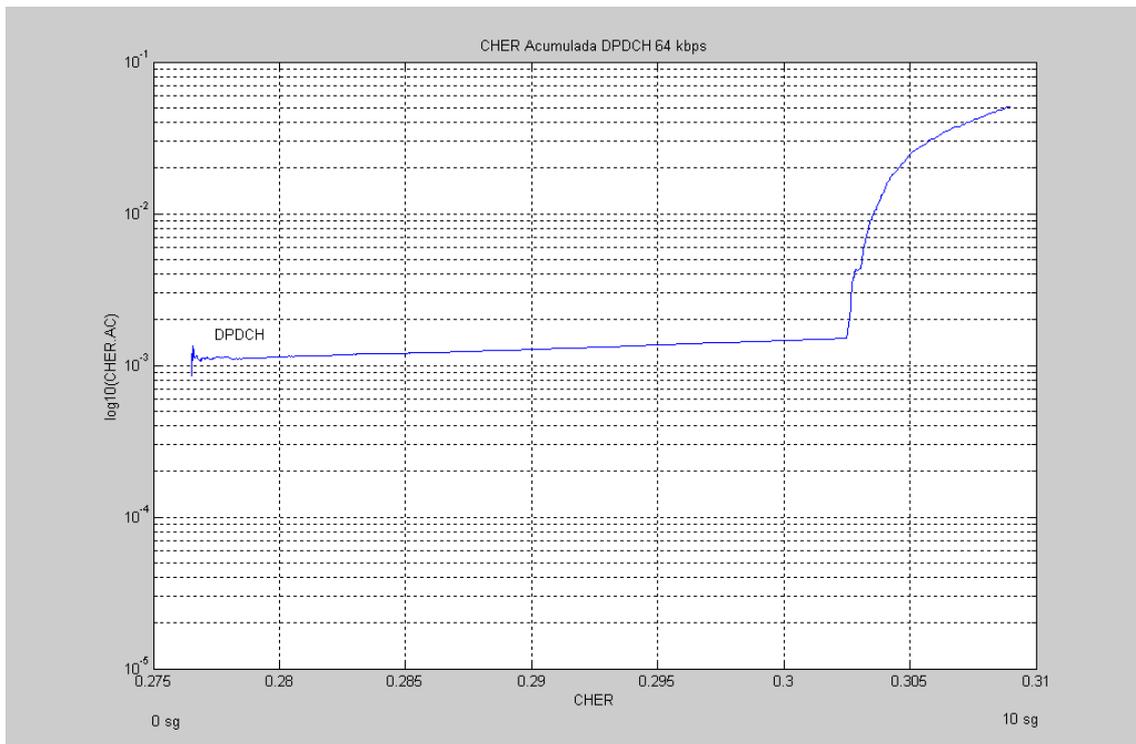


Figura 6.9. Evolución DPDCH 240 Kcps para inserción de errores de chip lineal.

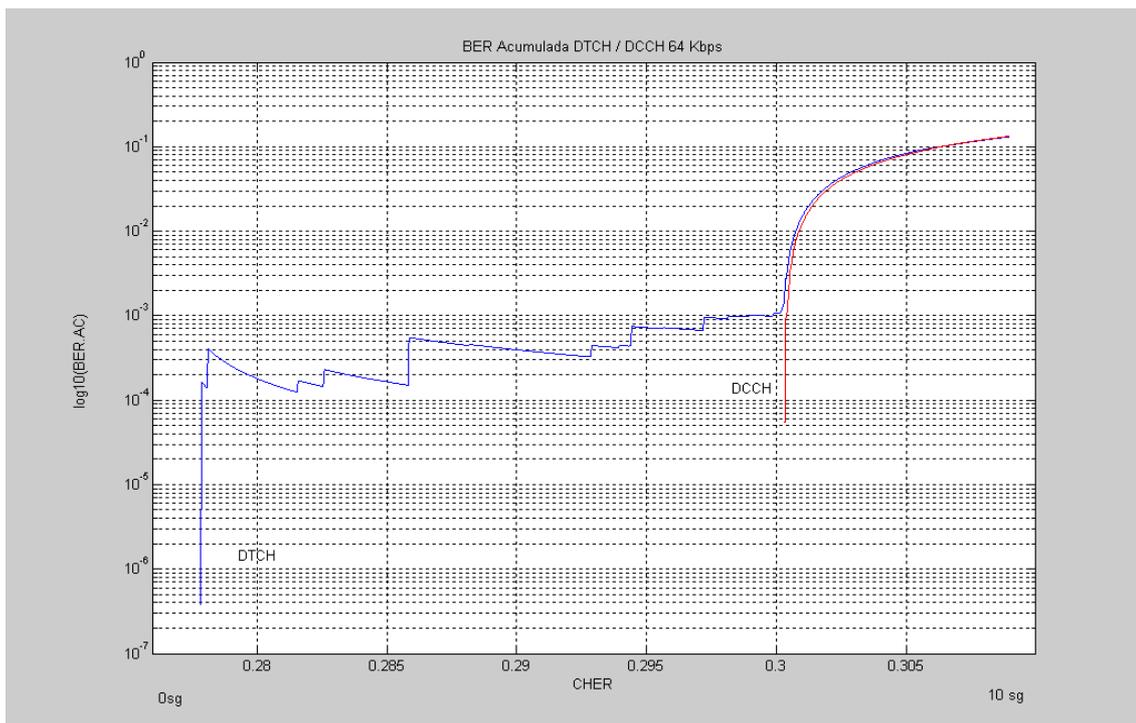


Figura 6.10. Evolución DTCH & DCCH 64 kbps para inserción de errores de chip lineal.

Las graficas anteriores muestran el comportamiento del sistema para un servicio de 64 Kbps ante una tasa de error de chip con un crecimiento lineal entre $\text{ChER} = 0.2765$ y $\text{ChER} = 0.3090$ durante 10 sg. Se han obtenido realizando el promedio de los resultados obtenidos en 25 simulaciones con distintas semillas.

En el caso del canal físico DPDCH vemos que un crecimiento continuo de la tasa de error de chip es corregido casi en su totalidad manteniéndolo en niveles próximos a 10^{-3} hasta valores de $\text{ChER} = 0.303$ donde el bloque de *spreading&scrambling* llega al limite de su capacidad correctora y comienzan a pasar de forma masiva errores a la etapa de decodificación haciendo que se dispare la tasa de error de bit de los canales DTCH y DCCH. Para este caso particular de un servicio a 64 Kbps, el punto de ruptura del sistema estaría en $\text{ChER} = 0.303$ aproximadamente.

Los canales lógicos DTCH y DCCH se mantienen en niveles de error relativamente bajos e inferiores a 10^{-3} . Presenta un comportamiento bastante estable en zonas próximas al punto de ruptura hasta que la etapa de *spreading&scrambling* se acerca al límite de su capacidad. Una vez más queda de manifiesto la robustez de la etapa de *spreading&scrambling* frente a la etapa de decodificación. El rizado que aparece en el comportamiento del canal DTCH se debe a que el decodificador usado es de orden bajo y el número de bits erróneos por bloque es elevado, por lo que en caso de error en un bloque la BER crece instantáneamente, volviendo a niveles normales posteriormente.

6.2 MONITORIZACIÓN DEL CONTROL DE POTENCIA.

Las simulaciones para la monitorización del control de potencia en bucle cerrado o “*inner loop*” del sistema UMTS se han realizado sobre el sistema propuesto de control de potencia predictivo PPC, obteniendo datos sobre la evolución de las potencias de transmisión y recepción, así como de las principales variables del control de potencia y su comportamiento frente a desvanecimientos lentos y rápidos tipo Rayleigh, característicos de los entornos móviles.

Cada simulación se ha realizado para el caso particular de un servicio de voz a 12.2 Kbps sobre un escenario de prueba de 1.5 sg, en el que se toman 2250 muestras (una muestra por cada corrección de potencia). Los resultados obtenidos en el simulador se contrastan con los obtenidos con un teléfono móvil UMTS de Qualcomm (Qualcomm SURF 5200/WCDMA) monitorizado con analizador de trama VIPER para UMTS de AGILENT en un entorno real.

6.2.1 COMPORTAMIENTO FRENTE A DESVANECIMIENTOS RÁPIDOS.

El análisis del comportamiento del sistema de control de potencia frente a desvanecimientos rápidos se ha realizado caracterizando el canal radio como un canal Rayleigh, monitorizado por la variable *loss&fading* que representa las pérdidas totales por propagación en el canal radio. En estas pérdidas están incluidas las pérdidas de propagación básicas y las debidas a desvanecimientos rápidos tipo Rayleigh. En el caso de las pérdidas básicas por propagación, se ha considerado que el móvil se mantiene a una distancia fija de 650 m de la estación base, lo que implica, según la fórmula de propagación de Okamura&Hata, unas pérdidas aproximadas por propagación $L_{bf} = -130.8$ dB. Para la simulación de desvanecimientos rápidos en el canal radio, se ha considerado una variable aleatoria tipo Rayleigh que nos permite caracterizar desvanecimientos rápidos y continuados de 95 ms de duración típica y baja intensidad (media $\mu_{FAD} = 0$ dB y desviación típica $\sigma_{FAD} = 4$ dB), característicos de entornos móviles con propagación multirrayecto.

En las siguientes gráficas podemos observar la evolución de las potencias de transmisión, recepción y las pérdidas de propagación introducidas por el canal radio ante desvanecimientos rápidos y continuados tipo Rayleigh.

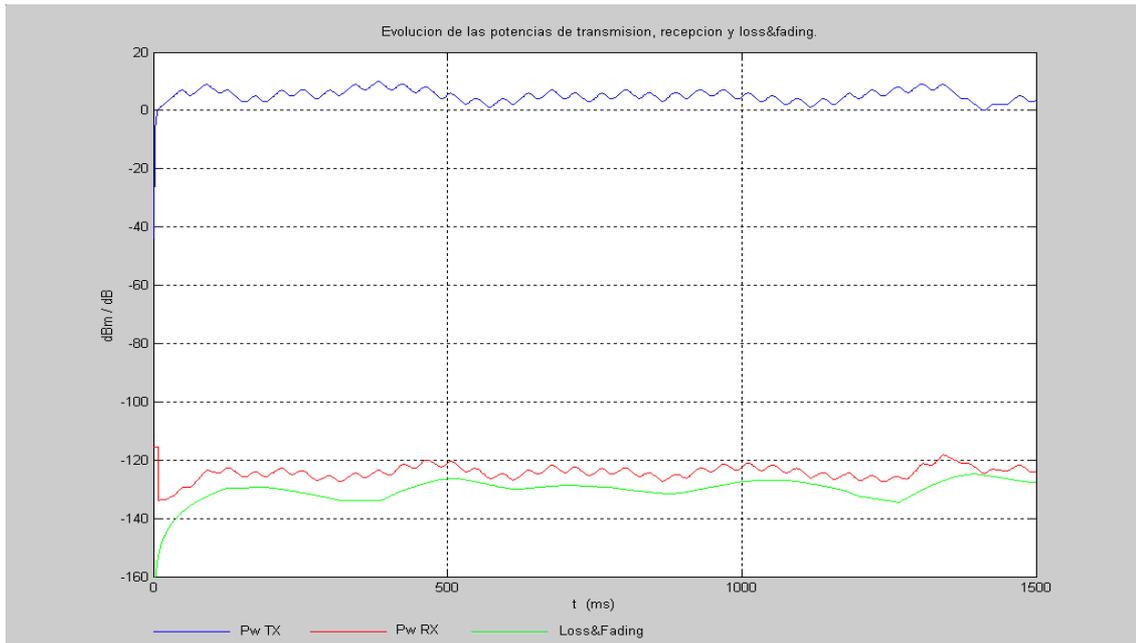


Figura 6.11. Evolución de las potencias de transmisión, recepción y loss&fading.

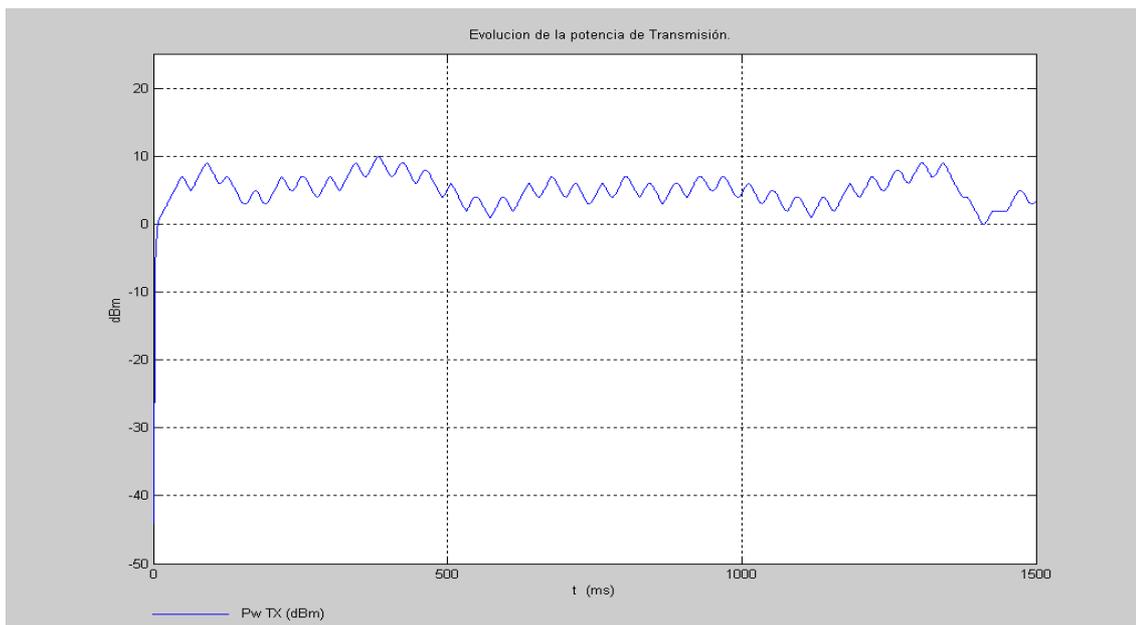


Figura 6.12. Evolución de la potencia de transmisión.

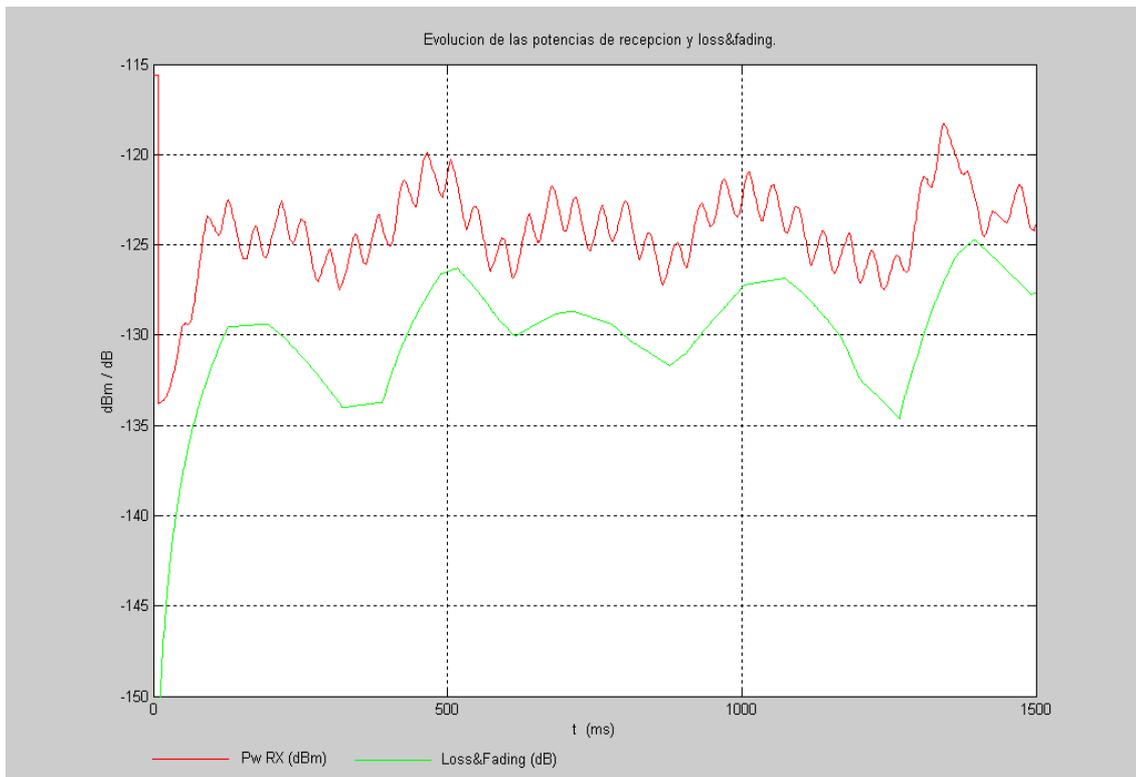


Figura 6.13. Evolución de las potencias de recepción y loss&fading.

En esta simulación se ha considerado un servicio de voz a 12.2 Kbps con una SIR objetivo $SIR_{target} = -24.60$ dB fijada por el sistema UMTS, lo que obliga al sistema de control a mantener una potencia de recepción objetivo de -123.8 dBm, para ello la potencia de transmisión varía en un margen entre -44 y 21 dBm corrigiendo las diferencias entre la potencia de recepción real y la potencia objetivo fijada por el sistema.

El rizado que aparece tanto en las potencias de transmisión como en la de recepción se debe a las características de convergencia del algoritmo de control de potencia utilizado. Este algoritmo estima la potencia de recepción en $(n+30)$ en función de las últimas 30 muestras (20 ms) de potencia recibida mediante interpolación lineal, por lo que en un entorno extremo y tan cambiante como el simulado hace que la estimación sea de peor calidad. Aún así, analizando las muestras obtenidas de la señal recibida (eliminando 65 ms aproximadamente del proceso de establecimiento en el sistema de control) se obtiene una potencia de recepción media $\mu_{RX} = -123.91$ dBm y una desviación típica $\sigma_{RX} = 1.81$ dB, con lo que los datos obtenidos se mantienen

dentro de los márgenes impuestos por el sistema UMTS de -123.8 ± 2 dBm para la potencia recibida.

Para analizar la eficiencia del algoritmo de control de potencia comparamos la potencia real recibida con la estimada por el sistema. Se observa que el algoritmo de estimación de potencia funciona relativamente bien manteniéndose dentro de los límites de saturación $-108.8 / 138.8$ dBm. Para un entorno tan cambiante como el propuesto, el error de estimación, considerado como el valor absoluto de la diferencia entre la potencia recibida real y la potencia recibida estimada llega a tomar valores próximos a 10 dB con un valor medio $\mu_{\text{ERROR_EST}} = 5.0477$ dB y desviación típica $\sigma_{\text{ERROR_EST}} = 2.7355$ dB. Sin embargo no es mayor problema, ya que lo que interesa en este caso no es el valor exacto de la estimación, sino la tendencia, para determinar si sobrepasará los límites de ± 2 dB impuestos a la potencia de recepción objetivo.

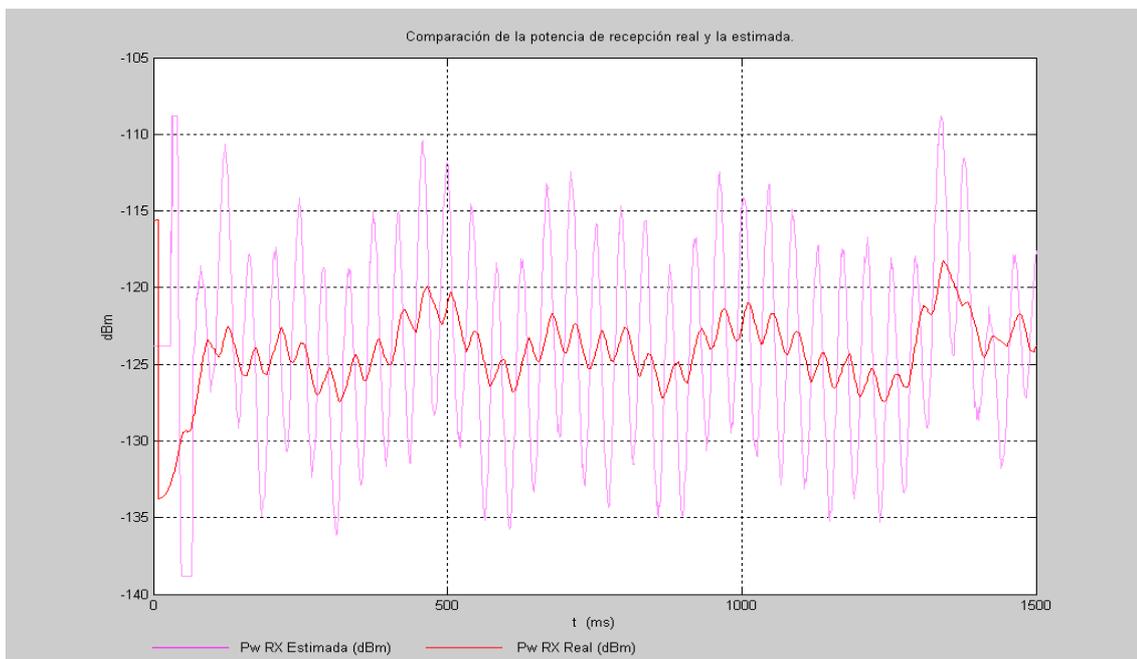


Figura 6.14. Comparación entre la potencia recibida real y la estimada.

A la vista de los resultados obtenidos podemos determinar que el funcionamiento del sistema de control de potencia predictivo PPC para un entorno extremo con desvanecimientos rápidos y continuados tipo Rayleigh es satisfactorio, ya que el sistema de control de potencia busca e intenta mantener la referencia indicada

en la potencia de recepción de -123.8 dBm, manteniéndose dentro de los límites fijados por el sistema de control de potencia y mostrándose poco sensible a las variaciones provocadas por los desvanecimientos rápidos característicos del multirrayecto.

Para contrastar los resultados obtenidos, en la siguiente figura [6.15] se puede observar el comportamiento real de un sistema de control potencia estándar (no predictivo) para el caso de un teléfono móvil UMTS de Qualcomm. Al principio se observa el ajuste de potencia del sistema al iniciar la conexión con la estación base, una vez ajustadas las potencias de recepción y transmisión, estas se mantienen estables dentro de los límites impuestos en el sistema. En este caso las variaciones de potencia se deben a desvanecimientos ya que la prueba se realizó en exterior, en una zona con un nivel alto de propagación multirrayecto, que produce en el sistema desvanecimientos rápidos, continuados y de poca intensidad como el simulado.

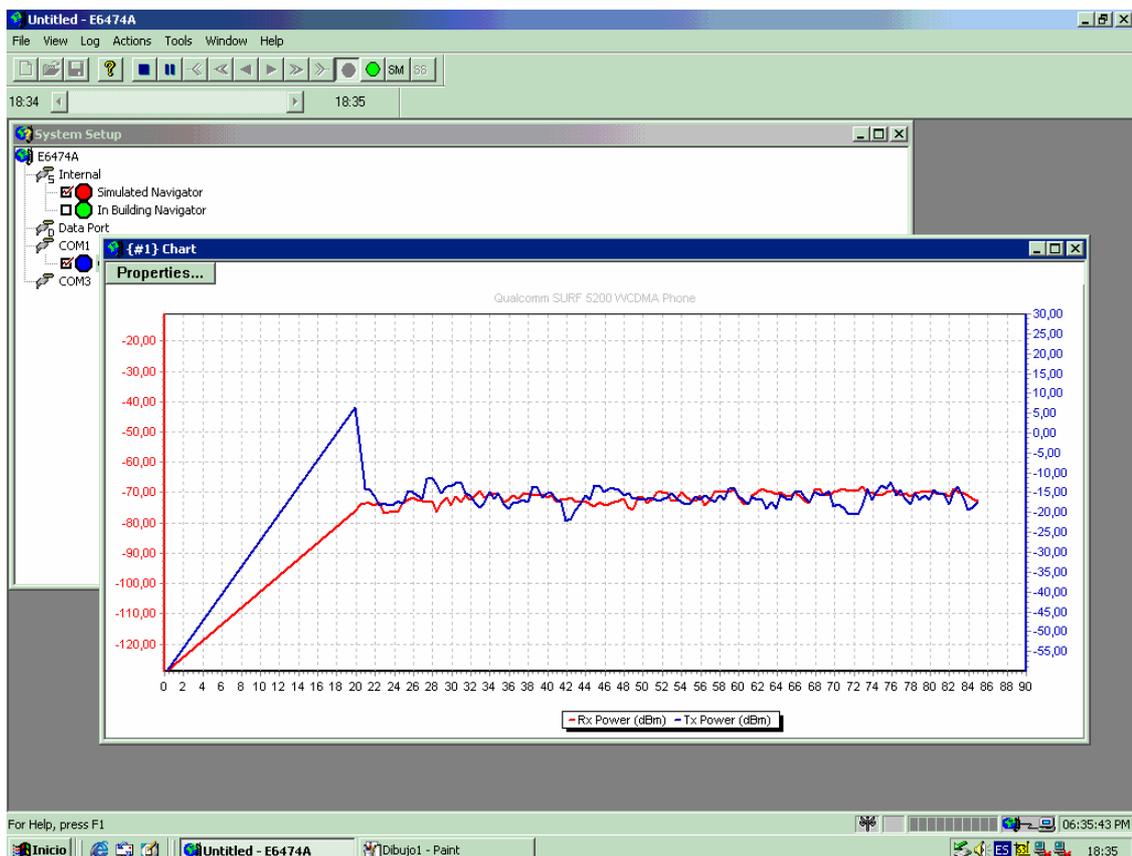


Figura 6.15. Evolución real de la potencia TX/RX durante inicio de conexión.

6.2.2 COMPORTAMIENTO FRENTE A DESVANECIMIENTOS LENTOS.

El comportamiento del sistema frente desvanecimientos lentos se ha analizado provocando adicionalmente en el sistema un desvanecimiento lento y profundo. Este desvanecimiento es de 600 ms de duración y produce una atenuación máxima de 50 dB en el canal, esta atenuación se suma a la producida por los desvanecimientos rápidos descritos en el apartado anterior, ya que en este caso se han considerado los 2 efectos, desvanecimientos lentos y rápidos. No se puede simular desvanecimientos lentos de mayor duración ya que las simulaciones están limitadas a 1.5 sg debido al elevado número de operaciones que se realizan.

De nuevo se ha considerado para este caso un servicio de voz a 12.2 Kbps, por lo que la SIR objetivo se mantiene en $SIR_{target} = -24.60$ dB y la potencia de recepción objetivo del sistema en -123.8 dBm.

En las gráficas siguientes podemos observar la evolución de las potencias de transmisión, recepción y las pérdidas de propagación totales introducidas en el canal radio por los desvanecimientos descritos.

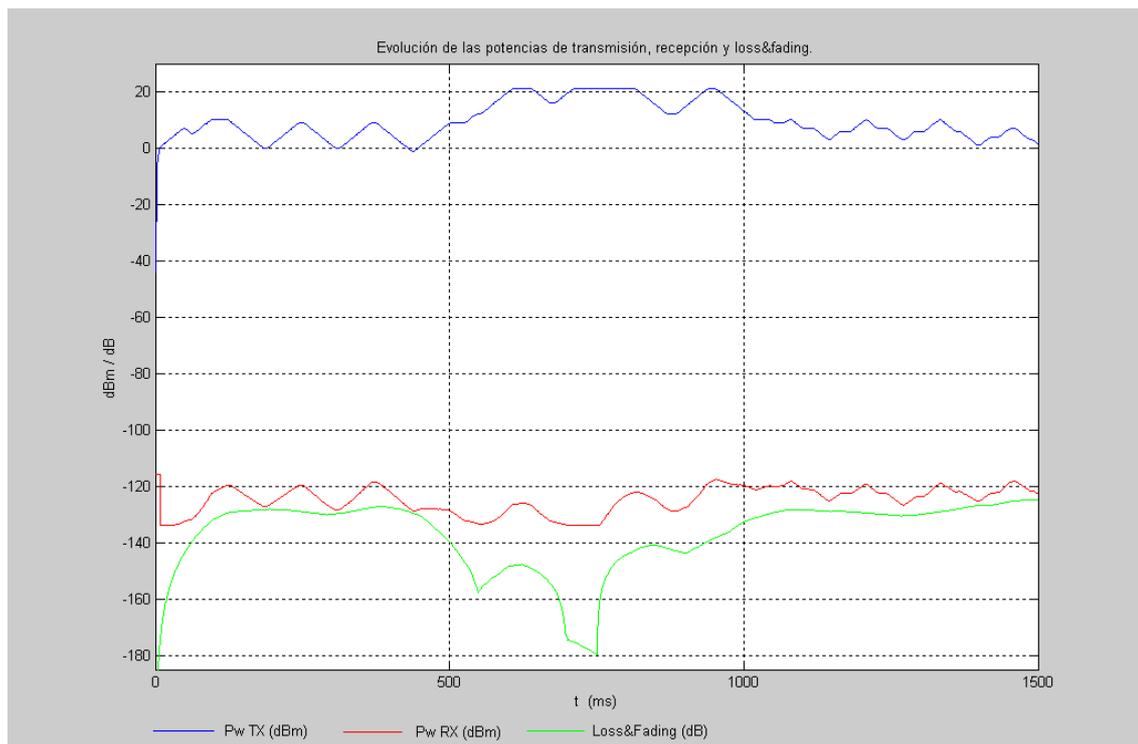


Figura 6.16. Evolución de las potencias de transmisión, recepción y loss&fading.

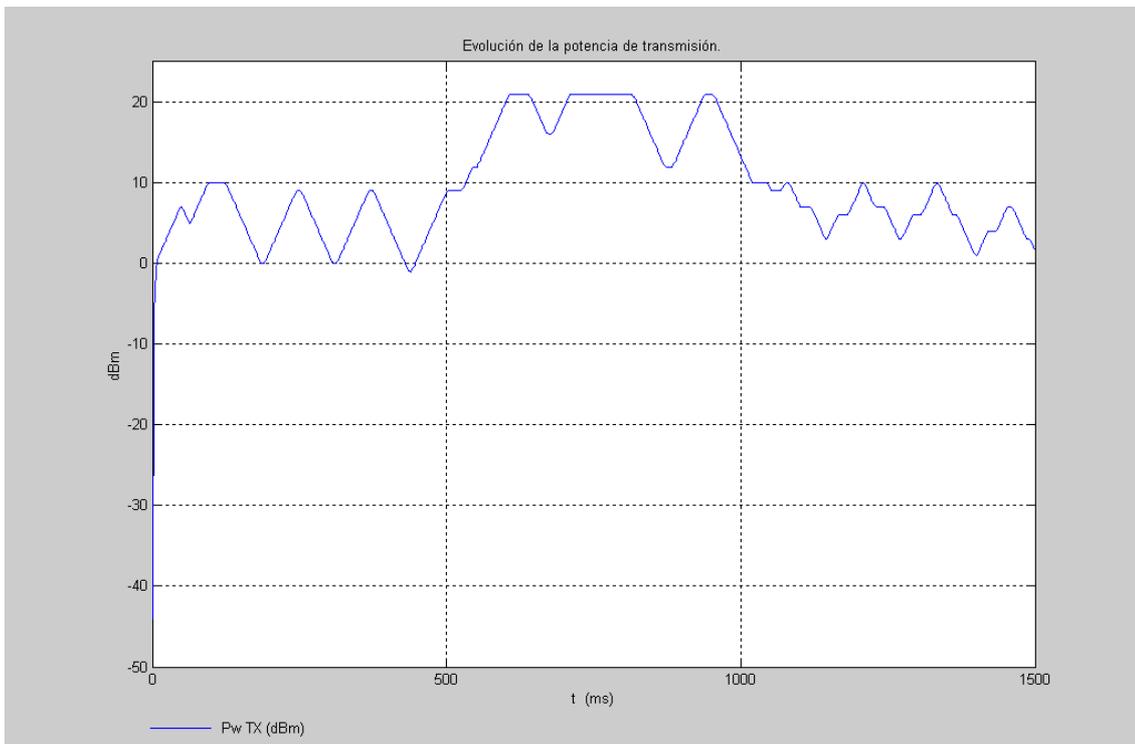


Figura 6.17. Evolución de la potencia de transmisión.

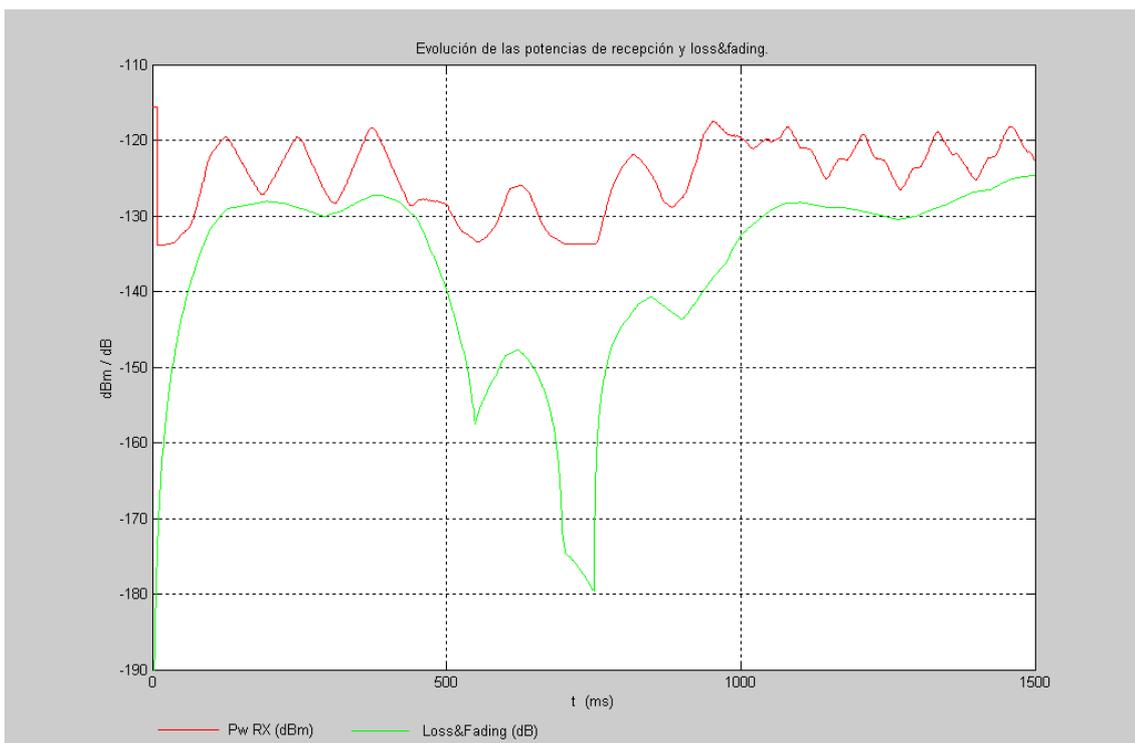


Figura 6.18. Evolución de las potencias de recepción y loss&fading.

La introducción de un desvanecimiento lento de tanta intensidad hace que el sistema de control de potencia llegue a transmitir al máximo de potencia, 21 dBm en la zona de máxima atenuación, volviendo a niveles normales al pasar la zona de desvanecimiento provocado.

La potencia de recepción presenta un valor medio $\mu_{RX} = -124.49$ dBm y una desviación típica $\sigma_{RX} = 4.39$ dB, valores peores y alejados del objetivo en comparación a los obtenidos para el desvanecimiento rápido, pero normales si se considera que se está introduciendo en el sistema un desvanecimiento de 50 dB que el sistema de control no es capaz de compensar totalmente. Presenta además un comportamiento oscilatorio alrededor de la potencia objetivo, aunque en este caso tiene menor periodicidad que en el caso de desvanecimientos rápidos, ya que el desvanecimiento lento domina sobre el rápido y el fading es más estable. Debido a esto, la estimación de la potencia recibida es mejor y presenta un comportamiento menos oscilatorio. Analizando estadísticamente el valor absoluto del error de estimación, se obtiene una señal error de media $\mu_{ERROR_EST} = 4.14$ dB y la desviación típica $\sigma_{ERROR_EST} = 2.80$ dB, valores aceptables para una estimación lineal en (n+30) que nos indica la tendencia de la señal recibida para determinar los comandos de potencia.

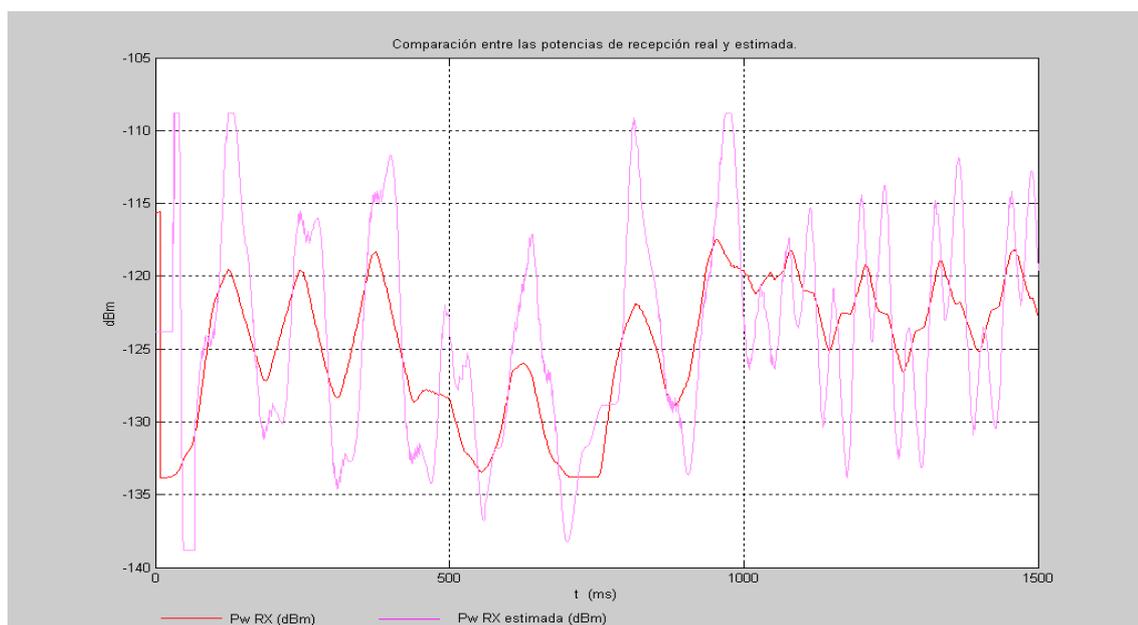


Figura 6.19. Comparación entre la potencia recibida real y la estimada.

La determinación de los comandos de control de potencia o TPC_cmd, se realiza en función de la potencia recibida estimada en $(n+30)$. En la siguiente gráfica aparecen superpuestas las gráficas de la potencia recibida estimada, los comandos de potencia TPC_cmd transmitidos en la zona del desvanecimiento y los límites de la potencia referencia objetivo. Se observa como el algoritmo genera $TPC_cmd = 0$ en el caso que la potencia estimada se mantenga dentro de los límites de referencia.

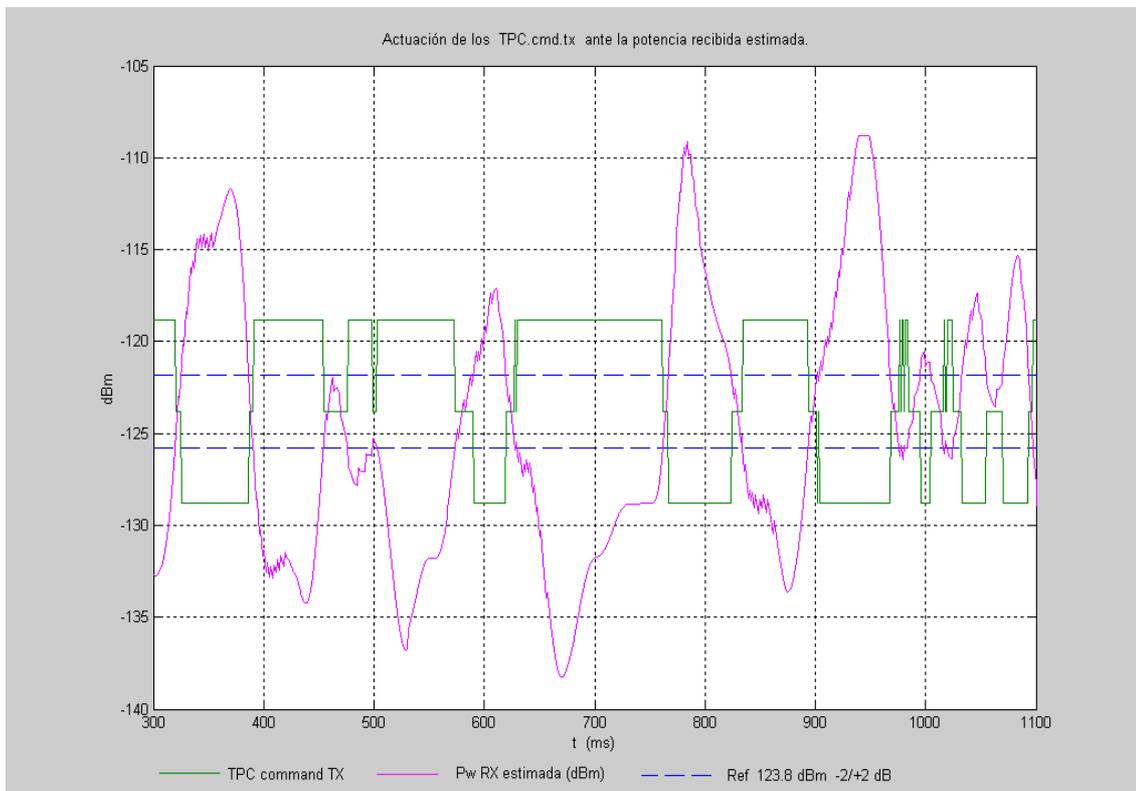


Figura 6.20. Actuación de los TPC_cmd transmitidos ante la potencia recibida estimada.

Del mismo modo, para la potencia transmitida se observa la aplicación del algoritmo 2 de control de potencia, por el que sólo se actúa incrementando o disminuyendo la potencia de transmisión sólo en el caso que se reciben al menos 5 TPC_cmd iguales, manteniendo la potencia de transmisión fija en caso contrario. Con esto se consigue que el transmisor no esté continuamente variando su potencia de transmisión, disminuyendo la complejidad de los atenuadores y amplificadores de RF.

Además se reduce el rizado sobre la señal recibida, ya que sólo se actúa corrigiendo la potencia de transmisión cuando es necesario.

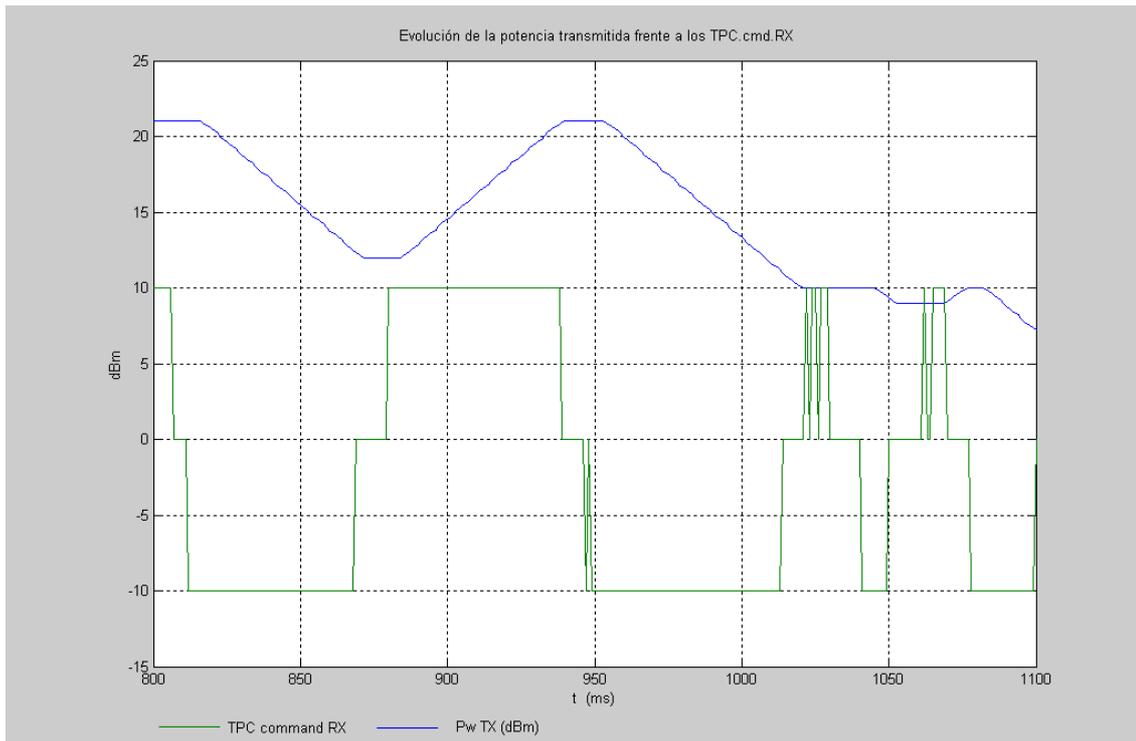


Figura 6.21. Evolución de la potencia de transmisión frente a los TPC_cmd_RX.

Al igual que en caso anterior, se pueden contrastar los resultados obtenidos con la simulación teórica para el caso de un desvanecimiento lento con los obtenidos en un caso real obtenidos con el móvil UMTS de Qualcomm, monitorizado con el analizador de trama VIPER para UMTS. En este caso, una vez establecida una comunicación de voz a 12.2 Kbps se procede a ocultar momentáneamente la antena del móvil con un objeto metálico, consiguiendo que el sistema de control de potencia actúe aumentando su potencia de emisión para compensar las pérdidas adicionales provocadas. Al descubrir de nuevo la antena, el sistema de control de potencia vuelve a modificar su potencia de transmisión volviendo a los niveles iniciales de potencia de transmisión y recepción.

Se observa que en un caso real el rizado que se produce en la potencia de recepción es menor que el obtenido en las simulaciones teóricas. En este punto hay que matizar que en las simulaciones realizadas el suavizado realizado

sobre la potencia de recepción ha sido de 5 ms, y en la práctica, los móviles realizan la estimación de potencia sobre una trama completa de 10 ms (15 *timeslots*) por lo que el rizado se suaviza, la potencia es más estable y el sistema de control de potencia realiza menos actuaciones correctoras. En este proyecto se ha realizado a 5 ms para poder observar con más detalle la evolución de las señales.



Figura 6.22. Evolución real de la potencia TX/RX frente a desvanecimiento lento.

6.3 PROCESADO DE SEÑAL CDMA.

Una de las características más importantes y novedosas del sistema UMTS es el tratamiento digital de la señal WCDMA en los bloques de *Spreading* y *Scrambling* del transmisor y receptor.

En este apartado no se va profundizar en el procesamiento digital de la señal en este sistema, sólo se presentan las señales más importantes y su comportamiento en frecuencia de las etapas de *spreading* y *scrambling* en transmisión y en recepción, para analizar el efecto de ensanchado y aleatorización que sufren las señales al atravesar estas etapas. Para representar cada una de estas señales se ha realizado la FFT con 2048 puntos.

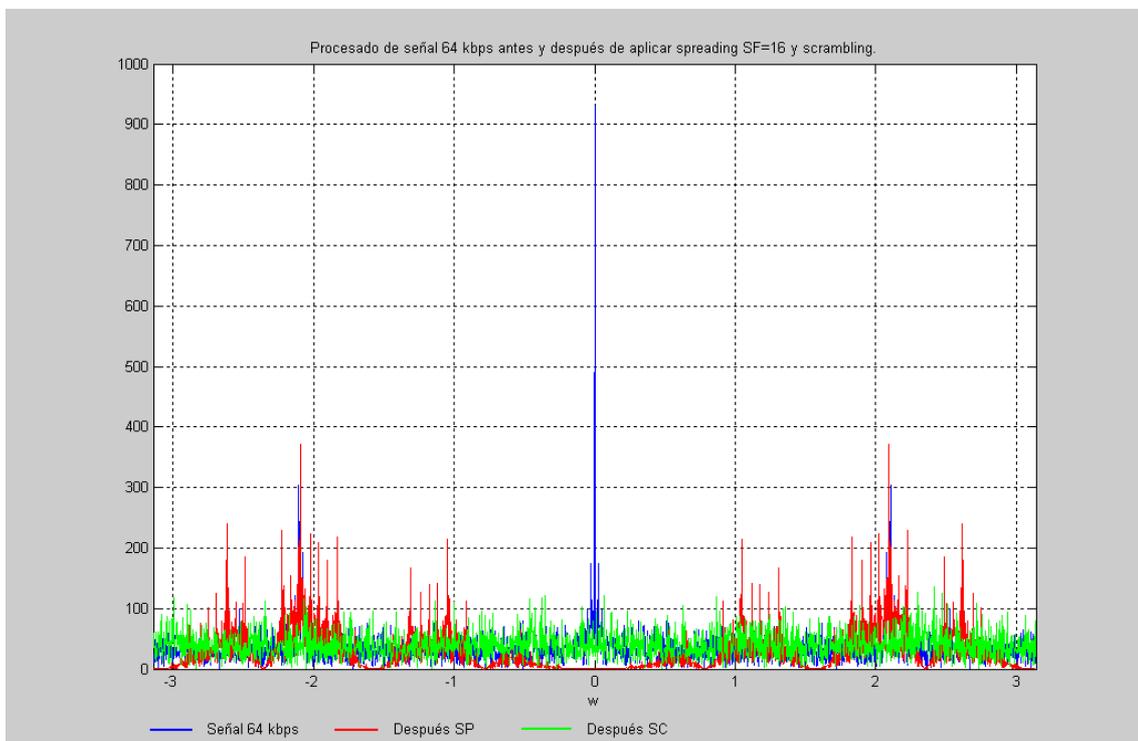


Figura 6.23. Procesado de señal 64 kbps antes y después de aplicar spreading y scrambling.

La señal procedente del canal lógico DTCH a 64 kbps y su DCCCH asociado, son procesadas conjuntamente en la etapa de codificación y multiplexación, obteniendo como resultado una señal equivalente de 240 kbps. Esta señal es procesada en el bloque

de *spreading*, aplicándole un factor de *spreading* $SF=16$ y elevando su tasa de transmisión hasta los 3.84 Mcps. El efecto de este procesado se observa comparando las 2 gráficas siguientes. El bloque de *spreading* realiza una primera expansión de la señal de entrada y elimina totalmente la componente de continua de la señal inicial.

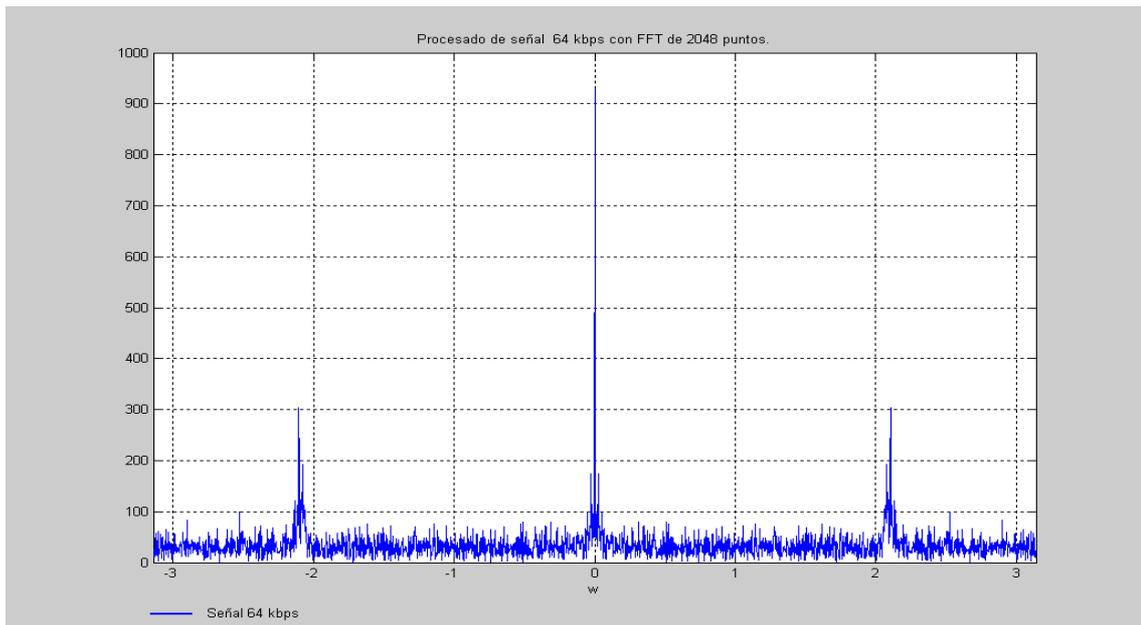


Figura 6.24. Procesado de señal 64 kbps con FFT de 2048 puntos.

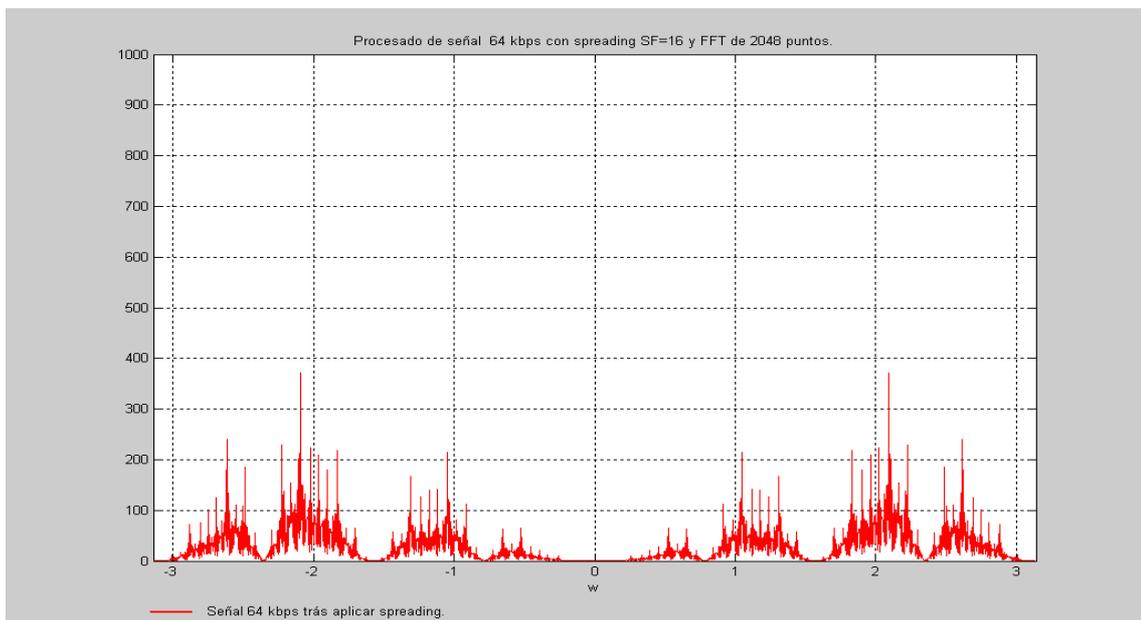


Figura 6.25. Procesado de señal 64 kbps con spreading SF=16 y FFT de 2048 puntos.

La señal procedente de la etapa de *spreading*, es procesada de nuevo para incluir los factores de ganancia β_i y pasa a la etapa de *scrambling*. En esta etapa la señal se mantiene a una tasa de 3.84 Mcps y se multiplica en bloques de 256 chips por el código de *scrambling* elegido, en este caso el código 7 del grupo 23. Como se observa en la siguiente gráfica, aplicar el código de aleatorización de *scrambling* a la señal anterior hace que la característica en frecuencia de la señal resultante sea plana, de este modo las señales se pueden transmitir multiplexadas en una única frecuencia y caracterizadas por un código de *spreading&scrambling*.

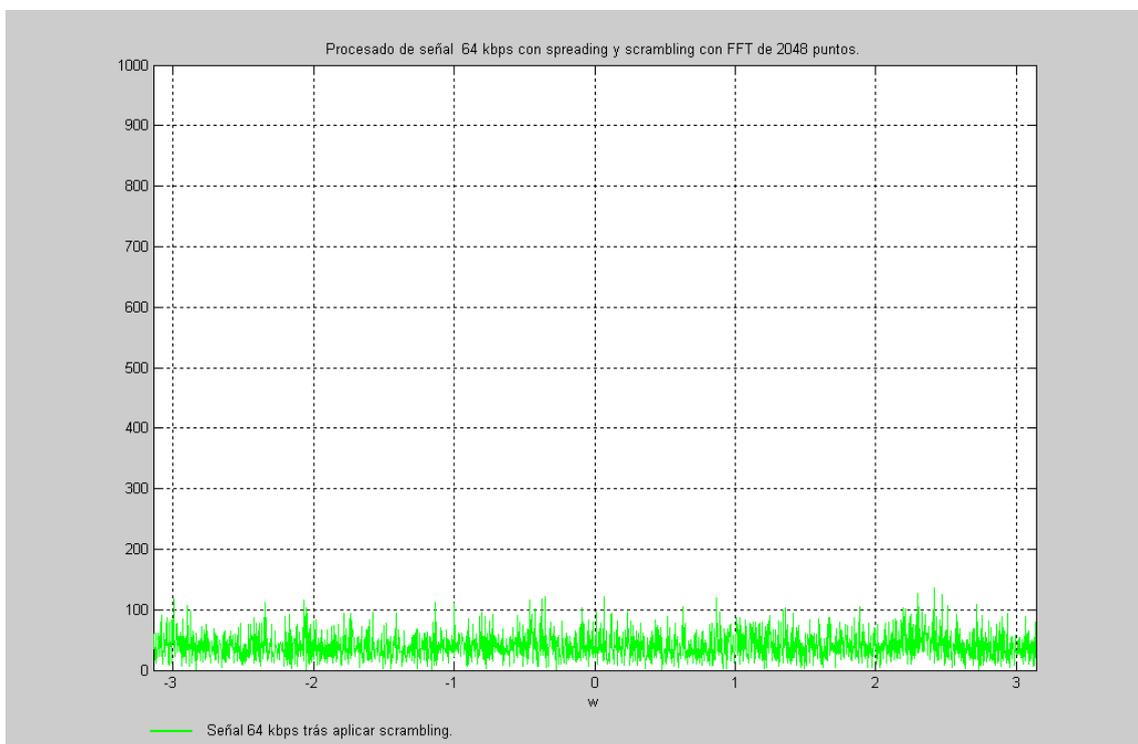


Figura 6.26. Procesado de señal 64 kbps con spreading y scrambling con FFT de 2048 puntos.

En recepción, la señal procedente del canal con un elevado componente de ruido ($\text{ChER} = 0.30$) es procesada de nuevo para compensar los factores de ganancia β_i introducidos por el transmisor y se realiza el primer alineamiento de la señal recibida. La señal alineada correctamente al código se multiplica de nuevo en bloques de 256 chips por el código de *scrambling* apareciendo en la característica en frecuencia de la

señal un pico en la frecuencia correspondiente, que utiliza el sistema para detectar si el código recibido es el correcto o no.

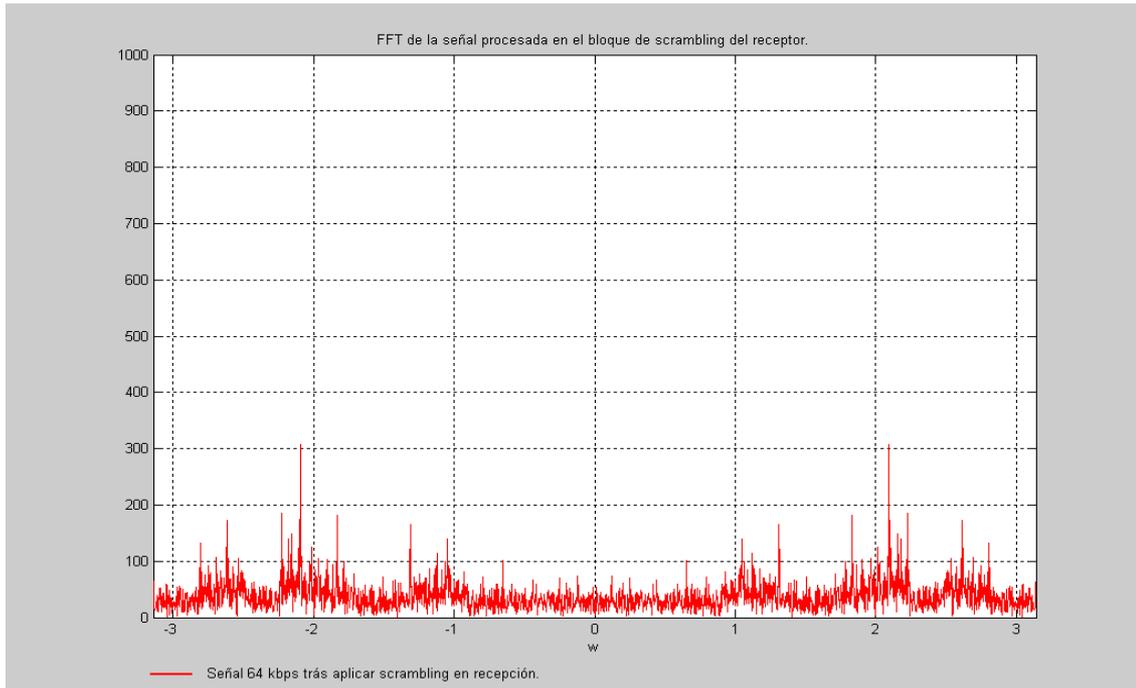


Figura 6.27. FFT de la señal procesada en el bloque de scrambling del receptor.

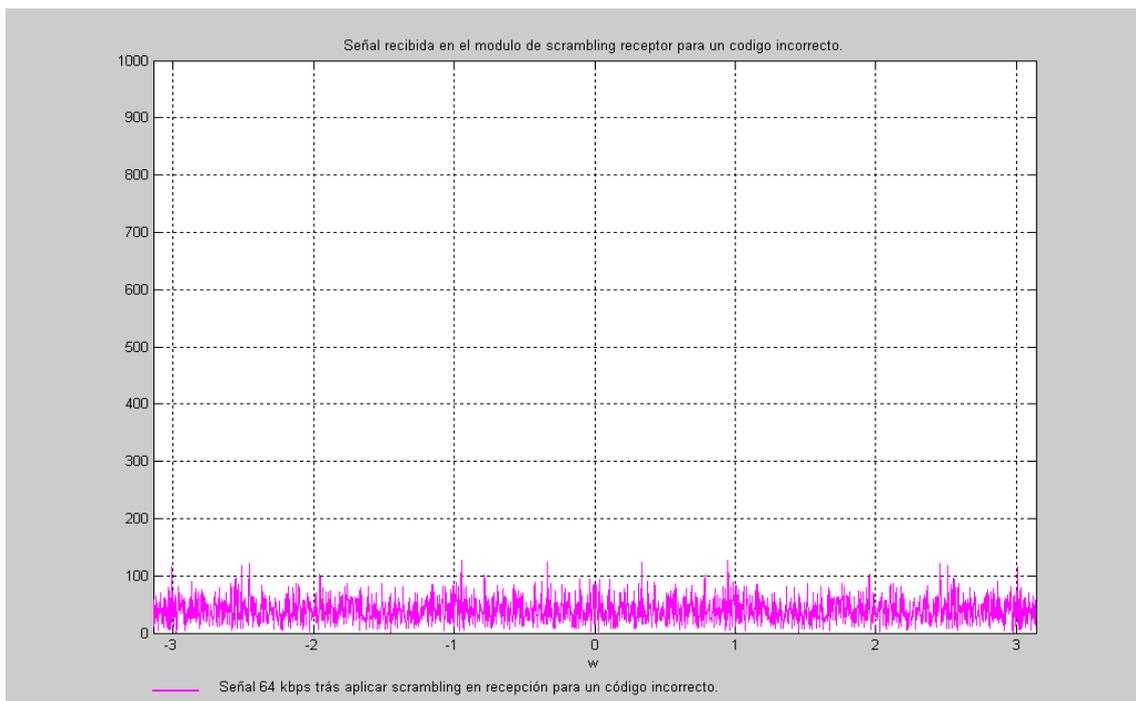


Figura 6.28. FFT de la señal procesada en el bloque de scrambling del receptor con código incorrecto.

Si la señal recibida no se corresponde con el código de *scrambling* asignado la señal tiene una característica en frecuencia plana y se descarta [Fig. 6.28]. De este modo el móvil detecta que comunicaciones están destinadas a él o a otros usuarios.

En la práctica, cada operador tiene asignados una serie de códigos de *scrambling* sobre los que realiza la planificación de cobertura e interferencias. Determinados códigos primarios y secundarios de *scrambling* se transmiten directamente en preámbulos del canal piloto del sector para permitir sincronizarse al sistema a los usuarios que intentan acceder a él. El receptor va procesando todos los códigos asignados de forma continua hasta que encuentra uno cuyo nivel de señal tras el bloque de *scrambling* supera un determinado umbral e intenta buscar el grupo al que pertenece para sincronizarse ese sector. Puede encontrar uno o varios códigos, ya que el móvil estará bajo la cobertura de distintos sectores. Tras un procesado, los códigos obtenidos se representan en una plantilla sobre 2560 chips. Esta plantilla permite conocer el código primario transmitido por el sector según la posición del pico de señal obtenido sobre 2560 chips.

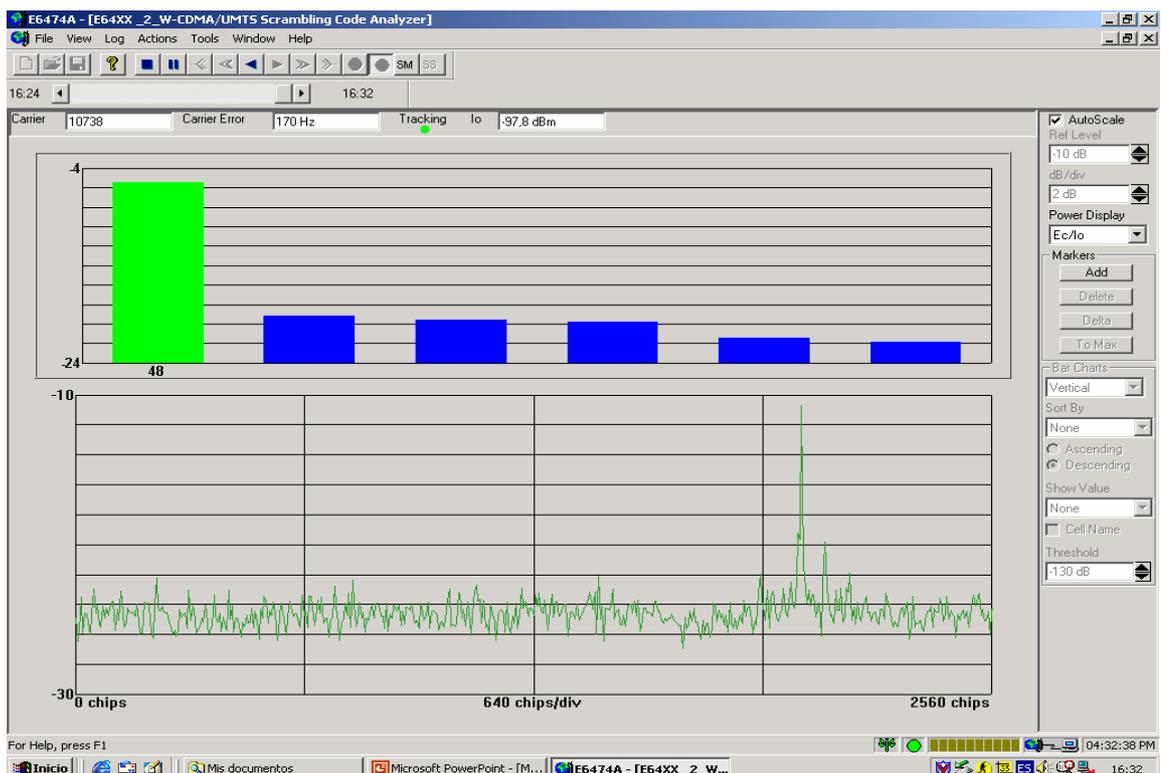


Figura 6.29. Resultado real de la detección en recepción del código SC 48.

Estos resultados se pueden observar en la figura [6.29], obtenida del analizador de trama VIPER para UMTS en unas medidas en campo. En el momento de la captura, el VIPER estaba sincronizado al código de *scrambling* 48 en el canal UARFCN=10738 DL con un nivel de interferencia $I_0 = -97.8$ dBm. Se observa el pico de señal en una posición determinada sobre una plantilla de 2560 chips que determina que el código de *scrambling* es el nº 48 y además detecta la existencia de otros 5 códigos que representa ordenados mayor a menor nivel E_c/I_0 (Energía de chip sobre la interferencia) pero que al no superar el umbral fijado no detecta que código es.

7. CONCLUSIONES.

Los resultados obtenidos en los apartados anteriores ponen de manifiesto las ventajas y aumento de complejidad de la capa física de los sistemas WCDMA, implementados en los sistemas de tercera generación como UMTS, en comparación con los estándares actuales de segunda generación como GSM y GPRS. Las simulaciones e investigación realizada en este proyecto nos permiten llegar a las siguientes conclusiones:

- Las diferentes capacidades de transmisión ofrecidas por UMTS se implementan sobre estructuras y formatos de trama distintos, lo que obliga a realizar un tratamiento digital distinto para cada capacidad de transmisión. Los servicios de baja capacidad como la voz a 12.2 Kbps son mucho más robustos frente a errores en el canal radio o interfaz Uu que los servicios de alta capacidad a 144 Kbps y 384 Kbps. Esta diferencia no sólo conlleva un mayor umbral de recepción o *threshold* de los equipos receptores para servicios de mayor capacidad de transmisión, sino que a nivel físico se ha observado una reducción de la capacidad correctora de los distintos bloques, lo que en la práctica se traduce en una disminución adicional de la cobertura para cada servicio. En particular, para el caso de servicios a 384 Kbps, se ha observado la elevada sensibilidad del sistema frente a errores en el canal por la inclusión de los bloques de *rate matching*, que suponen una fuente adicional de errores en el sistema, lo que restringe la utilización del servicio de 384 Kbps en el *uplink* a zonas restringidas como microcélulas o picocélulas donde el interfaz Uu ofrece una alta fiabilidad.
- El sistema de control de potencia en los sistemas WCDMA es crítico. La imposición del sistema UMTS de mantener una SIR objetivo dinámica para cada servicio, en función de la carga de tráfico del sector y de la distinta ubicación los usuarios dentro del área de cobertura, obliga a establecer un sistema de

control de potencia rápido y eficaz. Las simulaciones realizadas para determinar el comportamiento del sistema de control de potencia predictivo PPC frente a desvanecimientos rápidos y lentos han tenido un resultado satisfactorio, mostrando la capacidad de reacción del sistema en entornos extremos. El sistema de control PPC desarrollado permite sólo el ajuste dinámico de potencia en función de la SIR estimada, aún así, pone de manifiesto la complejidad del sistema y la necesidad de ajustar dinámicamente otros parámetros como el tamaño del escalón (fijo a 2 dB), el número de muestras necesario para determinar la predicción o la selección del algoritmo 1 o 2 según las condiciones de contorno del sistema. Otro aspecto importante del control de potencia es el retraso de 20 ms existente en el enlace entre el móvil y el nodo B para efectuar las correcciones de potencia. Este retraso produce un rizado en la potencia de recepción aunque se puede asumir en el caso de utilizar control predictivo PPC.

- La utilización de codificadores y decodificadores de Viterbi con un alto número de estados mejora el comportamiento del sistema en cuanto a retransmisiones en el interfaz IuB y consecuentemente en el resto de interfaces del sistema, Iu e IuR. Se pone de manifiesto que la utilización de codecs con un número bajo de estados obliga a las capas superiores a realizar un mayor número de retransmisiones de células ATM por el elevado nivel de errores que se producen en la trama a nivel físico en la etapa de codificación, por lo que se aconseja la utilización de codecs más potentes para evitar la dispersión de errores en la trama.
- La complejidad de la capa física del sistema UMTS y el elevado número de operaciones requeridas para realizar cada simulación en Matlab 6.0 y Simulink 3.0 pone de manifiesto la no idoneidad de este tipo de lenguaje para simulaciones del sistema completo. Las simulaciones realizadas se han llevado a cabo separando en la capa física la parte de codificación y procesado CDMA de señal de la parte de modulación, demodulación y control de potencia, ya que ha sido imposible simular ambos bloques conjuntamente. La utilización de un

microprocesador 2 GHz con 512 MB de RAM ha permitido el tratamiento simultáneo de múltiples secuencias de hasta 38.400.000 muestras en simulaciones de horas de duración para presentar el comportamiento del sistema durante 10 sg. Aún así la principal limitante de la simulación no ha sido duración de las simulaciones sino la limitación en el número de operaciones de la versión disponible de Simulink 3.0. Para una simulación completa del sistema se aconseja sacrificar el interfaz gráfico que ofrece Simulink y optar por un lenguaje de bajo nivel como C/C++ o la implementación del diseño en un módulo *Real Time* de Matlab.

Finalmente, comentar que la información existente acerca de los sistemas UMTS y CDMA es muy amplia, sin embargo, en la mayoría de los casos se trata de forma muy general, pasando por encima detalles muy importantes para el funcionamiento del sistema, lo que obliga a utilizar las recomendaciones del estándar 3GPP para realizar un diseño a bajo nivel como es este caso. En determinados casos como el control de potencia o la inserción de parámetros β_i de la etapa de *spreading&scrambling* el estándar 3GPP se limita a definir los interfaces de funcionamiento por lo que ha sido necesario realizar un diseño propio de estos bloques para poder construir el simulador, utilizando como base información facilitada por Nortel Networks.

7.1 LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.

Aunque en el diseño de este simulador se ha intentado limitarse a las recomendaciones del estándar salvo en los casos que éste deja libertad definiendo sólo los interfaces, quedan determinados puntos abiertos sobre los que sería interesante profundizar. Los principales son:

- Diseño de un control de potencia predictivo que permita ajustar dinámicamente parámetros del sistema de control de potencia como el tamaño del escalón, número de muestras para la estimación o selección del algoritmo de control.
- Implementación en el demodulador existente de un receptor Rake que permita al sistema realizar la alineación de chip, *slot* y trama dinámicamente en función de los retrasos de chip que se producen en el interfaz Uu.
- Extensión de la aplicación a un entorno multiusuario y multicapacidad. En este proyecto se ha simulado el funcionamiento de la capa física para un sólo enlace entre el móvil y el nodo B, por lo que sería interesante ver el comportamiento del sistema con varios usuarios transmitiendo en un sector, analizando los niveles reales de interferencia para implementar el control de potencia.
- Diseño de un canal radio que permita simular y controlar efectos más complejos en el interfaz Uu como desvanecimientos con variaciones de fase, reflexiones, desplazamientos de chip o niveles de interferencia.
- Modificación de los módulos de CDMA y control de potencia para permitir la simulación de un *soft handover* para un usuario.

Página en blanco

FIGURAS.

Figuras ampliadas Capítulo 5. Descripción del Simulador.

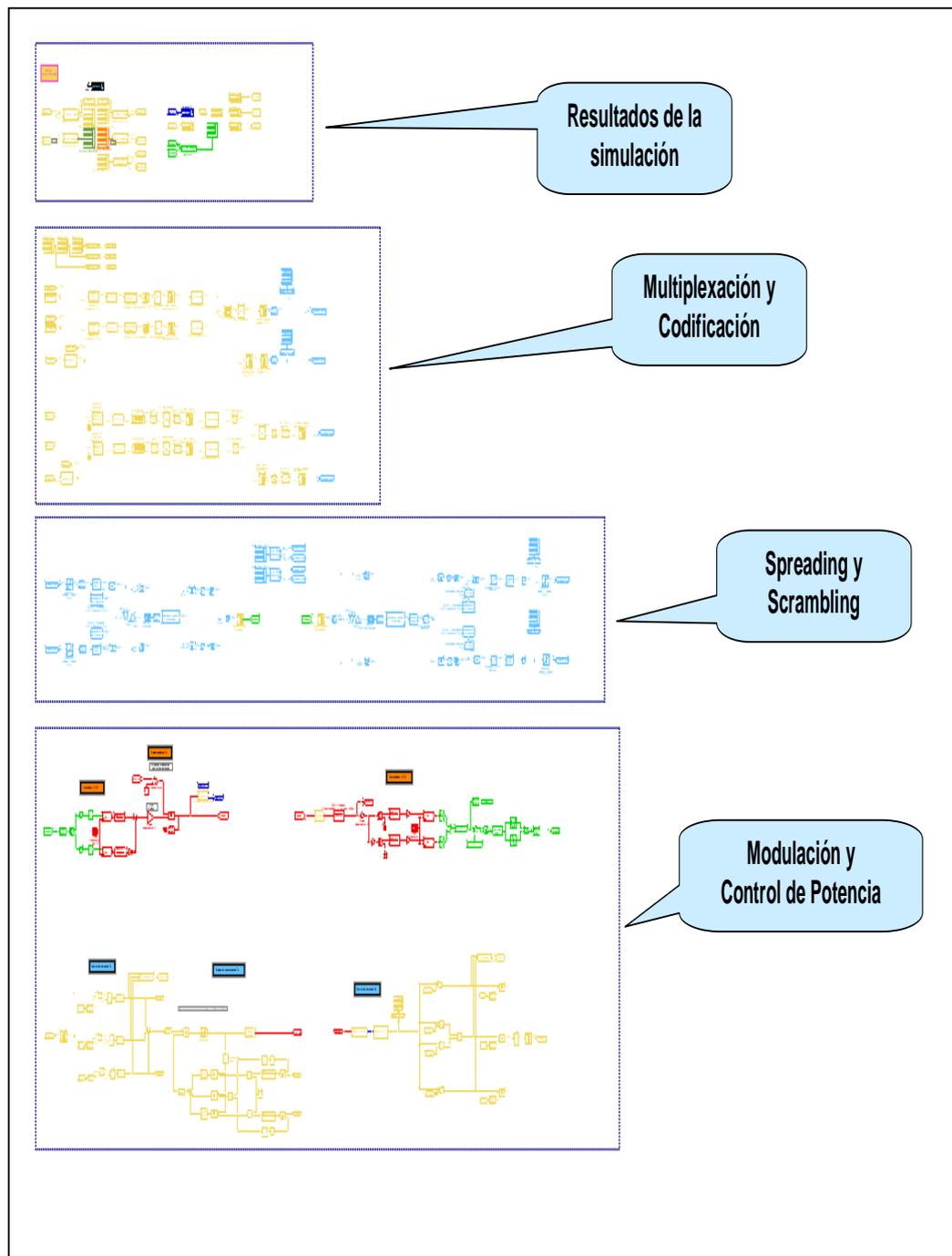


Figura 5.1. Ubicación de cada módulo en el sistema. (pág. 87)

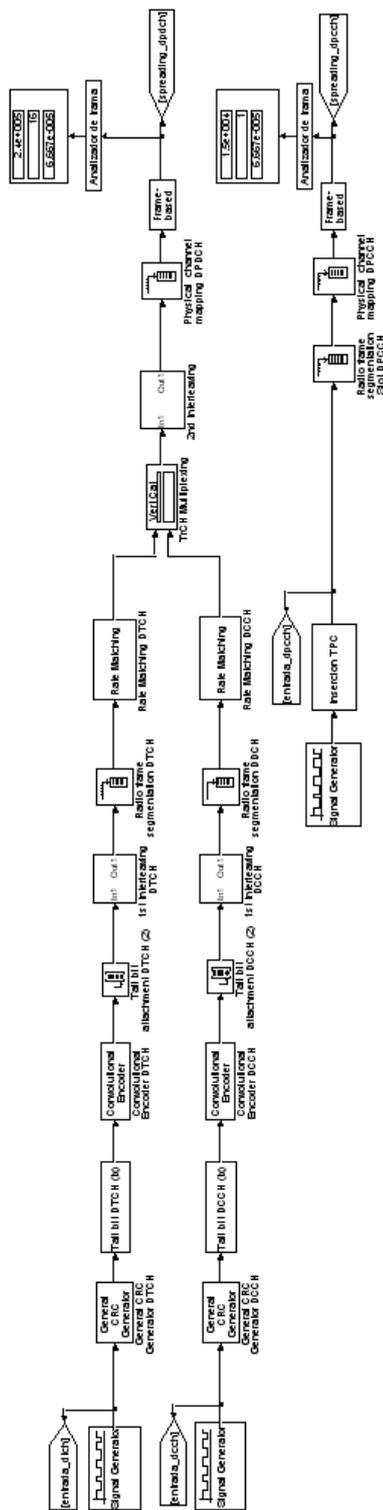


Figura 5.2. Cadena de Multiplexación y Codificación en el transmisor. (pág. 88)

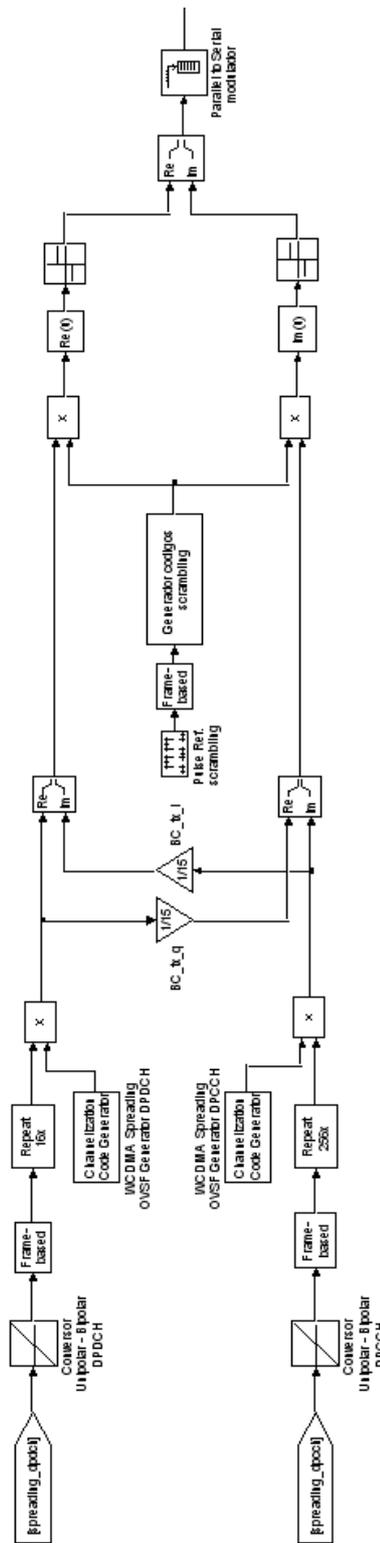


Figura 5.4. Etapa de spreading y scrambling en el transmisor. (pág. 99)

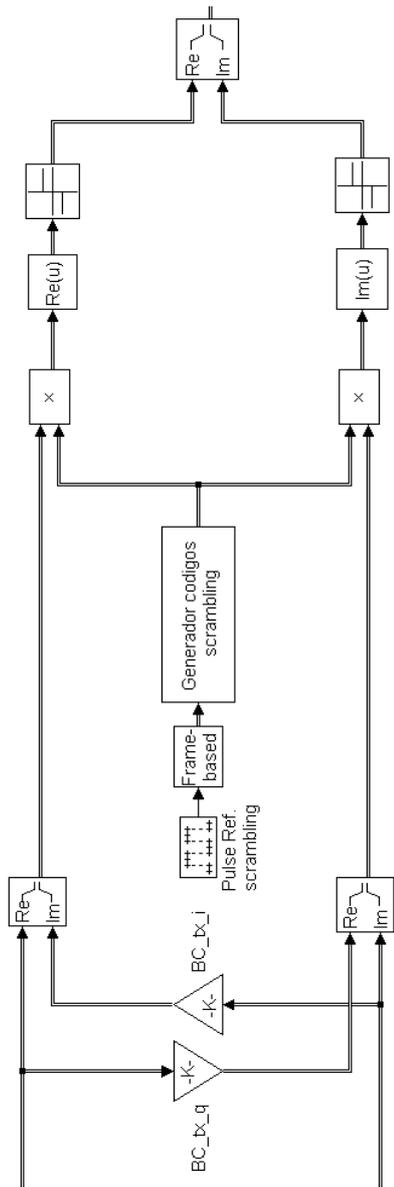


Figura 5.5. Aplicación de los factores de ganancia β en el transmisor. (pág. 102)

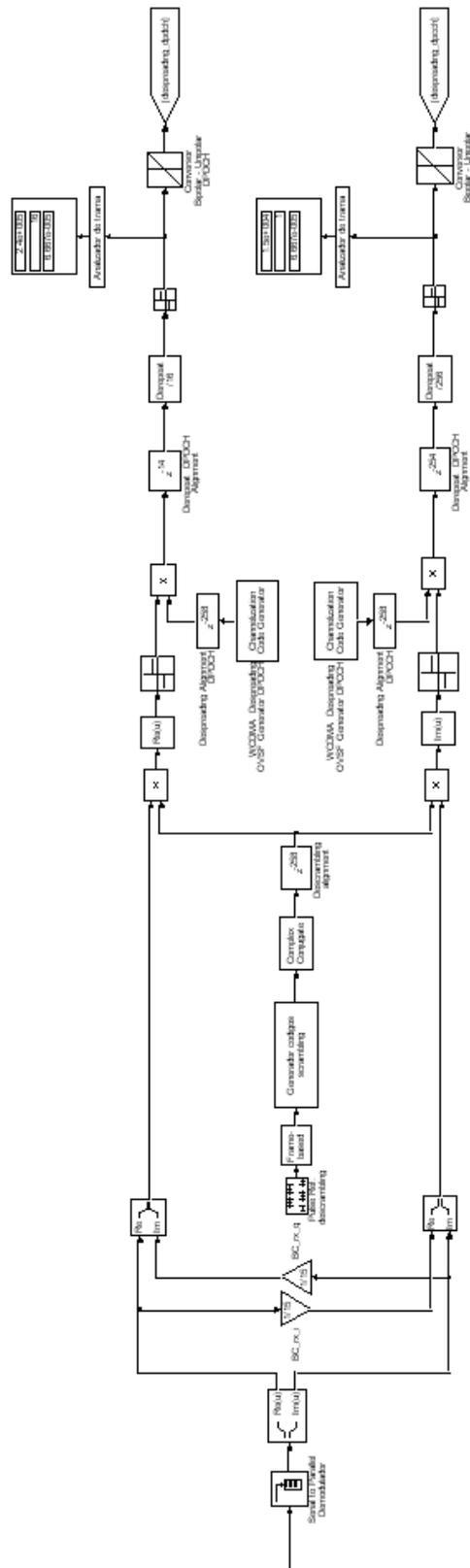


Figura 5.6. Etapa de spreading y scrambling en el receptor. (pág. 103)

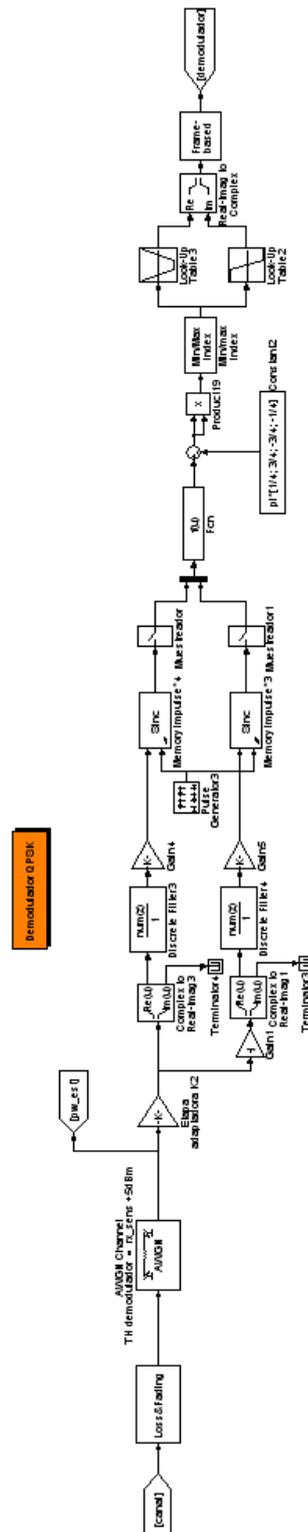


Figura 5.8. Etapa de demodulación en el receptor. (pág. 108)

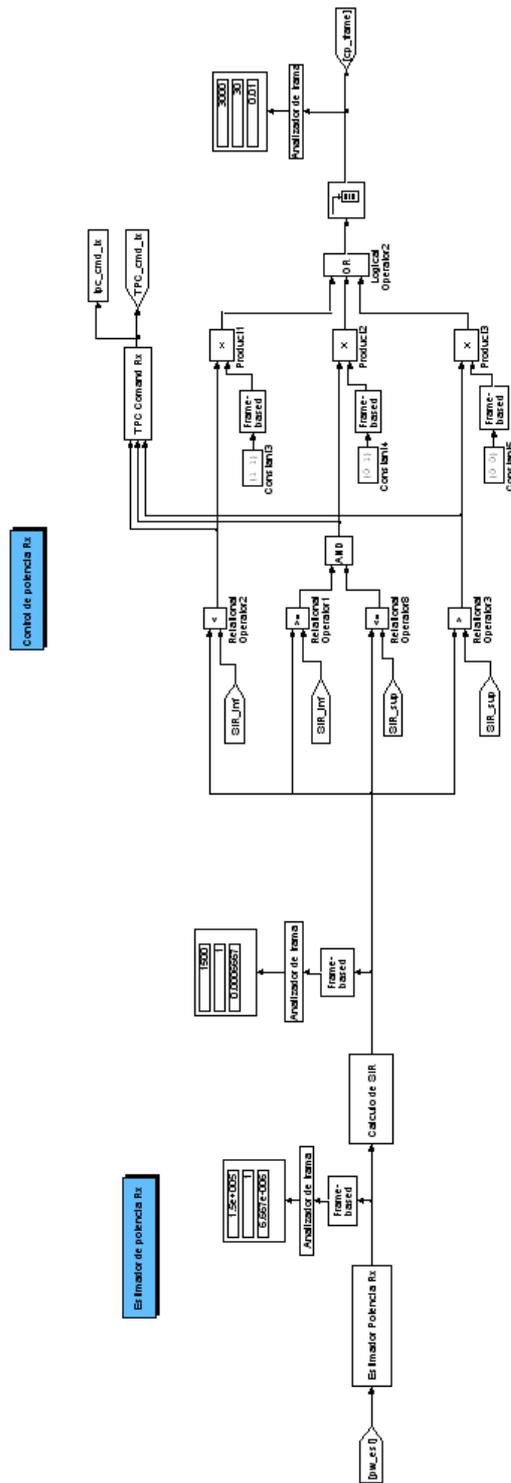


Figura 5.9. Control de potencia PPC en el receptor. (pág. 111)

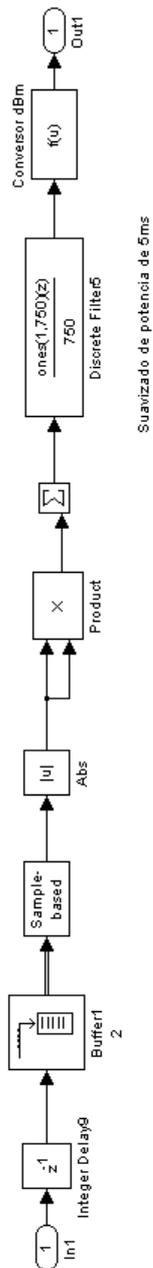


Figura 5.10. Bloque estimador de la potencia. (pág. 112)

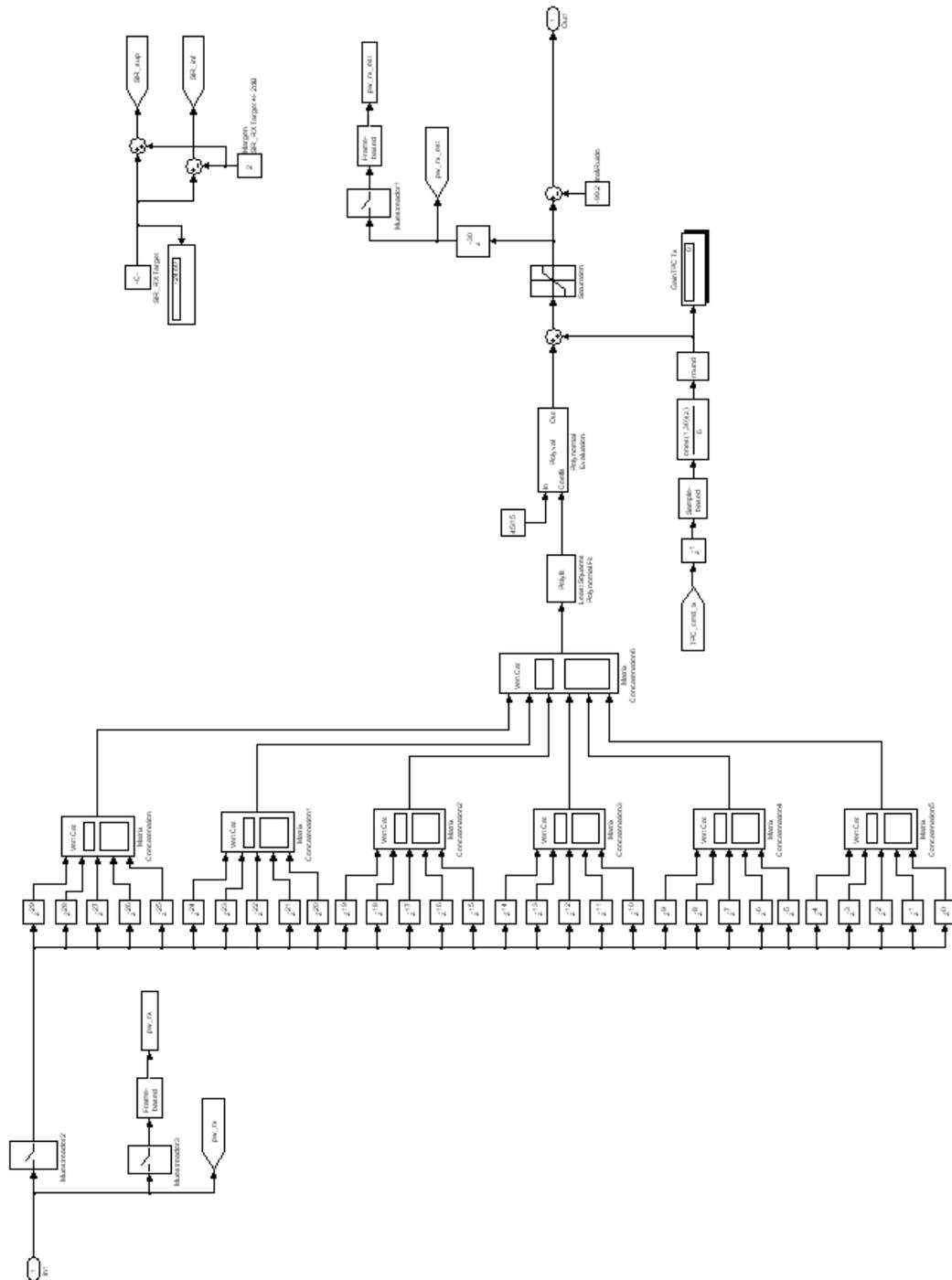


Figura 5.11. Bloque estimador de la SIR. (pág. 114)

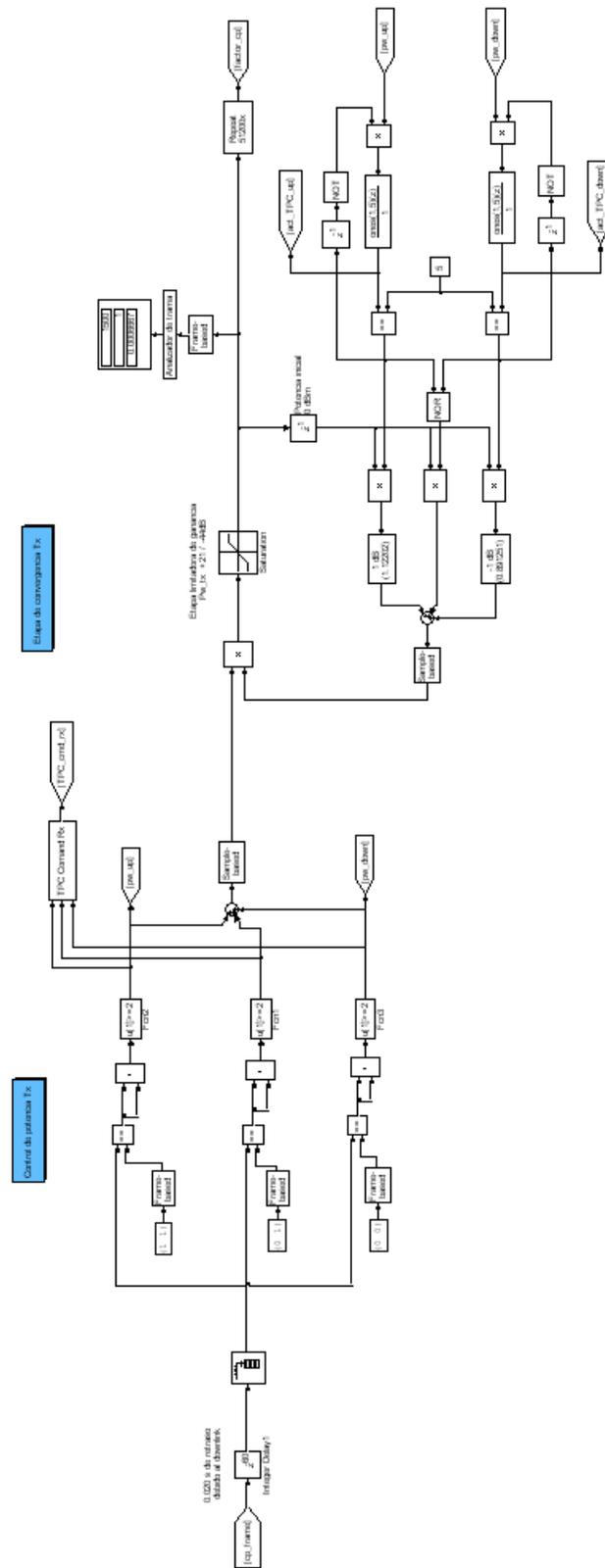


Figura 5.12. Control de potencia PPC en el transmisor. (pág. 115)

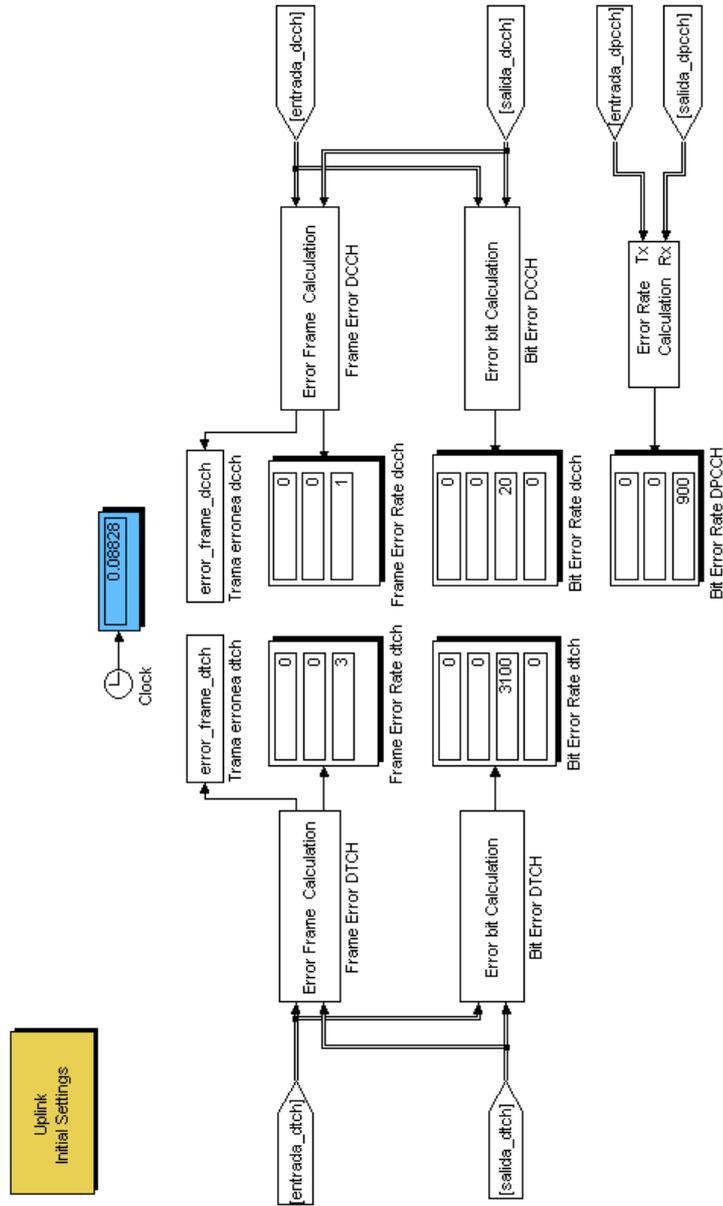


Figura 5.13. Zona de resultados enlace BER/BLER. (pág. 116)

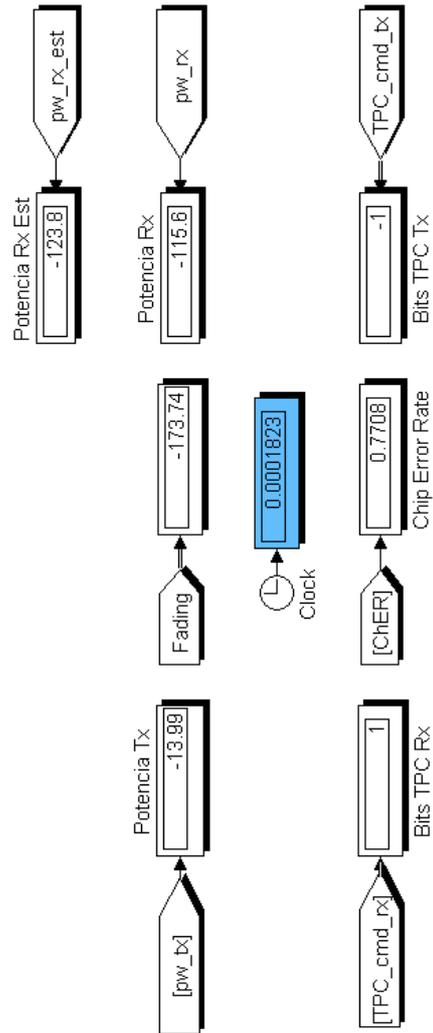


Figura 5.14. Resultados del control de potencia. (pág 117)

FUNCIONES.

Función Matlab para inicialización del bloque “Uplink Initial Settings”.

```
% Cálculo de variables;

if (tasa==1) % tasa 12,2 kbps
    dtch_slot = 244;
    TTI=0.020;
    dtch_tail1 = 8;
    dtch_tail2 = 0;
    dtch_intlv1 = 804;
    dtch_rate = 402;
    dtch_frame = 490;
    dch_intlv2 = 600;
    dch_delay = 595;
    dch_delay_sp= 62;
    spread_delay= 5;
    dcch_rate = 90;
    dcch_frame = 110;
    puncture_dtch = [1 1 1 1 1]';
    puncture_dcch = [1 1 1 1 1]';
    rx_sens = -128.8;

elseif (tasa==2) % tasa 64 kbps
    dtch_slot = 1280;
    TTI=0.020;
    dtch_tail1 = 0;
    dtch_tail2 = 12;
    dtch_intlv1 = 3900;
    dtch_rate = 1950;
    dtch_frame = 2294;
    dch_intlv2 = 2400;
```

```
dch_delay = 2383;
dch_delay_sp= 14;
spread_delay= 17;
dcch_rate = 90;
dcch_frame = 106;
puncture_dtch = [1 1 1 1 1]';
puncture_dcch = [1 1 1 1 1]';
rx_sens = -123.1;

elseif (tasa==3) % tasa 144 kbps
    dtch_slot = 2880;
    TTI=0.020;
    dtch_tail1 = 0;
    dtch_tail2 = 12;
    dtch_intlv1 = 8700;
    dtch_rate = 4350;
    dtch_frame = 4702;
    dch_intlv2 = 4800;
    dch_delay = 4767;
    dch_delay_sp= 6;
    spread_delay= 33;
    dcch_rate = 90;
    dcch_frame = 98;
    puncture_dtch = [1 1 1 1 1]';
    puncture_dcch = [1 1 1 1 1]';
    rx_sens = -120.3;

elseif (tasa==4) % tasa 384 kbps
    dtch_slot = 3840;
    TTI=0.010;
    dtch_tail1 = 0;
    dtch_tail2 = 12;
    dtch_intlv1 = 11580;
    dtch_rate = 9264;
```

```

    dtch_frame = 9525;
    dch_intlv2 = 9600;
    dch_delay = 9535;
    dch_delay_sp= 2;
    spread_delay= 65;
    dcch_rate = 72;
    dcch_frame = 75;
    puncture_dtch = [1 1 1 1 0]';
    puncture_dcch = [1 1 1 1 0]';
    rx_sens = -117.9;

end

dtch_delayio=2*dtch_slot;
SF_ul=2^SF_index;
tchip=1/Rchip;
tsim=tchip/tap;
tbit=256*tchip;
loss=-(137.4 + 35.2*log10(dkm));

% Asignacion de variables al Workspace
assignin('base','dtch_slot',dtch_slot);
assignin('base','TTI',TTI);
assignin('base','dtch_tail1',dtch_tail1);
assignin('base','dtch_tail2',dtch_tail2);
assignin('base','dtch_intlv1',dtch_intlv1);
assignin('base','dtch_rate', dtch_rate);
assignin('base','dtch_frame',dtch_frame);
assignin('base','dch_intlv2',dch_intlv2);
assignin('base','dch_delay',dch_delay);
assignin('base','dch_delay_sp',dch_delay_sp);
assignin('base','spread_delay', spread_delay);
assignin('base','dcch_rate',dcch_rate);
assignin('base','dcch_frame',dcch_frame);

```

```
assignin('base','puncture_dtch',puncture_dtch);
assignin('base','puncture_dcch',puncture_dcch);
assignin('base','dtch_delayio',dtch_delayio);
assignin('base','Rchip',Rchip);
assignin('base','tchip',tchip);
assignin('base','SF_ul',SF_ul);
assignin('base','tap',tap);
assignin('base','tsim',tsim);
assignin('base','tbit',tbit);
assignin('base','dkm',dkm);
assignin('base','time_data',time_data);
assignin('base','rx_sens',rx_sens);
assignin('base','loss',loss);
```

Función Matlab para determinar los parámetros del pulso conformador.

```
function pulso=pulso_conf(t, alfa, Rb)
w=Rb/2;
a=sinc(2*w*t);
b= cos(2*pi*alfa*w*t)/(1- 16*(alfa^2)*(w^2)*(t.^2) );
pulso=a.*b;
```

ACRÓNIMOS.

AAL	<i>ATM Adaptation Layer</i> / Capa de adaptación ATM.
AICH	<i>Acquisition Indication Channel</i> / Canal de indicación de adquisición.
ALCAP	<i>Access Link Control Application Protocol</i> / Protocolo de aplicación del control del enlace de acceso.
AMR	<i>Adaptative Multi Rate</i> / Codificador adaptativo de tasa múltiple.
AP	<i>Access Preamble</i> / Preámbulo de acceso.
AP-AICH	<i>Access Preamble AICH</i> / Preámbulo de acceso del canal AICH.
ARIB	<i>Association of Radio Industries and Business</i> / Asociación de industrias de radio y negocios.
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i> / Modo de transferencia asíncrono.
ARQ	<i>Automatic Repetition Request</i> / Repetición automática.
AUC	<i>Authentication Center</i> / Central de autenticación.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> / Ruido blanco gaussiano aditivo.
BCCH	<i>Broadcasting Control Channel</i> / Canal de control de difusión.
BCH	<i>Broadcast Channel</i> / Canal de difusión.
BER	<i>Bit Error Rate</i> / Tasa de error de bit.
BG	<i>Border Gateway</i> / Pasarela frontera.
BLER	<i>Block Error Rate</i> / Tasa de error de bloque.
BMC	<i>Broadcast/Multicast Control</i> / Control de difusión.
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> / Modulación de fase binaria.
BSC	<i>Base Station Controller</i> / Controlador de la estación base GSM.
BSS	<i>Base Station Subsystem</i> / Subsistema de estaciones base.
BTS	<i>Base Transceiver Station</i> / Estación base GSM.
CA	<i>Channel Assignment</i> / Asignación de canal.
CAC	<i>Call Admission Control</i> / Control de admisión de llamadas.
CBR	<i>Constant Bit Rate</i> / Tasa binaria constante.
CC	<i>Call Control</i> / Control de llamadas.
CCCH	<i>Common Control Channel</i> / Canal de control común.

CCM	<i>Core Control Module</i> / Módulo de núcleo de control.
CCPCH	<i>Common Control Physical Channel</i> / Canal físico de control común.
CCTrCH	<i>Coded Composite Transport Channel</i> / Canal de transporte compuesto codificado.
CD	<i>Collision Detection</i> / Detección de colisiones.
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> / Acceso múltiple por división de código.
CEM	<i>Channel Element Module</i> / Módulo de elementos de canal.
CGSN	<i>Gateway GPRS Support Node</i> / Nodo pasarela de soporte GPRS.
CM	<i>Connection Management</i> / Gestión de la conexión.
CN	<i>Core Network</i> / Núcleo de red.
CPCH	<i>Common Packet Channel</i> / Canal común de paquetes.
CPICH	<i>Common Pilot Channel</i> / Canal piloto común.
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> / Código de redundancia cíclica.
CS	<i>Circuit Switch</i> / Conmutación de circuitos.
CSICH	<i>CPCH Status Indicator Channel</i> / Canal indicador del estado del CPCH.
CTCH	<i>Common Traffic Channel</i> / Canal de tráfico común.
D/A	<i>Digital-to-Analog</i> / Digital a analógico.
DCCH	<i>Dedicated Control Channel</i> / Canal de control dedicado.
DCH	<i>Dedicated Channel</i> / Canal dedicado.
DL	<i>Downlink</i> / Enlace descendente.
DPCCH	<i>Dedicated Physical Control Channel</i> / Canal físico dedicado de control.
DPDCH	<i>Dedicated Physical Data Channel</i> / Canal físico dedicado de datos.
DS	<i>Direct Sequence</i> / Secuencia directa.
DSCH	<i>Downlink Shared Channel</i> / Canal compartido descendente.
DTCH	<i>Dedicated Traffic Channel</i> / Canal de tráfico dedicado.
DTX	<i>Discontinuous Transmission</i> / Transmisión discontinua.
EIR	<i>Equipment Identify Register</i> / Registro de identidad de equipos.
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> / Instituto europeo para la normalización de las telecomunicaciones.
FACH	<i>Foward Access Channel</i> / Canal de acceso descendente.
FDD	<i>Frecuency Division Duplex</i> / Duplex por división de frecuencia.
FEC	<i>Foward Error Correction</i> / Corrección de errores en recepción.

FER	<i>Frame Ensure Rate</i> / Tasa de tramas erróneas.
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> / Respuesta al impulso finita.
FTP	<i>File Transfer Protocol</i> / Protocolo de transferencia de ficheros.
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i> / Servicio general de paquetes por radio.
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> / Sistema global de comunicaciones móviles.
HLR	<i>Home Location Register</i> / Registro local de abonados.
IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunications 2000</i> / Telecomunicaciones móviles internacionales 2000.
IP	<i>Internet Protocol</i> / Protocolo de internet.
ISP	<i>Internet Services Providers</i> / Proveedor de servicios de Internet.
IS-95	<i>Interim Standard 95</i> / Estándar provisional 95.
ITU / UIT	<i>Union International Telecommunications</i> / Unión internacional de telecomunicaciones.
LCS	<i>Location Service</i> / Servicio de localización.
MAC	<i>Medium Access Control</i> / Control de acceso al medio.
MAP	<i>Maximum a Posteriori</i> / Máximo “a posteriori”.
M-commerce	<i>Mobile Commerce</i> / Comercio por móvil.
MGW	<i>Media Gateway</i> / Pasarela para servicios multimedia.
MM	<i>Mobility Management</i> / Gestión de la movilidad.
MS	<i>Mobile Station</i> / Estación móvil.
MSC	<i>Mobile Switching Center</i> / Central de conmutación de móviles.
NBAP	<i>Node B Application Part</i> / Parte aplicación para nodo B.
OSI	<i>Open System Interconnection</i> / Interconexión de sistemas abiertos.
OVSF	<i>Orthogonal Variable Spreading Factor</i> / Factor de expansión variable ortogonal.
PCCH	<i>Paging Control Channel</i> / Canal de control de aviso.
PCH	<i>Paging Channel</i> / Canal de aviso.
PDCP	<i>Packet Data Convergence Protocol</i> / Protocolo de convergencia de datos por paquetes.
PDH	<i>Plesiochronous Digital Hierarchy</i> / Jerarquía digital plesiócroma.
PDP	<i>Packet Data Protocol</i> / Protocolo de datos por paquetes.

PDSCH	<i>Physical Downlink Shared Channel</i> / Canal físico compartido descendente.
PDU	<i>Packet Data Unit</i> / Unidad de datos por paquetes.
PhCH	<i>Physical Channel</i> / Canal físico.
PICH	<i>Paging Indication Channel</i> / Canal de indicación de aviso.
PPC	<i>Predictive Power Control</i> / Control de potencia predictivo.
PRACH	<i>Physical Random Access Channel</i> / Canal físico de acceso aleatorio.
PS	<i>Packet Switch</i> / Conmutación de paquetes.
P-CCPCH	<i>Primary Common Control Physical Channel</i> / Canal físico común de control primario.
QoS	<i>Quality of Service</i> / Calidad de servicio.
QPSK	<i>Quaternary Phase Shift Keying</i> / Modulación de fase cuaternaria.
RAB	<i>Radio Access Bearer</i> / Portador de acceso radio.
RACH	<i>Random Access Channel</i> / Canal de acceso aleatorio.
RANAP	<i>Radio Access Network Application Part</i> / Parte aplicación para red de acceso radio.
RF	<i>Radio Frequency</i> / Radiofrecuencia.
RLC	<i>Radio Link Controller</i> / Control de enlace radio.
RNC	<i>Radio Network Controller</i> / Controlador de la red radio.
RNS	<i>Radio Network Subsystem</i> / Subsistema de la red radio.
RRC	<i>Radio Resource Control</i> / Control de recursos radio.
RRM	<i>Radio Resource Management</i> / Gestión de recursos radio.
RSVP	<i>Resource Reservation Setup Protocol</i> / Protocolo de establecimiento de reserva de recursos.
SAP	<i>Service Access Point</i> / Punto de acceso al servicio.
SCH	<i>Synchronization Channel</i> / Canal de sincronización.
SDH	<i>Synchronous Digital Hierarchy</i> / Jerarquía digital síncrona.
SF	<i>Spreading Factor</i> / Factor de expansión.
SGSN	<i>Serving GPRS Support Node</i> / Nodo servidor de servicios GPRS.
SHO	<i>Soft Handover</i> / Traspaso con continuidad.
SIR	<i>Signal-to-Interference Ratio</i> / Relación señal-interferencia.
SM	<i>Session Management</i> / Gestión de la sesión.

SRB	<i>Signalling Radio Bearer</i> / Portador de señalización radio.
SRNS	<i>Serving Radio Network Subsystem</i> / Subsistema de la red radio servidor.
SS	<i>Spreading Spectrum</i> / Espectro expandido.
SS7	<i>Signalling System Number 7</i> / Sistema de señalización nº 7.
S-CCPCH	<i>Secondary Common Control Physical Channel</i> / Canal físico común de control secundario.
TCH	<i>Transport Channel</i> / Canal de transporte.
TCP	<i>Transport Control Protocol</i> / Protocolo de control de transporte.
TDD	<i>Time Division Duplex</i> / Duplex por división en el tiempo.
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> / Acceso múltiple por división en el tiempo.
TFCI	<i>Transport Format Combination Indication</i> / Indicación de combinación de formato de transporte.
TFI	<i>Transport Format Indication</i> / Indicación de formato de transporte.
TH	<i>Threshold</i> / Umbral de recepción.
TPC	<i>Transmit Power Control</i> / Control de potencia de transmisión.
TrBk	<i>Transport Block</i> / Bloque de transporte.
TrCH	<i>Transport Channel</i> / Canal de transporte.
TRM	<i>Transceiver Module</i> / Módulo Transceptor.
TS	<i>Timeslot</i> / Espacio temporal.
TS	<i>Technical Specification</i> / Especificación Técnica.
TTI	<i>Transmission Time Interval</i> / Intervalo de tiempo de transmisión.
UDP	<i>User Datagram Protocol</i> / Protocolo de datagramas de usuario.
UE	<i>User Equipment</i> / Equipo de usuario.
UIT / ITU	<i>Union International Telecommunications</i> / Unión internacional de telecomunicaciones.
UL	<i>Uplink</i> / Enlace ascendente.
UMSC	<i>UMTS Mobile-Services Switching Center</i> / Central de conmutación de servicios móviles para UMTS.
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i> / Sistema de telecomunicaciones móviles universal.
UTRA	<i>UMTS Terrestrial Radio Access</i> / Acceso radio terrestre UMTS.

UTRAN	<i>UMTS Terrestrial Radio Access Network</i> / Red de acceso radio terrestre UMTS.
VBR-RT	<i>Variable Bit Rate – Real Time</i> / Tasa binaria variable en tiempo real.
VBR-nRT	<i>Variable Bit Rate – No Real Time</i> / Tasa binaria variable en tiempo no real.
VCC	<i>Virtual Circuit Connection</i> / Conexión por circuito virtual.
VLR	<i>Visitor Location Register</i> / Registro local de visitantes.
VoIP	<i>Voice over IP</i> / Voz sobre IP.
VoATM	<i>Voice over ATM</i> / Voz sobre ATM.
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i> / Acceso múltiple por división de código de banda ancha.
2G	<i>2nd Generation</i> / 2 ^a generación.
3G	<i>3rd Generation</i> / 3 ^a generación.
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i> / Proyecto de colaboración de 3 ^a generación.

BIBLIOGRAFÍA.

[Berrou93] BERROU, C., GLAVIEUX, A., THITIMAJSHIMA, P., *Near Shannon Limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1)*, ENS Telecomunicaciones de Bretaña (Francia), 1993.

[Cañadas01] CAÑADAS, D., CASADEVALL, F., *Control de potencia en WCDMA*, Universidad Politécnica de Cataluña, 2001.

[Haykin95] HAYKIN, S., DIGITAL, *Digital Communications*, Ed. John Wiley&Sons LTD, 1995

[Holma&Toskala01] HOLMA, H., TOSKALA, A., *WCDMA for UMTS: Radio access for third generation mobile communications*, Ed. John Wiley&Sons LTD, 2001.

[Lau00] LAU, F. C. M., TAM, W. M., *Novel Predictive Power Control in a CDMA Mobile Radio System*, The Hong Kong Polytechnic University, 2000.

[Márquez00] MARQUEZ, V., SALLENTO, O., *Turbo codificación para UMTS*, Universidad Politécnica de Cataluña, 2000.

[Nortel02] CHIRON, C., LEFEVERE, L., MALO, B., *UPUG: UTRAN Parameters User Guide*, Nortel Networks, 2002.

[Nuaymi02] NUAYMI, L., LAGRANGE, X., GODLEWSKI, P., *A Power Control Algorithm for 3G WCDMA System*, ENS Telecomunicaciones de Bretaña (Francia), 2002.

[Proakis96] PROAKIS, J. G., MANOLAKIS, D. G., *Tratamiento digital de señales*, Ed. Prentice Hall, 1996.

[Rábanos01] HERNANDO RÁBANOS, J. M., LLUCH MESQUIDA, C., *Comunicaciones móviles de tercera generación UMTS I y II*, Telefónica Móviles España S.A., 2001.

[Sallent01] SALLENT, O., *Master en Comunicaciones Móviles*, Universidad Politécnica de Cataluña y Fundación Vodafone, 2001.

[TS25101] 3GPP TS 25.101, *UE Radio transmission and reception (FDD)*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

[TS25104] 3GPP TS 25.104, *BTS Radio transmission and reception (FDD)*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

[TS25201] 3GPP TS 25.201, *Physical layer – General description*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

[TS25211] 3GPP TS 25.211, *Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

[TS25212] 3GPP TS 25.212, *Multiplexing and channel coding (FDD)*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

[TS25213] 3GPP TS 25.213, *Spreading and modulation (FDD)*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

[TR25944] 3GPP TR 25.944, *Channel coding and multiplexing examples*, Versión 5.0.0 Release 5 (2002-03).

