



---

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE  
SAN LUIS POTOSÍ**

**FACULTAD DE CIENCIAS**

**ASIGNACIÓN DE RECURSOS MULTI-CAPA  
EN REDES INALÁMBRICAS MÓVILES**

Tesis para obtener el grado de:

**MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
CON ORIENTACIÓN EN COMUNICACIONES**

Presenta:

**CINTHIA JANNETH MARTÍNEZ SÁNCHEZ**

Asesores de tesis:

**J. MARTÍN LUNA RIVERA  
DANIEL U. CAMPOS DELGADO**

---

San Luis Potosí, S.L.P., Diciembre de 2011

---

Los miembros del comité de tesis recomiendan la aceptación de la tesis de Cinthia Janneth Martínez Sánchez como un cumplimiento parcial de los requisitos para obtener el grado de:

**Maestría en Ingeniería Electrónica**  
**con orientación en Telecomunicaciones**

---

Dr. J. Martín Luna Rivera

Asesor

---

Dr. Daniel U. Campos Delgado

Co-Asesor

---

Dra. Ruth M. Aguilar Ponce

Sinodal

---

Dr. Enrique Stevens Navarro

Sinodal

---

Dr. Alfonso Alba Cadena

Sinodal

Diciembre 2011.

# Resumen

Las redes inalámbricas móviles actuales requieren de altas velocidades para proporcionar los servicios multimedia demandados hoy en día. Una forma de alcanzar altas velocidades de transferencia puede ser lograda incrementando el ancho de banda o la potencia de transmisión en la unidad móvil lo cual no es económicamente viable en las redes inalámbricas comerciales, donde el costo tanto del ancho de banda como de la potencia han ido incrementando considerablemente en los últimos años.

Es claro que para lograr un mercado comercial exitoso y rentable, se requiere poner mucha atención a la utilización eficiente de los recursos críticos en las redes inalámbricas. Es así como uno de los propósitos principales en el diseño de las redes inalámbricas es garantizar una calidad de servicio (QoS, por sus siglas en inglés) objetivo con el menor consumo posible de los recursos disponibles. Una solución a este problema son los esquemas de asignación de recursos multi-capa que representan una de las tecnologías emergentes de los últimos años para lograr un manejo eficiente de los recursos en las redes inalámbricas. En particular, los crecientes costos de la energía y el ascendente consumo de potencia en dichas redes constituye una de las mayores preocupaciones de los operadores de las redes inalámbricas ya que se espera un aumento mayor a futuro. En este contexto, el presente trabajo propone un esquema de asignación de recursos adaptivo con enfoque multi-capa el cual, a diferencia de otros esquemas, garantiza el máximo ingreso en la red inalámbrica y además asegura la calidad de servicio (QoS, por sus siglas en inglés) usando el mínimo consumo de potencia posible.

# Dedicatoria

A mis padres Juan Alfredo Martínez Gallegos y María Eugenia Sánchez Durón quienes siempre han sido mi principal apoyo y me han sabido guiar, a mis hermanos Christopher, Shirley y Karla por su cariño incondicional, a mi sobrina Alessandra quien siempre me a sacado una sonrisa y a mi misma por haber logrado tal satisfacción al concluir el presente trabajo.

# Agradecimientos

A mis padres y hermanos porque siempre estuvieron conmigo a pesar de la distancia, a mis asesores J. Martín Luna Rivera y Daniel U. Campos Delgado quienes siempre me brindaron su apoyo y conocimientos para culminar el proyecto de tesis y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACYT (Registro:232596) por el apoyo económico brindado durante el desarrollo del proyecto.

A los doctores Ruth M. Aguilar Ponce y J. Luis TecpanecatI Xihuitl por compartirme sus conocimientos y ampliar mis conceptos, y a mis amigos Rafael Aguilar González, Claudia G. Ambriz González, Lia Natalli Morales Méndez y Liliana Tapia quienes hicieron que mi estancia en SLP fuera del todo agradable.

Finalmente a todos mis amigos Heros, Edgar, Lesli, Alicia y Claudia Rdz. quienes fueron pacientes a pesar de mi ausencia y siempre me proporcionaron su apoyo.

# Acrónimos

ARQ	Automatic Repeat Request
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CPC	Centralized Power Control
DCP	Distributed Power Control
DE	Decorrelator
EB	Estación Base
FEC	Forward Error Correction
GSM	Global System Mobile
IP	Internet Protocol
ISO	International Standards Organization
LQG	Linear Quadratic Gaussian
MAC	Media Access Control
MAI	Multiple Access Interference
MF	Matched Filter
MMSE	Minimum Mean-Squared Error
OSI	Open Systems Interconnection
QoS	Quality of Service
RF	Radio Frequency
SINR	Signal to Interference-Noise Ratio
TCP/IP	Transmission Control Protocol/Internet Protocol
UK	United Kingdom
UM	Unidad Móvil

# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>III</b>
<b>Dedicatoria</b>	<b>IV</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>V</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>VI</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Antecedentes . . . . .	2
1.3. Formulación del Problema . . . . .	3
1.4. Objetivo . . . . .	3
1.5. Organización de Tesis . . . . .	4
<b>2. Diseño Multi-Capa</b>	<b>5</b>
2.1. Diseño Tradicional . . . . .	5
2.2. Diseño Multi-Capa . . . . .	7
<b>3. Esquema de Asignación de Recursos Propuesto</b>	<b>9</b>
3.1. Modelo de una Red CDMA . . . . .	9
3.2. Esquema de Asignación de Recursos . . . . .	12
3.2.1. Función de Utilidad . . . . .	13
3.2.2. Selección del Detector . . . . .	15
3.2.3. Control de Potencia . . . . .	17
3.2.3.1. Control de Potencia de Lazo Abierto . . . . .	17
3.2.3.2. Control de Potencia de Lazo Cerrado . . . . .	19
3.2.3.3. Técnicas de Control de Potencia . . . . .	20
<b>4. Resultados</b>	<b>22</b>
4.1. Optimización de Utilidad . . . . .	22
4.2. Selección del Detector . . . . .	24
4.3. Control de Potencia . . . . .	27
4.4. Adaptabilidad del Esquema de Asignación de Recursos . . . . .	29
<b>5. Conclusiones</b>	<b>33</b>
5.1. Trabajo a Futuro . . . . .	33
A. Coeficientes de los detectores . . . . .	35

B.	Evaluación de la Complejidad en los Detectores CDMA Lineales . . . . .	35
B1.	Matched Filter . . . . .	36
B2.	Decorrelador . . . . .	36
C.	MMSE . . . . .	38
D.	Solución Central . . . . .	38
E.	Códigos de esparcimiento <i>m-sequence</i> . . . . .	39
F.	Método de Newton Raphson . . . . .	39
G.	Perfil de Distancia Aleatorio . . . . .	40
<b>Referencias</b>		<b>41</b>

# Índice de figuras

1.1. Representación de un sistema CDMA. . . . .	2
2.1. Modelo de referencia OSI para redes de comunicación. . . . .	6
2.2. Diseño Multi-Capa del modelo de referencia OSI. . . . .	8
3.1. Esquema general del sistema CDMA (canal <i>uplink</i> ). . . . .	10
3.2. Diagrama a bloques del esquema de asignación de recursos propuesto. . . . .	12
3.3. Control de Asignación de Potencia Retroalimentado. . . . .	19
4.1. Utilidad por canal (ver (3.6)) contra SINR promedio. . . . .	23
4.2. Diferentes valores de ancho de banda y tasa de transferencia promedio . . . . .	24
4.3. Comparación de potencia del circuito de diferentes detectores. . . . .	25
4.4. Comparación de potencia de transmisión total requerida . . . . .	26
4.5. Comparación del índice de consumo de potencia total ( $\gamma_i^{obj} = 11dB$ ) . . . . .	26
4.6. Perfil de desplazamiento para 4 usuarios seleccionados de forma aleatoria. . . . .	27
4.7. Simulación de la respuesta SINR promedio del algoritmo de control LQG. . . . .	28
4.8. Simulación de la respuesta de potencia total del algoritmo de control LQG. . . . .	28
4.9. Función de utilidad en (3.6) bajo diferentes criterios de evaluación . . . . .	30
4.10. Simulación de (3.13) considerando diferentes valores de SINR objetivo . . . . .	31
4.11. Respuesta SINR promedio del algoritmo de control de potencia LQG . . . . .	32
4.12. Respuesta de potencia total del algoritmo de control de potencia LQG . . . . .	32

# Índice de tablas

3.1. Evaluación de complejidad en términos de operaciones . . . . .	16
4.1. Características de una red GSM . . . . .	23
4.2. Características de un transistor con tecnología de 65 nm [43] . . . . .	25
4.3. Parámetros de simulación . . . . .	29
B1. Operaciones requeridas para el detector MF . . . . .	36
C1. Complejidad en términos de sumas, restas, multiplicaciones y divisiones . . .	38

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

La creciente demanda de aplicaciones móviles multimedia (Internet móvil, Smart Home, video-conferencia, etc.) y requerimientos de calidad de servicio (QoS, por sus siglas en inglés) han motivado la aparición de nuevas tecnologías para redes inalámbricas de alta velocidad [1], [2], [3]. En las redes inalámbricas, la calidad de servicio está relacionada principalmente con el rendimiento en la tasa de errores requerido por el servicio (voz, datos, multimedia, etc.) en la unidad móvil [4]. Por lo tanto, la tasa de error por bit (BER, por sus siglas en inglés), la cual depende del término de la relación señal a interferencia-ruido (SINR, por sus siglas en inglés), es una medida del parámetro QoS.

En general, la operación de las redes inalámbricas tradicionales está basada en la definición de ciertos parámetros que buscan satisfacer los requerimientos de QoS. Sin embargo, estos parámetros son fijos y siempre transmiten a su máxima potencia sin considerar que las condiciones de operación pueden mejorar (canal de transmisión) [5]. Esto se debe a que dichas redes utilizan la arquitectura en capas del modelo OSI (Open Systems Interconnection) para establecer la comunicación entre la estación base (EB) y la unidad móvil (UM), el cual está diseñado para realizar funciones específicas en cada una de las capas con base a un conjunto de reglas que definen el intercambio de información [6], limitando el funcionamiento de la arquitectura en capas del modelo OSI [7]. Recientemente, una forma de mejorar la eficiencia de las redes inalámbricas móviles es utilizando un enfoque multi-capas, en el cual es posible minimizar el uso de recursos disponibles compartiendo información entre diferentes capas en la red que operan conjuntamente para lograr su propósito, dadas las condiciones del canal y la red [7], [8], [9], [10], [11].

Actualmente, CDMA (Code Division Multiple Access) es una de las principales tecnologías competidoras que rigen las redes inalámbricas móviles. La ventaja fundamental de CDMA es el uso eficiente del ancho de banda para soportar múltiples usuarios de forma simultánea, donde todos los usuarios transmiten su información al mismo tiempo y en la misma frecuencia, y cada señal de usuario es recuperada a través de un código de esparcimiento único [12]. En este tipo de redes, incrementar la potencia asegura tasas altas de transmisión. Sin embargo, considerando que todos los usuarios móviles se encuentran a

diferentes distancias de EB (ver Figura 1.1), las potencias de transmisión varían y se interfieren entre sí. Por lo tanto, la capacidad de la red CDMA se ve limitada por la interferencia de acceso múltiple (MAI, por sus siglas en inglés) generada principalmente por el efecto *cerca-lejos* [1]. Debido a esto, es importante asignar los recursos de la red de la forma más eficiente con la finalidad de alcanzar los requerimientos de QoS demandados usando el mínimo consumo de recursos posible. Una estrategia para mitigar el efecto *cerca-lejos*, es por medio de una actualización dinámica de la potencia de transmisión, buscando que todos los usuarios logren la calidad del servicio deseada de forma simultánea. Esto da lugar al problema de asignación de potencia en sistemas CDMA que ha sido ampliamente estudiado en la literatura desde los 90's [13], [14].

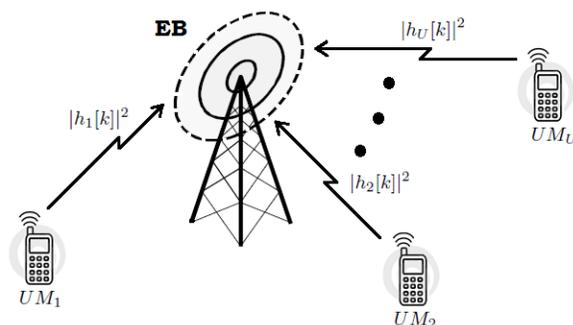


Figura 1.1. Representación de un sistema CDMA.

## 1.2. Antecedentes

Los esquemas de asignación de recursos multi-capa han mostrado ser una herramienta efectiva para mejorar el desempeño de las redes inalámbricas móviles [8]. En este contexto, algunos autores abordan la optimización de recursos mediante un ajuste analítico basado en la teoría de juegos, donde el valor SINR que establece la QoS es calculado mediante una función de utilidad y la variable de control es la potencia de transmisión. En estos enfoques el control de potencia distribuido se plantea como un juego no-cooperativo en el que los usuarios maximizan su propia utilidad [15],[16]. Además, estos esquemas describen una solución no adaptiva basada en el conocimiento perfecto de un número de parámetros que se asume son obtenidos fuera de línea [17].

En [17] se estudia el problema de la implementación adaptiva y distribuida de juegos no-cooperativos para la asignación de recursos, donde el término adaptivo considera las situaciones de cambio donde cada usuario intenta maximizar su propia utilidad basándose solamente en el conocimiento de sus propios parámetros citados en la solución no adaptiva. La función de utilidad de las referencias antes mencionadas está definida como la relación de tasa de transferencia y potencia de transmisión [15], [16], [17]. Claramente, con este enfoque es posible mejorar la utilidad incrementando la tasa de transferencia o disminuyendo la potencia de transmisión, sin embargo esto no garantiza su viabilidad económica a futuro ya que la función de utilidad fue desarrollada con la finalidad de mejorar la calidad de servicio de cada unidad móvil sin importar el impacto de los gastos generados en la red

inalámbrica global por la prestación del servicio. Es así como en este proyecto de tesis se utiliza una nueva perspectiva para abordar el problema de asignación de recursos en una red inalámbrica involucrando su aspecto económico.

### **1.3. Formulación del Problema**

Los recursos como la selección de ancho de banda y asignación de potencia de transmisión han sido considerados los principales criterios de eficiencia en las redes inalámbricas móviles. Sin embargo, la optimización de estos dos recursos puede resultar en un ingreso no sustancial sobre la eficiencia global de la red inalámbrica comercial considerando el costo tan elevado que han mostrado últimamente tanto la licencia del ancho de banda como el consumo de potencia [18].

La evolución de las redes inalámbricas móviles comienza a generar costos de energía considerables [19]. De hecho, las comunicaciones móviles contribuyen con una proporción significativa de la energía total consumida por la industria. Desde el 2006, la tasa de crecimiento del tráfico de datos en las redes móviles ha sido del 400 %, y se espera un incremento proporcional en los próximos años [20]. Con la finalidad de mostrar el gran impacto en el aumento de potencia de las redes inalámbricas móviles comerciales, en [21] se realizó un estudio estadístico desarrollado por Ofcom tomando como referencia todas las redes inalámbricas implementadas en la región del Reino Unido (UK por sus siglas en inglés), donde el consumo de potencia total es de 1300 GWh por año aproximadamente. Además de acuerdo a los datos arrojados por el gobierno de UK, la tasa por kWh ha presentado un crecimiento de 2.8 peniques en el año 2001, a 4.8 peniques en el 2007 [21]. En [22] se muestra un claro ejemplo de las ganancias económicas que se pueden obtener al reducir el consumo de potencia. Este proyecto (edificio Taipei 101) ha logrado desarrollar el edificio más ecológico del planeta, consiguiendo un ahorro del 30 % comparado con la media, lo que supone un ahorro cercano a los 700 mil dólares anuales.

Considerando lo anterior, es necesario reducir los requerimientos de energía en dichas redes sin afectar la calidad de servicio para el usuario y sin impactos negativos en los costos de la implementación de la red global. Múltiples ingresos, ganancias en tasa de transferencia y mejoras en la calidad de servicio (QoS) pueden ser obtenidas considerando la elección y optimización apropiada de los recursos de la red.

### **1.4. Objetivo**

Desarrollar un esquema adaptivo que maximice los ingresos económicos de la red inalámbrica global y, además, mejore su eficiencia en potencia.

## **1.5. Organización de Tesis**

El presente trabajo está estructurado de la siguiente manera: En el capítulo II se describe el modelo tradicional de una red inalámbrica. Además, se define el diseño multi-capas mostrando un panorama general del mismo con la finalidad de entender dicho enfoque. Posteriormente, en el capítulo III se presenta el escenario considerado para dar solución a la optimización de los recursos, y muestra a detalle el esquema propuesto con el que se pretende lograr dicho objetivo. Una vez planteada la propuesta, en el capítulo IV se analizan los resultados de simulación obtenidos al evaluar el esquema descrito en el capítulo anterior. Finalmente, en el capítulo V se presentan las conclusiones y se realiza una descripción del trabajo a futuro.

## Capítulo 2

# Diseño Multi-Capa

### 2.1. Diseño Tradicional

Con la finalidad de reducir su complejidad en el diseño, las redes de comunicación están organizadas como una pila de capas o niveles, cada una construida a partir de la capa anterior. Esta estructura multi-nivel tiene el propósito de crear redes que sean compatibles con otras redes. Para esto, cada nivel o capa debe resolver una parte del problema de comunicación. Para la comunicación entre las mismas capas se requiere de un protocolo, *i.e.* un conjunto de reglas que definen cómo llevar a cabo el enlace de comunicación. Entre capas adyacentes existe una interfaz que precisa la información a disposición de la capa inmediata [6], [23].

En el estudio de las redes existen dos modelos de referencia fundamentales que son el modelo OSI y TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol) [6]. Hoy en día, ninguna de las arquitecturas de redes implementan el modelo OSI en su totalidad, sin embargo, es un modelo más general que el TCP/IP por lo cual permite definir con mayor claridad las funciones de los protocolos de comunicación. El modelo de interconexión OSI está basado en una propuesta para sistemas abiertos desarrollada por la ISO (International Standards Organization). Un sistema abierto es un conjunto de protocolos que permite que dos sistemas diferentes se comuniquen independientemente de su arquitectura [24]. En la Figura 2.1 se presenta la estructura en capas del modelo OSI. Cada nivel o capa ejecuta funciones específicas de forma independiente y adaptativas con el propósito de garantizar una calidad en el servicio objetivo.

El modelo OSI tiene una estructura de 7 capas las cuales se describen a continuación [6], [23], [25]:

1. **Capa Física:** La función de la capa física es transmitir bits de información sobre cierta distancia con el mínimo número de errores posibles y usando un nivel de potencia definido. La información disponible en la capa física es por ejemplo, la potencia de transmisión, la tasa de error por bit, modulación, codificación, etc.
2. **Capa de Enlace/MAC:** La función de la capa de enlace/MAC es mejorar la confiabilidad del enlace a través de técnicas de corrección de errores (FEC, por sus siglas

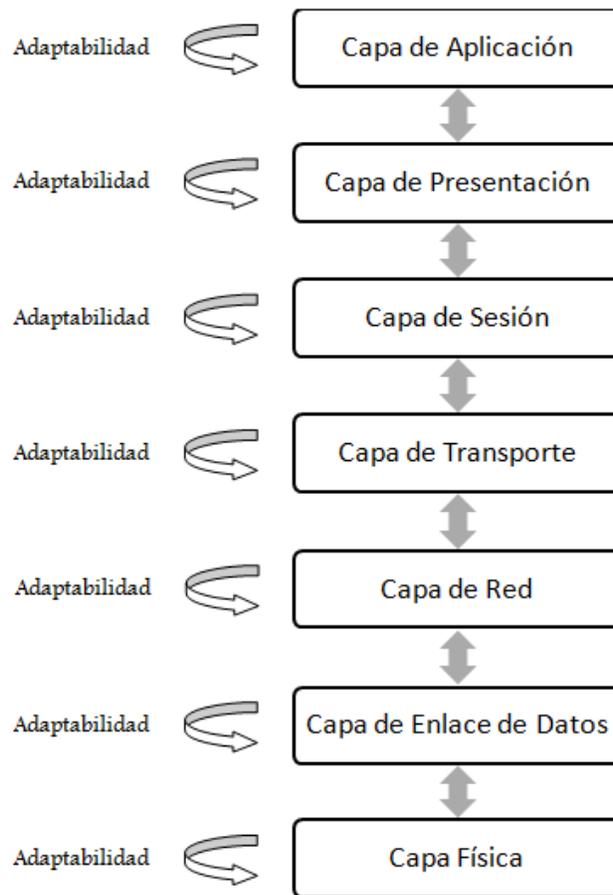


Figura 2.1. Modelo de referencia OSI para redes de comunicación.

en inglés) y la solicitud de repetición automática (ARQ, por sus siglas en inglés) proporcionando una transmisión segura sobre el enlace físico de la red. Además, debido a sus características de control de flujo y fragmentación de datos, la capa de enlace permite moderar la transmisión de datos sin descuidar la secuencia de los mismos evitando o reduciendo colisiones.

3. **Capa de Red:** La función de la capa de red es administrar las direcciones IP (Internet Protocol) y el enrutamiento de datos, esto es, su ruta a través de la red.
4. **Capa de Transporte:** La capa de transporte es la encargada de establecer las conexiones punto-a-punto, así como sus divisiones en paquetes para que los datos alcancen su destino. Las redes móviles se caracterizan por presentar grandes retardos, pérdidas de paquetes y altas tasas de error-bit. Los protocolos de transporte interpretan esto como una pérdida por congestión por lo cual reduce su tasa de transferencia.
5. **Capa de Sesión:** La capa de sesión facilita el control de comunicación entre las aplicaciones, *i.e.* establece, gestiona y cierra las conexiones entre las aplicaciones cooperadoras (nivel lógico).

6. **Capa de Presentación:** La función de la capa de presentación es definir el formato de los datos que maneja la capa de aplicación independientemente del sistema.
7. **Capa de Aplicación:** La capa de aplicación es la interfaz del usuario para realizar sus tareas. Por ejemplo, el software para la navegación por web, descarga de un archivo, enviar un correo, ver un video-clip.

Debido a que las redes inalámbricas transmiten señales por medio de ondas electromagnéticas en un canal que varía en tiempo y espacio a causa de los efectos ocasionados por la movilidad del usuario o los cambios físicos del entorno, la señal recibida es distorsionada generando errores en la recuperación del mensaje [7]. Por lo tanto, el funcionamiento de la arquitectura típica en capas del modelo OSI aplicada a una red inalámbrica móvil se ve limitado ya que este tipo de modelo fue creado para redes cableadas.

## 2.2. Diseño Multi-Capa

La arquitectura típica del modelo OSI divide las tareas de la red global entre todas sus capas e impide la comunicación directa entre capas no adyacentes como se ilustra en la Figura 2.1, ocasionando que cada capa optimice sus recursos de forma independiente. Una forma de mejorar el rendimiento de los recursos en una red inalámbrica es mediante el diseño de los servicios y protocolos de comunicación con un enfoque multi-capa. A diferencia del modelo tradicional, el diseño multi-capa permite realizar una comunicación directa o compartir variables entre capas [9], [11], optimizando de manera conjunta toda la pila de protocolos de las diferentes capas como se ilustra en la Figura 2.2 [26]. Sin embargo, no hay un modelo de referencia que especifique como realizar el diseño multi-capa. Los autores en [11] presentan un resumen de propuestas de diseño multi-capa basadas en *cómo* están acopladas las capas, *i.e.*, el modo de implementar la interacción entre capas. Otros autores [5], [7], [9], [10], [25] muestran las propuestas de diseño multi-capa en base a *qué* capas están acopladas. Algunos otros ejemplos de la interacción entre capas se pueden encontrar en [8], [25] y [27]. Adicionalmente, en [5] se estudia el diseño multi-capa desde una perspectiva para el uso eficiente de energía.

El diseño multi-capa es particularmente importante cuando se diseñan protocolos de la capa física y la capa enlace/MAC, debido a que el medio inalámbrico tiene un fuerte impacto en estas capas y su interacción [5], [9]. Por lo tanto, en el presente trabajo se desarrolla un esquema de asignación de recursos basado en el intercambio de información entre la capa física y la capa de enlace/MAC con el propósito de lograr una transmisión eficiente en términos de consumo de potencia, estimación del canal, tasa de transmisión y condiciones de la red inalámbrica, lo cual es posible utilizando un enfoque multi-capa.

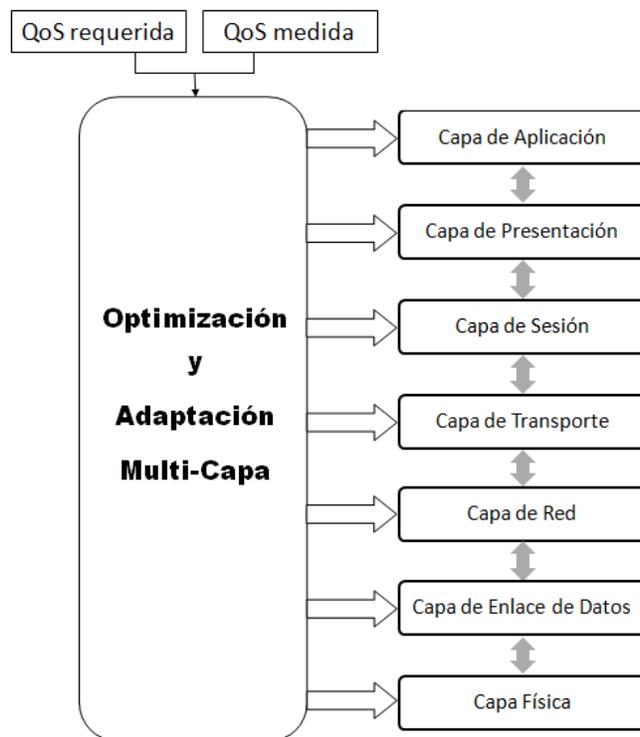


Figura 2.2. Diseño Multi-Capa del modelo de referencia OSI.

## Capítulo 3

# Esquema de Asignación de Recursos Propuesto

En los capítulos anteriores se ha presentado de forma breve los antecedentes relacionados al problema de asignación de recursos en una red inalámbrica. En particular, el interés de este trabajo de tesis se centra en los esquemas de asignación de recursos con un enfoque multi-capa los cuales representan una solución atractiva y con mucho potencial para mejorar el uso eficiente de los recursos críticos en las redes inalámbricas. Actualmente, la eficiencia del ancho de banda y la eficiencia en potencia son considerados los principales criterios de medición en el desempeño global de la red. Ejemplos de estas soluciones están dados en [15], [16] y [17], donde los autores proponen un esquema de teoría de juegos para maximizar la utilidad de los usuarios definida como la relación entre la tasa de transmisión y la potencia de transmisión sin considerar los costos generados en la red, los cuales constituye una de las mayores preocupaciones de los operadores de las redes inalámbricas debido a su rápido incremento.

En [18], Akhtman *et. al.* proponen una función de utilidad con enfoque económico donde las ganancias son obtenidas considerando tres características importantes en la red, las cuales son ancho de banda, potencia total consumida y tasa de transmisión promedio por usuario. Con base a la función de utilidad (dada en unidades monetarias) propuesta en [18], en este trabajo de tesis se propone un esquema de asignación de recursos adaptivo el cual, a diferencia de otros esquemas, maximiza los ingresos y el desempeño de la red con base a la mejora de su eficiencia en potencia. Por lo tanto, este capítulo presenta la contribución principal de este trabajo de tesis que consiste en un esquema de asignación de recursos para una red CDMA. En la primera parte se describe el marco de referencia para la aplicación del esquema propuesto el cual será definido posteriormente.

### 3.1. Modelo de una Red CDMA

Actualmente, los esquemas de asignación de recursos con enfoque multi-capa han mostrado ser una herramienta útil para lograr redes inalámbricas más eficientes, alcanzando los requerimientos de QoS demandados con el mínimo consumo de recursos disponibles.

Debido al considerable crecimiento que han mostrado las redes inalámbricas móviles en los últimos años, el presente trabajo se enfoca a este tipo de redes donde tanto la asignación de ancho de banda como de consumo de potencia son cruciales por los altos costos que han alcanzado este tipo de recursos.

Un aspecto importante dentro de las redes inalámbricas móviles es *cómo* compartir el medio de transmisión entre múltiples usuarios. Diferentes técnicas de acceso al medio han sido desarrolladas y discutidas en [1], [2], [28]. CDMA ofrece muchos beneficios que hacen más eficiente su asignación del ancho de banda disponible. Estos beneficios se obtienen incorporando ciertas cualidades que son posibles debido a las características de la forma de onda de la señal (una de las más importantes es el uso de todo el ancho de banda por cada uno de los usuarios móviles activos) logrando un sistema más robusto al ruido [13].

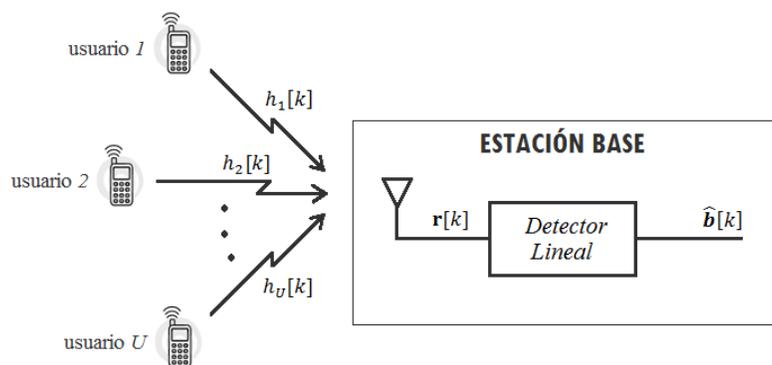


Figura 3.1. Esquema general del sistema CDMA (canal *uplink*).

En los sistemas móviles inalámbricos existen dos tipos de canales de comunicación: el canal de enlace de subida (*uplink*) y el canal de enlace de bajada (*downlink*). En el canal *downlink* un solo transmisor (Estación Base) envía información a varios receptores (Unidades Móviles), donde la señal transmitida es la suma de las señales de todos los usuarios y su potencia debe ser dividida entre los diferentes usuarios. En el canal *uplink* las unidades móviles envían su información a la estación base (EB), donde cada usuario tiene una potencia de transmisión distinta denotada como  $p_i$ , la cual dependerá de la ganancia del canal de cada transmisor representada por  $|h_i|^2$ . Por esta razón, el control de potencia es aplicado tanto en el *uplink* como en el *downlink* del sistema CDMA. Una diferencia fundamental entre los dos enlaces multi-usuario es que para el enlace *downlink*, las señales multiplexadas transmitidas por una EB se desvanecen simultáneamente, y por lo tanto el control de potencia sólo debe contrarrestar el efecto de los desvanecimientos en la señal deseada y de la interferencia de múltiple acceso debido al multitrayecto. En cambio, el control de potencia en el enlace *uplink* debe además combatir las fluctuaciones de nivel de potencia de las demás señales dentro de la misma celda (efecto *cerca-lejos*), ya que al ser transmitidas desde lugares diferentes dichas señales experimentan desvanecimientos independientes respecto a la deseada [2]. Debido a lo anterior, en este trabajo de tesis se estudiará el control de potencia en el canal *uplink* por representar uno de los mayores retos para la comunicación y el consumo de potencia de una red CDMA y por consecuencia de la asignación de recursos.

Por simplicidad, el presente trabajo considera un sistema CDMA síncrono asumiendo que no existen retrasos en las señales recibidas. Aunque el sistema es difícil de implementar por la complejidad que implica la sincronización de las señales, usualmente es considerado el modelo ideal en los análisis teóricos y los conocimientos adquiridos pueden ser fácilmente extendidos al estudio del sistema CDMA asíncrono [26]. La Figura 3.1 muestra un esquema general del enlace *uplink* en un sistema CDMA con  $U$  usuarios activos y una ganancia de proceso  $N$ . El modelo para la señal recibida en EB se representa como la suma de todas las señales (usuarios) propagadas por los diferentes canales de propagación, *i.e.*

$$\mathbf{r}[k] = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{H}}[k]\mathbf{P}[k]\mathbf{b}[k] + \eta[k] \quad (3.1)$$

donde

- $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1[k], \dots, \mathbf{c}_U[k]] \in \mathbb{R}^{N \times U}$  define la matriz de códigos de esparcimiento donde  $\mathbf{c}_i \in \mathbb{R}^N$   $i = 1, \dots, U$ .
- $\tilde{\mathbf{H}}[k] = \text{diag}\{[h_1[k], \dots, h_U[k]]\}$  expresa la matriz conjunta de las ganancias de los canales de todos los usuarios activos, y como se mencionará en el siguiente capítulo, se asumen variaciones rápidas y variaciones lentas en su descripción.
- $\mathbf{P}[k] = \text{diag}\{[\sqrt{p_1[k]}, \dots, \sqrt{p_U[k]}]\}$  representa la matriz que describe la potencia de transmisión por la unidad móvil (UM).
- $\mathbf{b}[k] = [b_1[k], \dots, b_U[k]]^T$  denota el vector de la información transmitida por los usuarios, donde se cumple que  $\mathcal{E}\{|b_i[k]|^2\} = 1 \forall i \in [1, U]$  y se asume que la información entre usuarios se encuentra descorrelacionada, *i.e.*  $\mathcal{E}\{b_i[k]b_j[k]\} = 0 \forall i \neq j$ .
- $\eta[k]$  define el vector de ruido Gaussiano con media cero y varianza  $\sigma^2$ .

Finalmente, en este trabajo de tesis se asume un detector lineal en EB, ver Figura 3.1, para estimar los datos transmitidos con base a la señal recibida en (3.1)

$$\hat{\mathbf{b}}[k] = \mathbf{X}\mathbf{r}[k] \quad (3.2)$$

donde  $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{U \times N}$  define la estructura del receptor y  $\hat{\mathbf{b}}[k] = [\hat{b}_1[k], \dots, \hat{b}_U[k]]^T$  el vector de datos estimados.

Considerando que la QoS debe mantenerse para todos los usuarios activos en el sistema, una forma de evaluar la QoS en cada UM es a través de el valor SINR requerido. Con base a lo anterior, en el presente trabajo se asume el canal *uplink* de un sistema CDMA con  $U$  número de usuarios y una ganancia de proceso  $N$ , donde el parámetro tasa señal a interferencia-ruido (SINR, por sus siglas en inglés) del  $i$ -ésimo usuario activo ( $1 \leq i \leq U$ ) después del proceso de detección, se define como [4]

$$\gamma_i = \frac{\text{Energía del dato transmitido por el usuario}}{\text{Energía de la interferencia} + \text{Energía del ruido}} \quad (3.3)$$

Considerando la aplicación de una estrategia de detección lineal en EB, la SINR en el  $k$ -ésimo instante puede definirse como

$$\gamma_i[k] = \frac{\delta_{ii}p_i[k]|h_i[k]|^2}{\sum_{j \neq i} \delta_{ij}p_j[k]|h_j[k]|^2 + \chi_i\sigma^2} \quad (3.4)$$

donde  $\delta_{ii} > 0$ ,  $\delta_{ij} > 0$  y  $\chi_i > 0$  son parámetros constantes (ver apéndice A) y están relacionados con la estrategia de detección usada, así como de las propiedades de los códigos [29]. El término  $p_i[k]$  define la potencia de transmisión,  $|h_i[k]|^2$  es la ganancia del canal y  $\sigma^2$  la varianza del ruido térmico en el receptor. En la práctica, los niveles de potencia por usuario se encuentran limitados en un intervalo cerrado de operación  $p_i[k] \in [p_{min}, p_{max}]$ , donde  $0 < p_{min} < p_{max}$ .

### 3.2. Esquema de Asignación de Recursos

El esquema propuesto como solución al problema de maximización de ingresos de la red inalámbrica móvil considera tres factores críticos: 1) Optimización de la utilidad, 2) Selección del detector, y 3) Control de potencia en lazo-cerrado para el canal *uplink*. Dichos factores fueron elegidos después de analizar y evaluar cuidadosamente los diferentes requerimientos de las redes inalámbricas móviles. Esto se justifica ya que existe una relación uno-a-uno entre la potencia de transmisión y la SINR en el receptor, dada una ganancia de canal fija y una estrategia de detección lineal. De esta manera, si se fija un valor deseado de SINR (asociado con el BER requerido), solamente existe un valor de potencia que lo logra para un estado de la ganancia de canal. No obstante, esta condición limita la funcionalidad del sistema por el hecho de brindar un solo servicio, sin embargo, la finalidad del presente trabajo de tesis está enfocada en la mejora del desempeño global de la red. El diagrama a bloques del esquema de asignación de recursos propuesto es mostrado en la Figura 3.2.

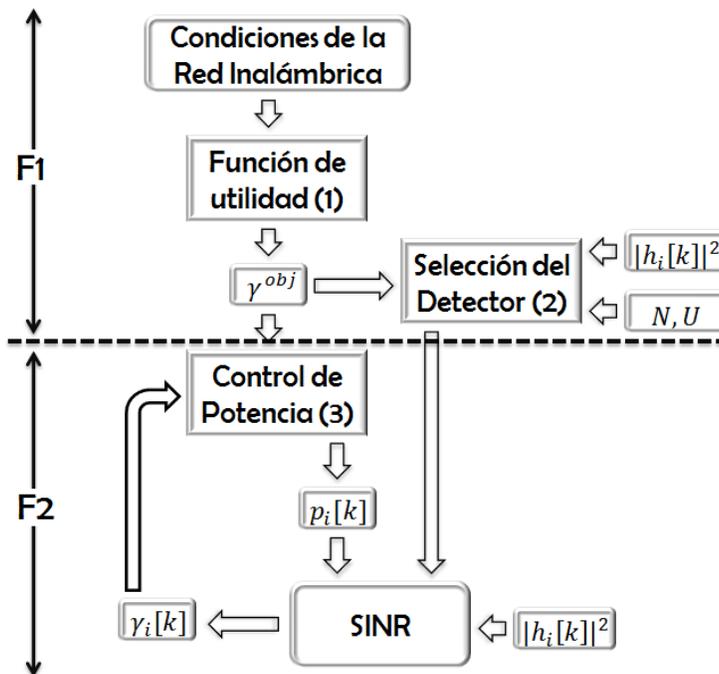


Figura 3.2. Diagrama a bloques del esquema de asignación de recursos propuesto.

La descripción general del esquema propuesto es la siguiente:

1. En la primera etapa, se define la función de utilidad con enfoque económico en EB para establecer el valor SINR objetivo  $\gamma^{obj}$  que maximiza los ingresos considerando los parámetros más importantes de la red inalámbrica. Por otro lado, ya que el manejo eficiente de potencia en las redes CDMA permite reducir el componente MAI y extender el tiempo de vida de la batería, se consideran las siguientes dos etapas para alcanzar el valor  $\gamma^{obj}$  con el mínimo uso de recursos posibles: i) Selección del detector y ii) control de potencia en lazo-cerrado.
2. La segunda etapa realiza la selección del detector con base al número de usuarios activos  $U$ , las condiciones promedio del canal  $|h_i[k]|^2$  ( $i = 1, \dots, U$ ) y la ganancia de proceso  $N$ . Cabe mencionar, que a pesar de que la selección se realiza en EB, la potencia de transmisión en UM es un valor crítico para la detección considerando el factor MAI. Por lo tanto, esta etapa aportará el consumo de potencia del detector estableciendo un compromiso entre la complejidad y desempeño, medido cada cierto tiempo. Debido a la propiedad de adaptabilidad de este esquema, en esta etapa se debe considerar la implementación de todos los detectores estudiados en el presente trabajo (ver [30]).
3. Finalmente, la etapa del control de potencia es la responsable de alcanzar el valor objetivo  $\gamma_i^{obj}$  en cada UM ajustando los niveles de potencia  $p_i[k]$  requeridos para satisfacer las restricciones de SINR del  $i$ -ésimo ( $1 \leq i \leq U$ ) usuario  $\gamma_i[k]$ .

En este esquema se consideran dos frecuencias de actualización: 1) La frecuencia de actualización para los bloques de la función de utilidad y la selección del detector ( $F_1$ ) y, 2) la frecuencia de actualización para el bloque del control de potencia ( $F_2$ ). Por cuestiones prácticas, los procesos de optimización y detección deben trabajar a una escala de tiempo menor a la del esquema de asignación de potencia, *i.e.*  $F_1 < F_2$ . Esto debido a que no se puede alcanzar el valor SINR objetivo por cada UM en una sola iteración, al considerar el efecto de variaciones en la ganancia del canal, retrasos en los mecanismos de actualización y ruido en la medición del valor SINR. Sin embargo, se asume que  $F_2$  es múltiplo de  $F_1$  para facilitar la implementación, *i.e.*  $F_2/F_1 \in \mathbb{N}$ .

Como se puede observar en la Figura 3.2, un conjunto de parámetros de la capa física que influyen en los niveles de potencia y en el desempeño del sistema deben ser ajustados para satisfacer los requerimientos del usuario actual. Además, la capa de enlace/MAC asegura que los recursos inalámbricos se asignen de la forma más eficiente para maximizar el desempeño de la red. Por lo tanto, el esquema de asignación de recursos propuesto utiliza un diseño multi-capas, donde la capa de enlace/MAC se encarga de tomar las decisiones y la capa física realiza los ajustes requeridos [5]. A continuación se muestra a detalle el funcionamiento de cada una de las etapas consideradas dentro del esquema.

### 3.2.1. Función de Utilidad

Un concepto típico para la utilidad en redes inalámbricas móviles es aquel que mide el número de total de bits transmitidos exitosamente por joule de energía consumido [15], [17],

[16]

$$u = \frac{T}{p} \quad \text{bits/joule} \quad (3.5)$$

donde  $T$  representa la tasa de transferencia y  $p$  la potencia de transmisión. La tasa de transferencia es definida como la cantidad de bits de información que son transmitidos de manera exitosa en un periodo de tiempo dado. Sin embargo, debido a que la función descrita en (3.5) no se expresa en unidades monetarias, su viabilidad económica resulta incierta sobre todo por que se espera que los costos de energía y ancho de banda sigan en incremento para los próximos años. Por lo tanto, los costos en el consumo de potencia constituyen un factor sustancial para las redes inalámbricas móviles actuales y futuras, generando la necesidad de un análisis profundo sobre el uso de los recursos disponibles.

En [18], Akhtman *et. al.* definen una función de utilidad con enfoque económico para representar la utilidad en términos monetarios, donde con base a un análisis profundo de las redes comerciales se demuestra que una selección apropiada de los criterios de optimización puede resultar en una mejora muy importante en el desempeño y eficiencia global de la red. Utilizando el principio básico de economía, los autores en [18] definen la utilidad como los ingresos menos el costo actual de los servicios proporcionados. Específicamente, los ingresos por segundo están en función de la tasa total  $R$  (bits/seg) de información transmitida exitosamente en la red global, y son representados por  $A(R)$ . Por otro lado, los costos por segundo pueden ser cuantificados como  $C_p P + C_r = C_p(P_{RF} + P_C) + C_r$ , donde  $C_p$  denota los costos por joule,  $C_r$  representa la tasa acumulativa de todos los costos adicionales no relacionados con el consumo de potencia, incluyendo la inversión de hardware, costos de mantenimiento y costos del ancho de banda, y  $P$  es la potencia promedio total consumida por la red la cual depende de la potencia disipada por el equipo de transmisión RF (Radio Frequency),  $P_{RF}$ , y el resto de la potencia disipada por la infraestructura de la red,  $P_C$ . Además, la potencia disipada por el equipo de transmisión RF puede ser expresada en términos del valor SINR promedio requerido para lograr una comunicación confiable a una tasa de transmisión fija  $R$ , dada por  $P_{RF} = \alpha B \gamma N_0$ , donde  $\alpha$  denota la eficiencia en potencia del equipo de transmisión RF,  $B$  es el ancho de banda total en la red,  $\gamma$  es el valor SINR promedio en el receptor y  $N_0$  representa la densidad espectral de potencia del ruido. Sin embargo, considerando que en las redes inalámbricas móviles actuales la potencia de transmisión RF representa aproximadamente el 20 % de la potencia total consumida [18], se asume que el total de la potencia consumida puede ser expresada como  $P = 5P_{RF} = 5\alpha B \gamma N_0$ .

No obstante, en base a las propiedades de la función  $A(R)$ , en [18] se deduce que los ingresos son linealmente proporcionales al número de suscriptores activos  $M$  y logarítmicamente proporcional a la tasa de transmisión alcanzada por cada usuario. Considerando lo anterior, la función de utilidad por canal es expresada como

$$u = \underbrace{\frac{1}{\bar{B}} \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{B}}{\bar{R}} \log_2(1 + \gamma) \right)}_{\text{Ingresos}} - \underbrace{C_p 5\alpha \gamma N_0 - \frac{C_r}{\bar{B}}}_{\text{Costos}} \quad \text{m.u./Hz/seg} \quad (3.6)$$

donde el ancho de banda por usuario activo está dado por  $\bar{B} = B/M$  y la tasa de datos base como  $\bar{R}$ . Así con (3.6) se puede asumir que la utilidad lograda para cualquier red inalámbrica con ancho de banda limitado tiene un límite superior que depende del valor

SINR promedio y del consumo de potencia. Por lo tanto, la selección adecuada de estos recursos permitirá maximizar los ingresos de la red.

### 3.2.2. Selección del Detector

En las redes inalámbricas móviles, es importante elegir un esquema de detección que permita minimizar la tasa de error en la recepción de datos [29]. Debido a que las condiciones del canal cambian de forma continua, la detección se vuelve un problema complejo. Es evidente que la eficiencia de un detector va en beneficio del consumo de potencia obteniendo un mejor desempeño (tasa de error) para valores de potencia en la transmisión más pequeños. Para medir la eficiencia del detector en términos del consumo de potencia, se deben considerar parámetros como el efecto del canal  $|h_i[k]|^2$ , la ganancia de proceso  $N$  y el número de usuarios activos  $U$ , los cuales influyen en el desempeño del detector. Es así como la selección del detector en el esquema de asignación de recursos propuesto tiene el propósito de establecer un compromiso entre complejidad y consumo de potencia en el enlace de comunicación dado un valor SINR objetivo.

Con la finalidad de dar una introducción a los detectores multi-usuario [12], a continuación se describe brevemente el funcionamiento de los detectores considerados. Posteriormente, se define la forma de llevar a cabo la medición de su complejidad y su expresión en base al consumo de potencia con el propósito de elegir el detector que alcance los requerimientos de QoS con el mínimo consumo de potencia.

En un sistema multi-usuario CDMA, el término MAI limita la capacidad del sistema. Para combatir este efecto existen diferentes clases de detectores multi-usuarios aplicados en EB. A continuación se describe la estructura de tres de los detectores lineales más usados en los sistemas CDMA [12], [29]. Basados en estas estructuras, posteriormente se definirá una medida para el consumo de potencia en base a las estructura del detector.

**Matched Filter (MF):** Es el primer detector adoptado en sistemas CDMA [12]. El detector MF ignora la interferencia multi-usuario (MAI) y sólo realiza la detección con base a la correlación de los códigos de esparcimiento  $\mathbf{C}$  con la señal recibida  $\mathbf{r}[k]$  en el instante  $k$ . Por lo tanto, los  $U$  datos transmitidos se obtienen aplicando la siguiente estructura en el receptor

$$\mathbf{X} = \mathbf{C}^T. \quad (3.7)$$

**Decorrelador (DE):** En ausencia de ruido y considerando un conjunto de códigos de esparcimiento linealmente independientes, el Decorrelador pre-multiplica la salida del MF por su inversa  $(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1}$  con la finalidad de desacoplar la información, es decir, elimina la interferencia multi-usuarios. El receptor lineal resultante es formulado como

$$\mathbf{X} = (\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T. \quad (3.8)$$

**Error Cuadrático Medio Mínimo (MMSE, por sus siglas en inglés):** La estimación lineal del detector MMSE se basa en la minimización del error cuadrático medio entre los datos transmitidos y los estimados, *i.e.*  $\min \mathcal{E}\{\|\mathbf{b}[k] - \hat{\mathbf{b}}[k]\|^2\}$ . A diferencia del decorrelador, el estimador MMSE considera la presencia de ruido al momento de estimar

el vector de datos. La estructura del estimador MMSE está dada por

$$\mathbf{X} = (\mathbf{C}^T \mathbf{C} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{C}^T \quad (3.9)$$

donde  $\mathbf{I}$  representa la matriz identidad.

Para una evaluación eficiente de los estimadores lineales antes descritos se requiere no sólo medir su desempeño sino también su complejidad. Esto con el objetivo de proyectar sus costos y consumo de recursos [31]. Existen varias formas de evaluar la complejidad como son en términos de tiempo, número de operaciones, flops, etc. En este trabajo de tesis se consideran las operaciones de sumas/restas y multiplicaciones/divisiones como medida para estimar la complejidad del detector en la estimación de datos. En la Tabla 3.1 se presenta una comparación en términos de su complejidad para cada uno de los detectores lineales considerados en este trabajo. En el apéndice B se deriva la complejidad para cada uno de los detectores presentados en la Tabla 3.1. Cabe aclarar que para cuantificar la operación de la inversa de una matriz se consideró el método de Gauss-Jordan [32].

**Tabla 3.1.** Evaluación de complejidad en términos de operaciones (ver apéndice B)

Detector	Sumas/Restas	Multiplicaciones/Divisiones
MF	$(N - 1)U$	$NU$
DE	$U^3 + NU^2 + NU - 2U$	$2(U^3 + U^2 + NU) + NU^2$
MMSE	$U^3 + U^2(N + 1) + NU - 2U$	$2(U^3 + U^2 + NU) + NU^2$

Considerando que el 80 % del consumo de potencia en una UM se genera por razones diferentes a la transmisión de las señales RF, entonces resulta evidente establecer la contribución en el consumo de potencia por cada uno de los detectores analizados. Para esto, la complejidad debe ser expresada en términos de consumo de potencia del circuito.

Una forma válida de representar la complejidad es con base a la disipación de potencia total en transistores CMOS  $P_{CMOS}$ , la cual considera tres componentes de disipación [33]

$$P_{CMOS} = P_{dynamic} + P_{static} + P_{short-circuit} \quad (3.10)$$

donde  $P_{dynamic}$  es la disipación de potencia dinámica generada por el proceso de carga-descarga de la carga de capacitancia,  $P_{static}$  es la disipación de potencia estática causada por caída de corriente y  $P_{short-circuit}$  es la disipación de potencia generada por la corriente de corto circuito en las transiciones de entrada de subida y de bajada, donde la corriente es conducida directamente de la alimentación a tierra. Considerando que el componente  $P_{static}$  es principalmente determinado por la tecnología de fabricación [34], nos enfocaremos en los otros dos componentes. Para reducir la corriente de corto circuito del componente  $P_{short-circuit}$ , es conveniente tener un margen de tiempo entre entradas y salidas iguales, lo cual puede ser modificado dentro del circuito. Por otro lado, la potencia dinámica generada por la carga-descarga de la capacitancia es el principal componente en el consumo de potencia [33], donde la capacitancia depende de la complejidad obtenida en la Tabla 3.1. Por lo tanto, la potencia del circuito puede ser expresada tomando en cuenta únicamente la potencia dinámica dada por

$$P_{dynamic} = \beta \zeta V_{DD}^2 f \quad (3.11)$$

donde  $\beta$  representa un factor de conmutación,  $\zeta$  es la carga de la capacitancia,  $V_{DD}$  denota el voltaje de alimentación y  $f$  es la frecuencia de operación. Con el propósito de representar la carga de la capacitancia en función de la complejidad, y considerando que la capacitancia es calculada con base al número de transistores y sus características, la complejidad se puede expresar en términos de sumadores usando como referencia el modelo propuesto en [35], asumiendo un sumador de un bit construido con 8 transistores. El número de sumadores relacionado con  $X$  sumas/restas es entonces expresado como  $X \times Y$ , donde  $Y$  es el número de bits considerados en el cálculo; y el número equivalente de sumadores relacionado con  $Z$  multiplicaciones/divisiones es  $(Y - 1) \times (Z \cdot Y)$ . Por lo tanto, la potencia consumida por el circuito  $P_c$  en función del número de sumadores se obtiene a partir de (3.11) y está dada por

$$P_c = \beta \underbrace{[\vartheta Y(X + (Y - 1)Z)W L C_{gd}]}_{\zeta} V_{DD}^2 f \quad (3.12)$$

donde  $\vartheta$  define el número de transistores del circuito,  $C_{gd}$  denota la capacitancia de la compuerta más la capacitancia de difusión,  $W$  es el ancho promedio del transistor y  $L$  su longitud promedio.

Una vez obtenida la potencia del circuito con la ecuación (3.12) y considerando el conocimiento de la potencia de transmisión se puede calcular un índice que cuantifique la potencia total consumida (transmisión/procesamiento)  $J$ , de la siguiente manera:

$$J = \frac{P_c}{P_c + 1} + \omega \frac{\|p^*\|}{\|p^*\| + 1} \quad (3.13)$$

donde  $\|\cdot\|$  denota la norma euclidiana,  $P_c$  es la potencia del circuito, y  $p^*$  el vector de la potencia de transmisión de los detectores analizados en un instante fijo. Además, debido a que ambas potencias tienen una escala de medición distinta, se definió un factor de peso denotado como  $\omega$  en la función costo con la finalidad de hacer mayor o menor énfasis en la potencia de transmisión comparado con el consumo de potencia del circuito.

De esta manera, el valor  $J$  puede ser usado para seleccionar al detector con menor consumo de potencia ya que ambas variables ( $P_c, p^*$ ) dependen del tipo de detector utilizado en el receptor.

### 3.2.3. Control de Potencia

El propósito del control de potencia es ajustar los niveles de potencia en las unidades móviles con la finalidad de compensar las variaciones del canal. Ésta es una estrategia de control ampliamente estudiada para el canal *uplink* de un sistema CDMA donde el manejo eficiente de la potencia es crucial [13]. El control de potencia tiene dos posibles vertientes: lazo abierto y lazo cerrado.

#### 3.2.3.1. Control de Potencia de Lazo Abierto

Para un sistema con  $U$  usuarios, donde se tienen  $U$  valores de SINR objetivos  $\gamma_i^{obj}$ ,  $U$  niveles de potencia requeridos  $p_i[k]$ , asumiendo que la ganancia del canal  $|h_i[k]|^2$  es conocida,

y el detector satisface la expresión (ver apéndice D para su demostración)

$$\sum_{j=1, j \neq i}^U \gamma_i^{obj} \frac{\delta_{ij}}{\delta_{ii}} < 1 \quad \forall i = 1, \dots, U \quad (3.14)$$

donde los parámetros  $\delta_{ii}$  y  $\delta_{ij}$  son descritos en el apéndice A, entonces los valores de potencia  $p_i[k]$  que resuelven el problema de asignación de potencia tal que  $\gamma_i[k] = \gamma_i^{obj}$  ( $i = 1, \dots, U$ ) están dados por la siguiente expresión

$$\mathbf{p}^*[k] = \mathbf{H}^{-1}[k] \{ \mathbf{\Lambda}_{obj}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{bit} - \mathbf{\Gamma}_{MAI} \}^{-1} \boldsymbol{\eta}[k] \quad (3.15)$$

donde  $\mathbf{p}^*[k] = [p_1^*[k], \dots, p_U^*[k]]^T$  (vector de potencia de transmisión), y las matrices  $\mathbf{\Gamma}_{bit}$  (ganancias de los datos),  $\mathbf{\Gamma}_{MAI}$  (interferencia de acceso múltiple),  $\mathbf{\Lambda}_{obj}$  (valores SINR objetivos),  $\mathbf{H}[k]$  (ganancias del canal) y el vector de ruido  $\boldsymbol{\eta}[k]$  están representadas por

$$\mathbf{H}[k] \triangleq \begin{bmatrix} |h_1[k]|^2 & & \\ & \ddots & \\ & & |h_U[k]|^2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{U \times U} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{\Lambda}_{obj} \triangleq \begin{bmatrix} \gamma_1^{obj} & & \\ & \ddots & \\ & & \gamma_U^{obj} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{U \times U} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{bit} \triangleq \begin{bmatrix} \delta_{11} & & \\ & \ddots & \\ & & \delta_{UU} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{U \times U} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{MAI} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & \delta_{12} & \dots & \delta_{1U} \\ \delta_{21} & 0 & \dots & \delta_{2U} \\ & & \ddots & \\ \delta_{U1} & \delta_{U2} & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{U \times U} \quad (3.19)$$

$$\boldsymbol{\eta}[k] \triangleq \begin{bmatrix} \chi_1 \sigma^2 \\ \vdots \\ \chi_U \sigma^2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{U \times 1} \quad (3.20)$$

La solución en (3.15) se conoce como solución central [36] y puede ser vista como un solución de lazo abierto. En este trabajo de tesis (3.15) es usada únicamente para propósitos de referencia ya que no considera la presencia de retardos en el trayecto de retroalimentación de asignación de potencia y la incertidumbre en las mediciones del valor de SINR.

### 3.2.3.2. Control de Potencia de Lazo Cerrado

El control de potencia de lazo cerrado es un método esencial en el manejo de recursos de las redes inalámbricas móviles CDMA, donde el componente MAI es el principal factor de limitación en la capacidad del sistema. El objetivo del control de potencia de lazo-cerrado es ajustar los niveles de potencia de tal forma que se logre el valor SINR objetivo  $\gamma_i^{obj}$  del  $i$ -ésimo usuario con el menor consumo de potencia posible [37]. Los algoritmos de control de potencia se clasifican de la siguiente manera:

1. **Control de Potencia Centralizado (CPC, por sus siglas en inglés):** La información de todos los usuarios móviles es compartida con la finalidad de calcular los nuevos valores de potencia. En la práctica, el CPC es un algoritmo difícil de implementar ya que requiere una gran cantidad de intercambio de información con el fin de asignar la potencia de transmisión de todos los usuarios en EB [37].
2. **Control de Potencia Distribuido (DPC, por sus siglas en inglés):** El algoritmo DCP reduce ampliamente la complejidad debido a que solamente requiere de información local para calcular los valores de potencia. Por otro lado, el algoritmo DPC ha sido enfocado con dos diferentes perspectivas: optimización multivariable y teoría de control [38]. La ventaja de utilizar una estructura de teoría de control es que la estabilidad y el seguimiento de referencia pueden ser estudiados de forma conjunta para cada UM.

En [37] se adopta una perspectiva de teoría de control para estudiar el DPC con el objetivo de analizar conjuntamente la estabilidad y el seguimiento de referencia usando un lazo de retroalimentación como se muestra en la Figura 3.3, donde la estimación de la SINR para cada usuario  $\gamma_i[k]$  es calculada por EB, y comparada con la referencia que logra la QoS deseada del  $i$ -ésimo usuario  $\gamma_i^{obj}$ . Entonces, EB retroalimenta el porcentaje de error  $e_i[k]$  a UM para que actualice su potencia con base a dicha información.

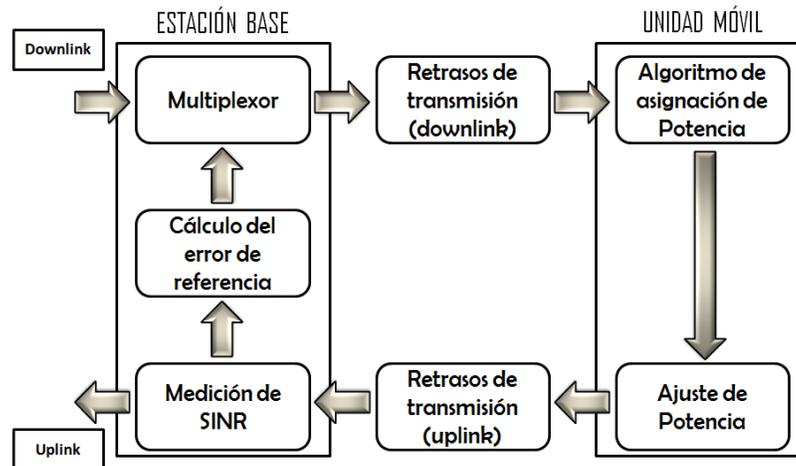


Figura 3.3. Control de Asignación de Potencia Retroalimentado.

Los retrasos de tiempo en lazo cerrado  $n_{RT}$  limitan críticamente el desempeño de cualquier sistema retroalimentado, ya que el intercambio de información no se realiza de manera instantánea. Por lo tanto, es importante tomar en cuenta que tanto la estimación de SINR como el procesamiento y transmisión de los comandos en el control de potencia implican retrasos de tiempo. Dichos retrasos pueden ser compensados en el algoritmo de control de potencia debido a que son conocidos y fijados por los protocolos [38].

### 3.2.3.3. Técnicas de Control de Potencia

Para obtener estabilidad de lazo cerrado, a pesar de los retrasos de transmisión, y lograr el seguimiento de la referencia SINR objetivo, se debe aplicar una técnica de control que además de tener un buen desempeño, tome en cuenta dichos retrasos de retroalimentación [37]. Dentro de las principales técnicas de control utilizadas en la asignación de potencia, en este trabajo de tesis se consideran las siguientes dos técnicas:

**Control de Paso Fijo:** Esta técnica de control es la estrategia actualmente utilizada dentro de la tecnología CDMA, donde de acuerdo con el signo del error dado por  $e_i[k] = \gamma_i^{obj} - \gamma_i[k]$ , UM aumenta, disminuye o mantiene la potencia de transmisión [39]. El ajuste de potencia se realiza acorde a la siguiente expresión

$$p_i[k + 1] = p_i[k] + \Delta_p \text{sign}(a_i[k]) \quad (3.21)$$

donde  $\Delta_p$  es el valor del aumento-disminución,  $\text{sign}(\cdot)$  representa la función signo y  $a_i[k]$  es la señal de error recibida en UM considerando los retrasos en el tiempo  $n_{RT}$ , dada por

$$a_i[k] = \gamma_i^{obj} - \gamma_i[k - n_{RT}] \quad (3.22)$$

**Control LQG:** Es un algoritmo poco complejo y robusto a la incertidumbre en retrasos de tiempo, por lo que se considera una técnica eficiente en el control de asignación de potencia retroalimentado [37]. El algoritmo de control LQG se sintetiza a través de un proceso de minimización de un criterio lineal cuadrático, conformado por un término procedente del error de seguimiento y otro término correspondiente a la potencia de transmisión. Por lo tanto, existe un parámetro denotado como  $\Omega \in (0, 1)$  que equilibra el esfuerzo de la acción contra la rapidez de convergencia del error, donde la rapidez de convergencia es mejorada cuando  $\Omega \rightarrow 1$  pero se pierde robustez [39]. El error de seguimiento se basa en una transformación no lineal dada por

$$e_i[k] = \left[ 1 - \frac{\gamma_i^{obj}}{\gamma_i[k]} \right] p_i[k] \quad (3.23)$$

Una vez obtenido el error, esta información es enviada a UM para ajustar la potencia de transmisión con base a la siguiente expresión

$$p_i[k + 1] = (1 - \Omega)p_i[k - 1] + \Omega p_i[k - n_{RT} - 1] - \Omega a_i[k - 1] \quad (3.24)$$

donde

$$a_i = e[k - n_{RT}]. \quad (3.25)$$

En [39] se realizó la evaluación de diferentes algoritmos del DCP, incluyendo las técnicas de Paso Fijo y LQG, además de considerar escenarios con retrasos demostrando que el algoritmo LQG ofrece una mayor ventaja con respecto a otros algoritmos, ya que muestra un seguimiento preciso de la referencia, además de ser un algoritmo de baja complejidad.

# Capítulo 4

## Resultados

En este capítulo se evaluará el esquema de asignación de recursos propuesto en el capítulo 3 con la finalidad de mostrar su desempeño y analizar los resultados obtenidos. Sin embargo, con el propósito de mostrar la contribución de cada uno de los bloques que conforma el esquema de asignación de recursos propuesto, se evaluarán primero por separado y posteriormente de forma conjunta en el esquema propuesto. Para la evaluación de la red inalámbrica CDMA, se consideran celdas omnidireccionales de 1 Km de radio. En cada celda se asume el uso de códigos de esparcimiento *m-sequences* [40] (ver apéndice E), con una ganancia de proceso de  $N = 128$  y  $U = 96$  usuarios activos (carga del 75 %) los cuales presentan una distribución aleatoria dentro de la celda (*distribución uniforme*). Dichos valores fueron establecidos considerando que a ese porcentaje de carga se puede apreciar el impacto que tiene la interferencia de acceso múltiple en el consumo de potencia, y tomando en cuenta que al evaluar diferentes valores de la ganancia de proceso no se obtuvieron variaciones significativas. Para el canal se asume el modelo de propagación descrito en [41], donde la magnitud del canal considera las variaciones rápidas y lentas de acuerdo al siguiente perfil:

$$|h_i[k]|^2 = \underbrace{g_i[k]}_{\text{Variaciones Rápidas}} \underbrace{Y_i^{-1}[k] \left( \frac{0.1}{d_i[k]} \right)^\phi}_{\text{Variaciones Lentas}} \quad (4.1)$$

donde  $g_i[k]$  es una variable aleatoria con distribución Rayleigh compuesta de dos variables aleatorias Gaussianas con media cero (parte real y parte imaginaria) y distribuciones idénticas e independientes,  $\log(Y_i[k])$  es una variable aleatoria con media cero y desviación estándar  $\sigma = 0.1$ ,  $d_i[k]$  representa la distancia del  $i$ -ésimo usuario a la EB y asumiendo un exponente de pérdida por recorrido de  $\phi = 2.5$  (ambiente urbano de baja densidad [1]).

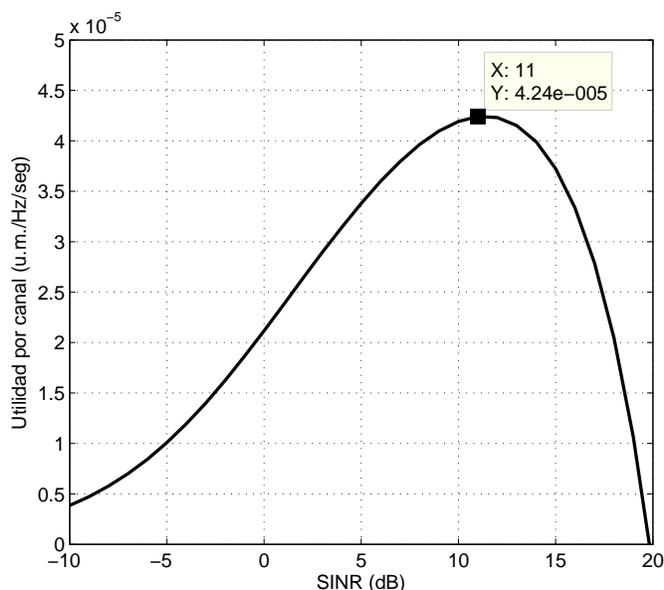
### 4.1. Optimización de Utilidad

Como primer paso debemos establecer el valor SINR objetivo  $\gamma^{obj}$  que maximice los ingresos de la red inalámbrica móvil. Para esto, se calcula primeramente la función de utilidad propuesta en (3.6) la cual considera para su evaluación las características de una

red GSM de segunda generación. En la Tabla 4.1 [18] se muestran las características más importantes de la red GSM considerada. Cabe resaltar que la función de utilidad en (3.6) es válida para cualquier otro tipo de red 3G ó B3G, sin embargo este trabajo de tesis se limita a una red 2G por no contar con la información estadística correspondiente para una red 3G ó B3G. Por lo tanto, si se desea extender esta función a otra red, se requiere hacer un estudio estadístico sobre los costos generados en la red. Los parámetros como ancho de banda  $B$ , tasa de datos base  $\bar{R}$ , la eficiencia en potencia  $\alpha$  y número de usuarios activos  $M$  son establecidos por la misma red.

**Tabla 4.1.** Características de una red GSM

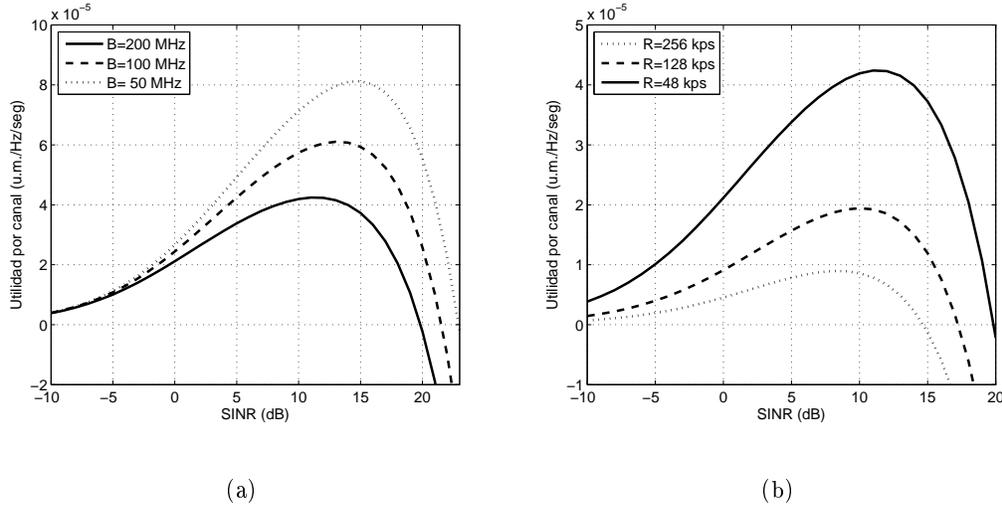
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Ancho de banda efectivo ( $B$ )	200 MHz	Número de suscriptores activos ( $M$ )	$5 \times 10^6$
Tasa de datos base ( $\bar{R}$ )	48 kbps	Eficiencia en potencia del equipo de transmisión RF ( $\alpha$ )	0.005 mWs
Costo de potencia ( $C_p$ )	0.0028 p/kWs	Costos adicionales no relacionados con el consumo de potencia ( $C_r$ )	50% de ingresos



**Figura 4.1.** Utilidad por canal (ver (3.6)) contra SINR promedio.

En la Figura 4.1 se muestra el comportamiento de la utilidad  $u$  para una red GSM considerada con respecto al valor SINR. En esta gráfica se puede observar una curva cóncava hacia abajo [42] con lo que se garantiza un máximo global para  $u$ , en este caso, centrado en  $\gamma = 11dB$ . Además se comprobó que cualquier elección razonable de las características de la red tiene un impacto limitado en la forma general y en las propiedades de la función  $u$  descrita en (3.6), *i.e.* incrementar los recursos como ancho de banda o tasa de transferencia modifica ligeramente su utilidad así como el valor SINR objetivo, sin embargo, la forma general de la función de utilidad permanece igual como se ilustra en la Figura 4.2.

Considerando que el conjunto de parámetros ( $M, \bar{R}, B, C_p, \alpha, C_r, N_0$ ) establecidos en (3.6) definen las condiciones de la red, podemos seleccionar el valor SINR objetivo  $\gamma^{obj}$  que



**Figura 4.2.** Utilidad por canal (ver (3.6)) contra SINR promedio para diferentes valores de ancho de banda (a) y tasa de transferencia promedio por usuario (b).

garantice la máxima utilidad de la red, *i.e.*  $\gamma^{obj} = \arg \max u$ . Si  $f(\gamma) \triangleq \partial u / \partial \gamma$ , entonces el máximo de  $u$  puede ser obtenido  $\gamma > 0$  tal que  $f(\gamma) = 0$ . Sin embargo, no existe una solución analítica para  $f(\gamma) = 0$  debido a la complejidad de (3.6), por lo que se utilizó el método de Newton-Raphson detallado en el apéndice F [42].

Para el esquema propuesto en esta tesis se considera una función de utilidad global, *i.e.* QoS es la misma para todos los usuarios. Esta condición limita un poco el sistema ya que todos los usuarios utilizan un sólo servicio, pero considerando que el propósito del presente trabajo es buscar la viabilidad del esquema en condiciones ideales, el esquema cumple el objetivo. Una vez obtenido el valor QoS, lo cual es equivalente a  $\gamma^{obj}$ , el detector es seleccionado con el objetivo de mantener un equilibrio entre la complejidad del detector y la potencia de transmisión requerida para el valor QoS dado. Enseguida se aplica el esquema de control de potencia en lazo-cerrado para alcanzar el valor SINR objetivo de cada usuario  $\gamma_i^{obj} = \gamma^{obj} (i = 1, \dots, U)$ .

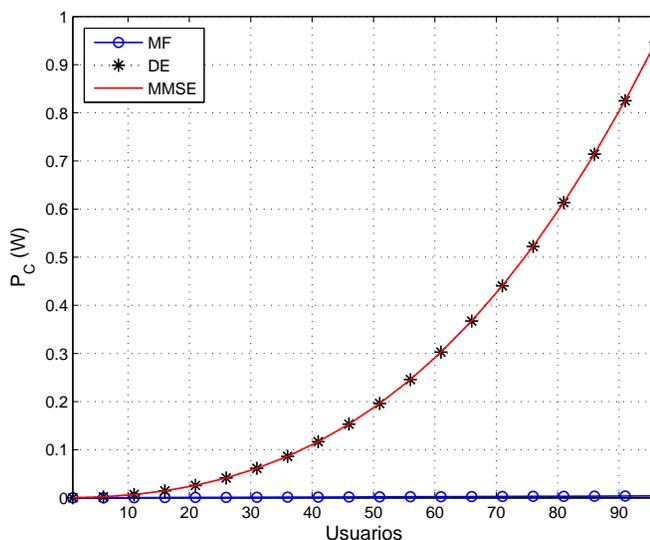
## 4.2. Selección del Detector

En la sección 3.2.2 se evaluó la complejidad para los tres detectores lineales considerados en esta tesis (MF, DE, MMSE). Además, se estimó el consumo de potencia del circuito con base a la ecuación (3.12), donde la carga de la capacitancia fue calculada considerando las características de un transistor con tecnología de 65 nm, ver Tabla 4.2 [43], y una longitud de datos de 16 bits con aritmética de punto fijo [44]. Para la estimación de la potencia del circuito,  $P_c$ , se considera un factor de conmutación de  $\beta = 0.2$ , y tomando en cuenta que el procesamiento en banda base genera retrasos ocasionados por la conmutación, se asume una frecuencia de operación de  $f = 140\text{MHz}$  con base al diseño del receptor CDMA en [45], el cual recupera su señal en banda base a una frecuencia de operación de  $70\text{MHz}$ .

**Tabla 4.2.** Características de un transistor con tecnología de 65 nm [43]

Parámetro	Valor
$V_{DD}$	1.0 V
$W$	12 $\lambda$
$C_{gd}$	1.8 fF/ $\mu m$
$L$	0.025 $\mu m / \lambda$

La Figura 4.3 muestra la comparación en el consumo de potencia del circuito, ec. (3.12), para los diferentes detectores lineales. Se puede observar que MF es el detector lineal con menor consumo de potencia del circuito mientras que DE y MMSE muestran un consumo de potencia similar pero muy por encima del detector MF.

**Figura 4.3.** Comparación de potencia del circuito de diferentes detectores.

Por otro lado, para el cálculo de la potencia de transmisión se emplea la solución central, ver ec. (3.15), considerando el mismo valor SINR para todos los usuarios ( $\gamma_i^{obj} = 11dB$ ) y la varianza del ruido de  $\sigma^2 = -90dBm$ . En la Figura 4.4 se observa que el detector MMSE requiere el menor consumo de potencia de transmisión para un valor QoS dado, mientras que en este caso el detector MF es el que consume una mayor potencia en la transmisión. Cabe mencionar que la potencia de transmisión depende del valor SINR objetivo, de la ganancia de proceso  $N$  y los códigos de esparcimiento.

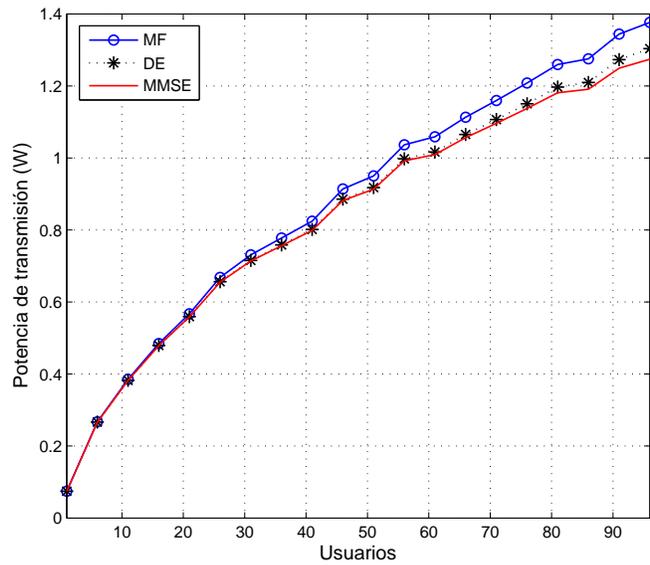


Figura 4.4. Comparación de potencia de transmisión total requerida según el detector aplicado en el receptor.

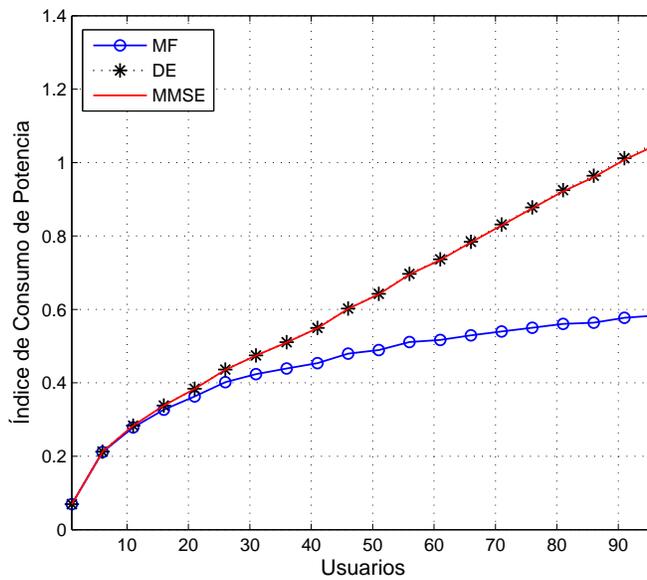


Figura 4.5. Comparación del índice de consumo de potencia total requerida en los diferentes detectores lineales considerando un valor  $\gamma_i^{obj} = 11dB$ .

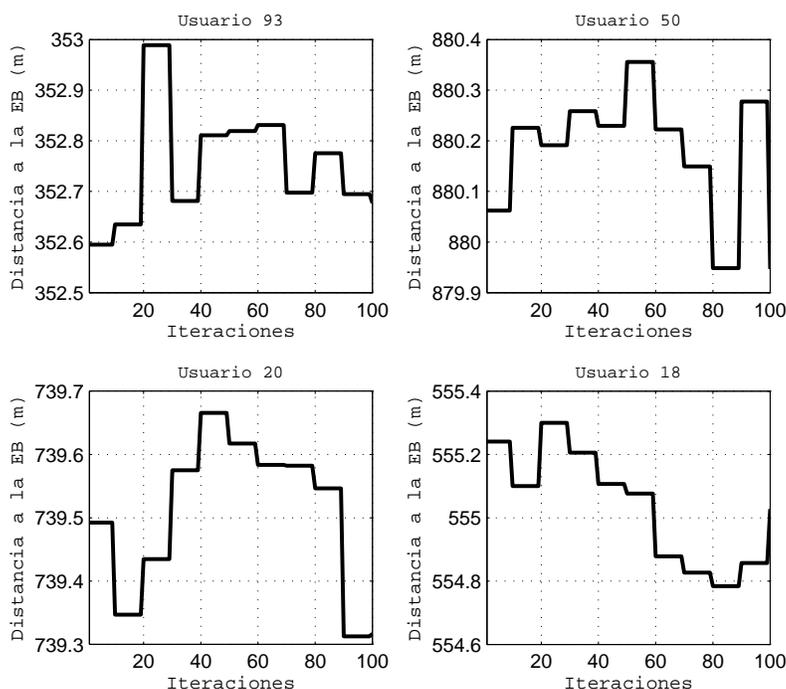
Una vez obtenida la potencia del circuito y la potencia de transmisión para cada uno de los detectores lineales, se estimó el índice del consumo de potencia total con base a (3.13). Para calcular la potencia total de consumo se considera que tanto la potencia de

transmisión como la potencia del circuito tienen la misma importancia, por lo tanto, se evalúa (3.13) con  $\omega = 1$ .

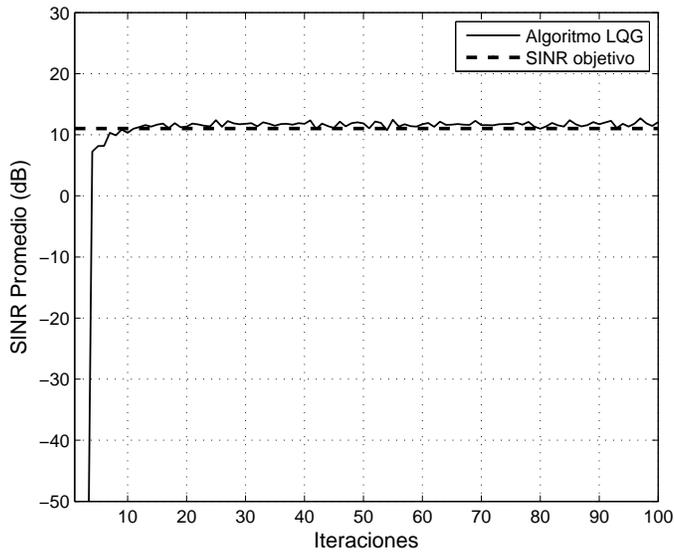
En la Figura 4.5 se ilustra el comportamiento del índice de consumo de potencia en los tres detectores lineales (MF, DE y MMSE), donde se puede observar que MF tiene el índice más bajo. Por otro lado, DE y MMSE muestran un comportamiento similar y requieren de un índice de consumo de potencia mucho mayor con respecto a MF. A pesar de que el detector MF tiene un mayor consumo en la potencia de transmisión (ver Figura 4.4), su complejidad es mucho menor por lo que el consumo de potencia en su implementación está muy por debajo de los detectores DE y MMSE independientemente del número de usuarios activos (ver Figura 4.3), resultando ser el detector lineal con menor consumo de potencia total como se muestra en la Figura 4.5.

### 4.3. Control de Potencia

Finalmente, se presenta la evaluación de la etapa de control de potencia aplicando el esquema de DPC mostrado en la Figura 3.3, considerando la selección del detector MF con base a los resultados presentados en la sección 4.2. Para esto, se evaluó el desempeño por 100 iteraciones del algoritmo LQG asumiendo los parámetros de simulación mostrados en la Tabla 4.3, donde cada usuario sigue un perfil aleatorio de desplazamiento (ver apéndice G) considerando una velocidad promedio de  $v_o = 100 \text{ km/h}$  como se muestra en la Figura 4.6.

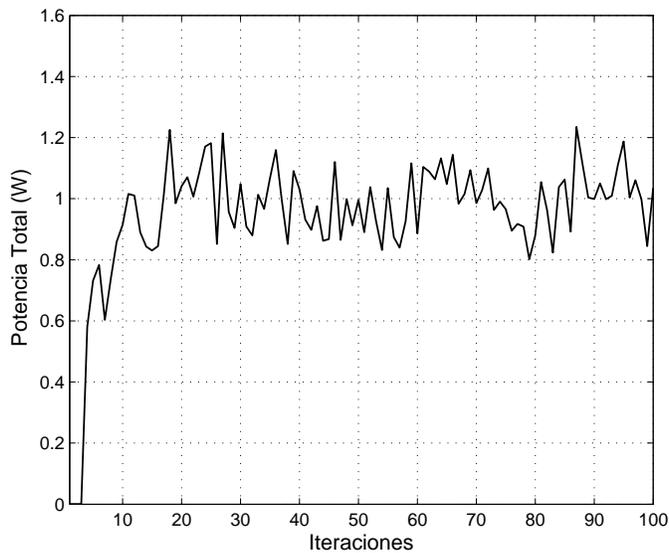


**Figura 4.6.** Perfil de desplazamiento para 4 usuarios seleccionados de forma aleatoria.



**Figura 4.7.** Simulación de la respuesta SINR promedio del algoritmo de control LQG.

La Figura 4.7 muestra la respuesta SINR promedio obtenida en el control de potencia de lazo-cerrado con la finalidad de evaluar su desempeño, en la cual se observa claramente que el algoritmo alcanza el valor SINR objetivo ( $\gamma_i^{obj} = 11dB$ ) en menos de 10 iteraciones a pesar de las variaciones del canal y los retrasos generados en el esquema de lazo cerrado. Por otro lado, en la Figura 4.8 se ilustra la potencia de transmisión total requerida para alcanzar dicha referencia. Además, se puede notar que la potencia de transmisión total se estabiliza, para este caso, en aproximadamente 1 Watt.



**Figura 4.8.** Simulación de la respuesta de potencia total del algoritmo de control LQG.

Tabla 4.3. Parámetros de simulación para el esquema de control de potencia en lazo-cerrado

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$\gamma_i^{obj}$	11 dB	$\sigma^2$	-90 dBm
$p_{min}$	1 pW	$p_{max}$	500 mW
$T_s$	1/1500 s	K	10
$\Omega$	0.5	$n_{RT}$	2

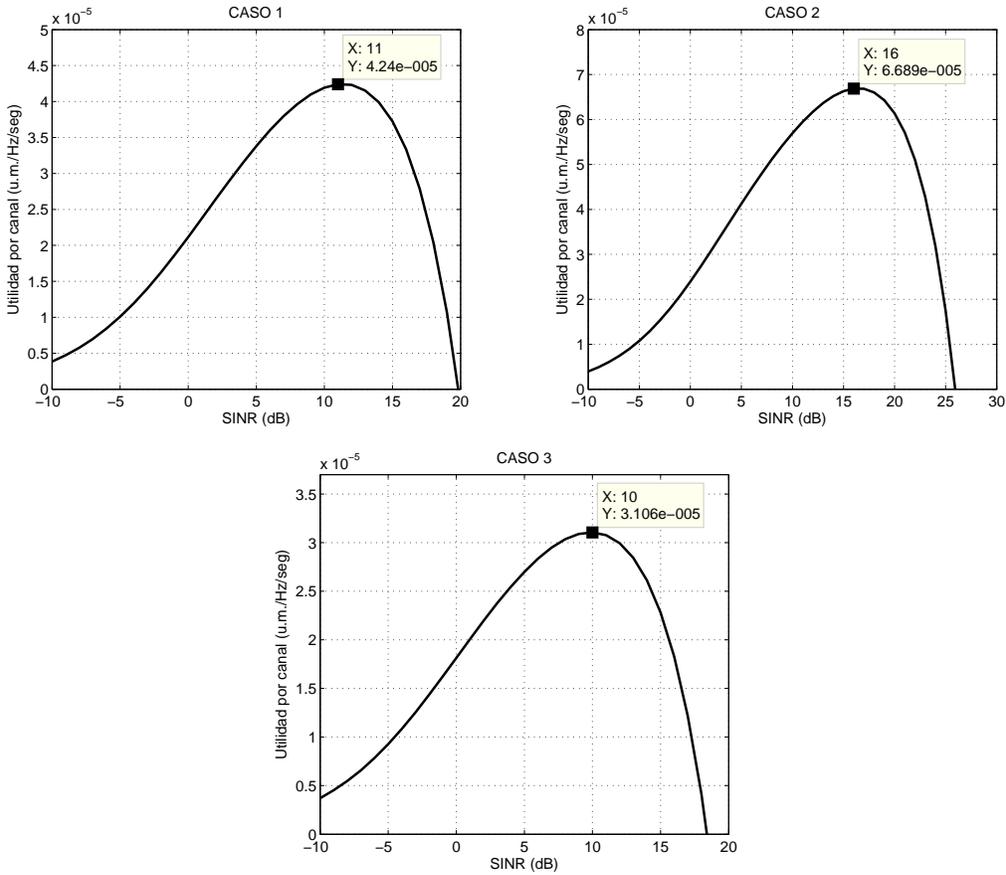
#### 4.4. Adaptabilidad del Esquema de Asignación de Recursos

Una de las características importantes del esquema propuesto es que se pueden modificar ciertos parámetros de la red inalámbrica debido a la actualización constante de sus variables, *i.e.* es un esquema adaptivo. A continuación se muestra un ejemplo de los resultados obtenidos al considerar dicho caso, donde se asumen cambios en las condiciones de la red inalámbrica para mostrar el desempeño del sistema.

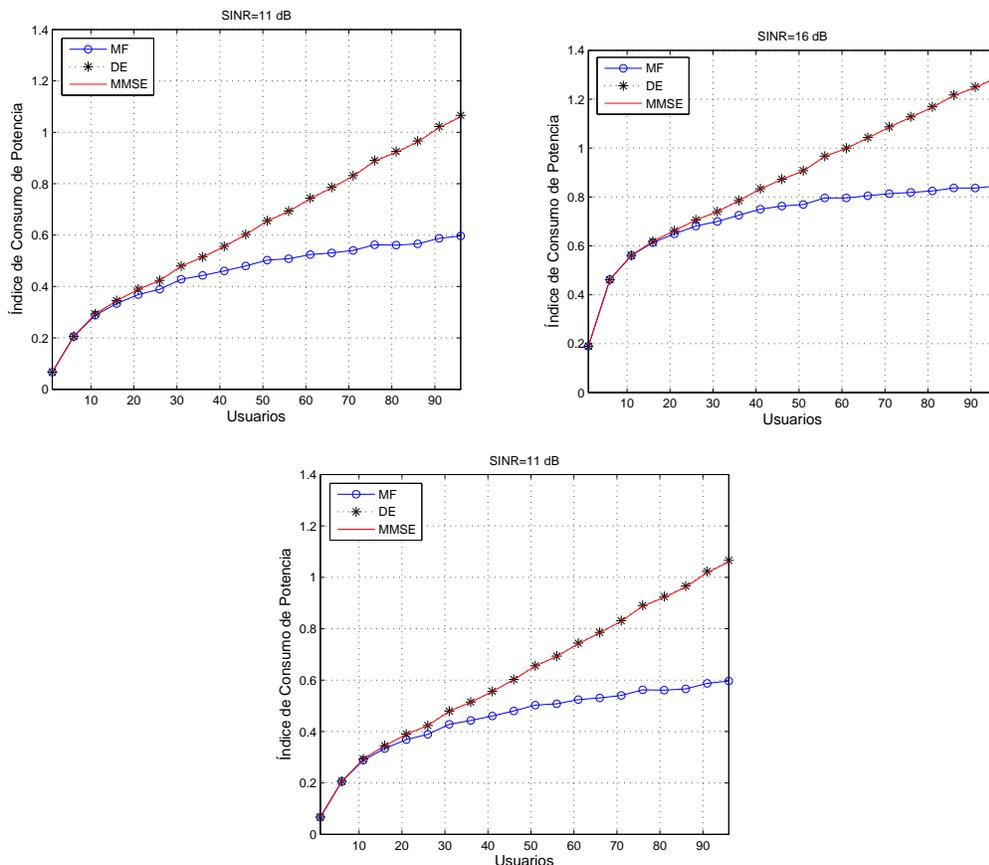
Para esto, se consideraron 3 casos descritos a continuación:

1. El esquema se inicializa considerando los parámetros de la función de utilidad descritos en la Tabla 4.1.
2. En la siguiente actualización de la etapa de optimización el número de usuarios en la red aumenta a  $M = 8 \times 10^6$  y el costo de potencia disminuye a  $C_p = 0.0010$  p/kW. A pesar de que el número de usuarios está muy por encima del valor considerado en el caso anterior, esta condición puede ser aplicada para mostrar el desempeño del esquema, el cual a pesar de presentar cambios significativos en los valores de SINR mantiene el comportamiento esperado.
3. En este punto, dentro de la etapa de optimización se asume un decremento en el número de usuarios de  $M = 3 \times 10^6$  y se aumenta en el costo de potencia ( $C_p = 0.0028$  p/kW), manteniendo constantes los demás parámetros.

En la Figura 4.9 se ilustra la utilidad obtenida en (3.6) para los distintos casos planteados, donde se puede observar que  $u$  varía su máximo global considerando los parámetros establecidos. Por otro lado, se calculó el índice de potencia total consumida en (3.13) con base a los valores de SINR objetivo obtenidos en el proceso de optimización de la función de utilidad. Se puede observar en la Figura 4.10 que a pesar de que el índice de potencia total consumida varía en los 3 detectores, la potencia del detector MF en los 3 casos planteados está muy por debajo de la potencia de los detectores DE y MMSE. Por último, en las Figuras 4.11 y 4.12 se muestran los resultados obtenidos al evaluar la etapa de control de potencia durante un periodo de 300 iteraciones, donde la actualización del esquema de optimización se realiza cada 100 iteraciones.

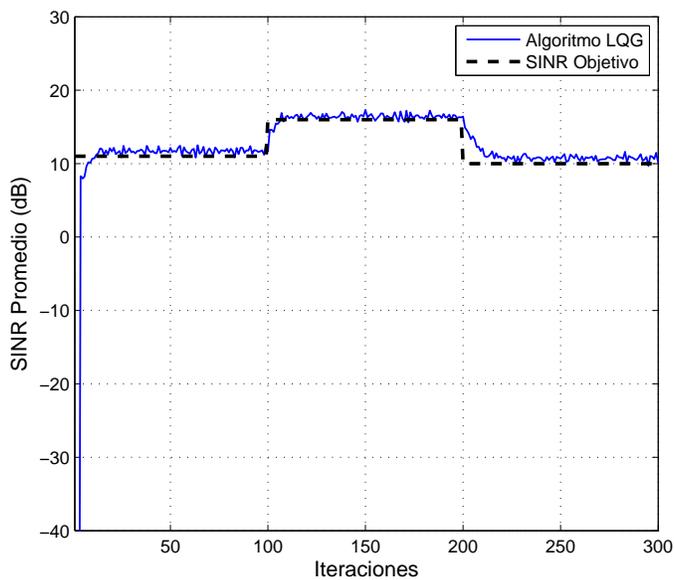


**Figura 4.9.** Función de utilidad en (3.6) bajo 3 diferentes criterios de evaluación con base a los parámetros de la Tabla 4.1: 1)  $M = 5 \times 10^6$  y  $C_p = 0.0028 p/kW$ , 2)  $M = 8 \times 10^6$  y  $C_p = 0.0010 p/kW$ , 3)  $M = 3 \times 10^6$  y  $C_p = 0.0028 p/kW$ .

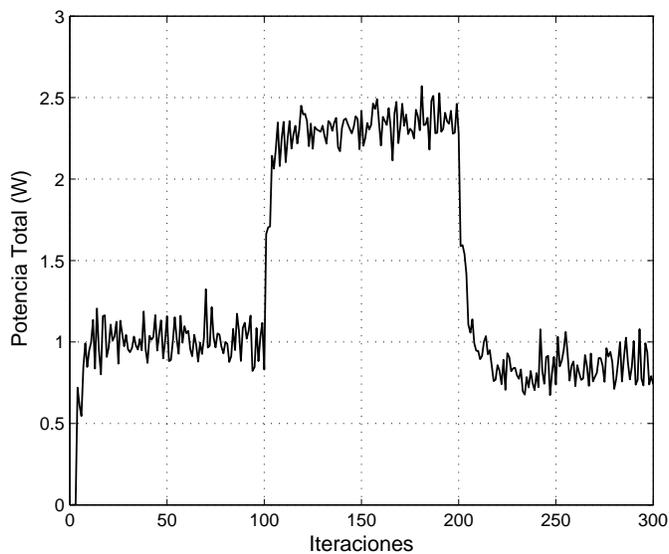


**Figura 4.10.** Simulación de (3.13) considerando diferentes valores de SINR objetivo ( $\gamma_i^{obj} = 11dB, 16dB$  y  $10dB$ ).

La Figura 4.11 muestra el desempeño del esquema de control considerando un valor SINR diferente en cada instante de actualización dentro de la etapa de optimización ( $\gamma_i^{obj} = 11dB$ ,  $\gamma_i^{obj} = 16dB$  y  $\gamma_i^{obj} = 10dB$ ), donde se demuestra que el algoritmo de control (línea azul) es capaz de seguir la referencia representada con la línea punteada. Del mismo modo, en la Figura 4.12 se ilustra como la respuesta de la potencia total varía dependiendo del valor SINR objetivo. Además se observa que para valores altos de SINR ( $\gamma_i^{obj} = 16dB$ ), se requiere un mayor consumo de potencia mientras que para alcanzar el valor más pequeño de SINR ( $\gamma_i^{obj} = 10dB$ ) se necesita un bajo consumo de potencia como es de esperarse.



**Figura 4.11.** Respuesta SINR promedio del algoritmo de control de potencia LQG para diferentes valores de SINR objetivo ( $\gamma_i^{obj} = 11dB, 16dB$  y  $10dB$ ).



**Figura 4.12.** Respuesta de potencia de transmisión total del algoritmo de control de potencia LQG para diferentes valores de SINR ( $\gamma_i^{obj} = 11dB, 16dB$  y  $10dB$ ).

## Capítulo 5

# Conclusiones

Finalmente, en este capítulo se presentan las conclusiones resaltando los resultados más importantes logrados en el presente trabajo de tesis y su trabajo a futuro.

El esquema de asignación de recursos propuesto, a diferencia de otros esquemas, garantiza el máximo ingreso en la red inalámbrica comercial con base a la optimización de una función de utilidad con enfoque económico que establece QoS. Existen varios factores que afectan QoS, sin embargo el presente trabajo está enfocado en el desempeño del sistema, por lo tanto, un parámetro importante dentro de QoS es el valor SINR debido a que es un indicador sobre otros parámetros tales como la probabilidad de error y la capacidad del canal (tasa de velocidad máxima [1]). Debido a su propiedad de adaptabilidad es posible actualizar algunos parámetros en cualquier momento, *i.e.* desde que el sistema está en constante evaluación permite modificar ciertos valores en la función de utilidad para brindar un mejor servicio ó incrementar los ingresos de la red global a costa de una reducción en QoS. Además, el esquema propuesto alcanza la calidad de servicio (QoS) establecida con el mínimo consumo de recursos por el hecho de estar ejecutando el proceso de optimización todo el tiempo. Por lo tanto, la estrategia propuesta combina la etapa de optimización y la estructura del lazo-cerrado para maximizar la utilidad y mejorar la eficiencia en potencia de la red.

Los resultados obtenidos muestran que el esquema de asignación de recursos no solo garantiza el máximo ingreso en la red, sino que también mejora su eficiencia en potencia. Este punto es importante ya que actualmente el incremento en el consumo de potencia no solo aumenta la interferencia o reduce el tiempo de vida de la batería, sino que además tiene un gran impacto ambiental debido a la creciente demanda de los servicios en las redes inalámbricas móviles.

### 5.1. Trabajo a Futuro

El esquema de asignación de recursos propuesto considera la optimización de una función de utilidad con enfoque económico donde se asume que el criterio de QoS es el mismo. Esto podría ser no viable debido a que no todos los usuarios requieren del mismo servicio, y por lo tanto, el sistema podría no cubrir todas las necesidades. Debido a esto, es necesario

considerar una función de utilidad que proporcione distintos requerimientos de QoS con la finalidad de brindar un mejor servicio. Además, habrá que contemplar los efectos de canales más impredecibles a los reportados dentro de este trabajo.

Otro aspecto importante que se debe considerar en el esquema propuesto es como se implementarán los diferentes detectores lineales considerados dentro del presente trabajo. La implementación en hardware, a diferencia del software, resulta ser una opción viable por el hecho de tener una mayor velocidad de ejecución y un manejo más eficiente en potencia. Sin embargo, es más difícil de implementar y requiere espacio físico. Una alternativa a estos problemas es aplicar una arquitectura reconfigurable la cual aplique una combinación dinámica entre software y hardware para implementar los 3 diferentes detectores (MF, DE, MMSE). Un ejemplo claro es [30], donde la arquitectura propuesta tienen una parte de hardware que se encarga de ejecutar las funciones en común de los diferentes detectores, y la implementación en software realiza aquellas funciones que dependen un detector en específico.

## Apéndice

### A. Coeficientes de los detectores

Los parámetros que intervienen en la cuantificación del valor SINR de cada detector lineal puede ser expresado como ( $i, j = 1, \dots, U$ ):

$$\delta_{ii} = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{MF \& DE} \\ [\tilde{\mathbf{v}}_i \boldsymbol{\Sigma}_1^2 (\boldsymbol{\Sigma}_1^2 + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{v}}_i^T]^2 & \text{MMSE} \end{array} \right\} \quad (\text{A1})$$

$$\delta_{ij} = \left\{ \begin{array}{ll} [\tilde{\mathbf{v}}_i \boldsymbol{\Sigma}_1^2 \tilde{\mathbf{v}}_j^T]^2 & \text{MF} \\ 0 & \text{DE} \\ [\tilde{\mathbf{v}}_i \boldsymbol{\Sigma}_1^2 (\boldsymbol{\Sigma}_1^2 + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{v}}_j^T]^2 & \text{MMSE} \end{array} \right\} \quad (\text{A2})$$

$$\chi_i = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{MF} \\ \tilde{\mathbf{v}}_i \boldsymbol{\Sigma}_1^{-2} \tilde{\mathbf{v}}_i^T & \text{DE} \\ \tilde{\mathbf{v}}_i \boldsymbol{\Sigma}_1^2 (\boldsymbol{\Sigma}_1^2 + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{v}}_i^T & \text{MMSE} \end{array} \right\} \quad (\text{A3})$$

y

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{v}}_U \end{bmatrix} \quad \text{donde } \tilde{\mathbf{v}}_i \in \mathbb{R}^{1 \times U} \quad \forall i \quad (\text{A4})$$

Los resultados obtenidos usan una descomposición del valor singular de la matriz de códigos de esparcimiento  $\mathbf{C} = \mathbf{W}_1 \boldsymbol{\Sigma}_1 \mathbf{V}^*$ , los cuales se muestran a detalle en [29].

### B. Evaluación de la Complejidad en los Detectores CDMA Lineales

Con la finalidad de obtener la complejidad de los diferentes detectores aplicados con base al número de sumas, restas, multiplicaciones y divisiones, se determinó el número de operaciones para cada caso considerando las dimensiones de cada una de las matrices y vectores utilizados en la estimación de los datos. La estimación de los datos para los diferentes detectores lineales está dada por

$$\text{MF} : \hat{\mathbf{b}}[k] = \mathbf{C}^T \mathbf{r}[k] \quad (\text{B1})$$

$$\text{DE} : \hat{\mathbf{b}}[k] = (\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{r}[k] \quad (\text{B2})$$

$$\text{MMSE} : \hat{\mathbf{b}}[k] = (\mathbf{C}^T \mathbf{C} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{r}[k] \quad (\text{B3})$$

donde  $\mathbf{r}[k] \in \mathbb{R}^{N \times 1}$  (vector de señal recibida compuesto por la información de todos los usuarios),  $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{N \times U}$  (matriz de códigos de esparcimiento), y  $(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \in \mathbb{R}^{U \times U}$ . A continuación se describe paso a paso el procedimiento realizado en cada uno de los detectores lineales considerados dentro del presente trabajo (MF, DE, MMSE).

## B1. Matched Filter

Con base a (3.7), a continuación se muestra el proceso para la obtención de operaciones (sumas, restas, multiplicaciones, divisiones), donde la estimación de datos dada depende de B1. Dada la matriz  $\mathbf{C}^T \in \mathbb{R}^{U \times N}$  y el vector  $\mathbf{r}[k] \in \mathbb{R}^{N \times 1}$  se obtiene la siguiente expresión

$$\mathbf{C}^T \mathbf{r}[k] = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{21} & \dots & c_{N1} \\ c_{12} & c_{22} & \dots & c_{N2} \\ & & \ddots & \\ c_{1U} & c_{2U} & \dots & c_{NU} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1[k] \\ r_2[k] \\ \vdots \\ r_N[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11}r_1[k] + \dots + c_{N1}r_N[k] \\ c_{12}r_1[k] + \dots + c_{N2}r_N[k] \\ \vdots \\ c_{1U}r_1[k] + \dots + c_{NU}r_N[k] \end{bmatrix} \quad (\text{B4})$$

Como se puede observar en el vector resultante, la primera fila requiere  $(N - 1)$  sumas y  $N$  multiplicaciones para calcular su valor. Considerando que el vector resultante es de dimensión  $\mathbb{R}^{U \times 1}$ , en la Tabla B1 se presenta el número de cada operación realizada para este detector.

**Tabla B1.** Operaciones requeridas para el detector MF

Detector	Sumas	Restas	Multiplicaciones	Divisiones
MF	$(N - 1)U$	-	$NU$	-

## B2. Decorrelador

Con base a los criterios considerados en la sección B1 para determinar el número de operaciones requeridas por el detector, se obtuvieron las operaciones (sumas, restas, multiplicaciones y divisiones) del detector DE, las cuales fueron calculadas de acuerdo a la estimación de datos del detector lineal descrita en (B2). Primero, se consideró la siguiente multiplicación de matrices

$$\mathbf{C}^T \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{21} & \dots & c_{N1} \\ c_{12} & c_{22} & \dots & c_{N2} \\ & & \ddots & \\ c_{1U} & c_{2U} & \dots & c_{NU} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1U} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2U} \\ & & \ddots & \\ c_{N1} & c_{N2} & \dots & c_{NU} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} c_{11}c_{11} + c_{21}c_{21} + \dots + c_{N1}c_{N1} & \dots & c_{11}c_{1U} + c_{21}c_{2U} + \dots + c_{N1}c_{NU} \\ c_{12}c_{11} + c_{22}c_{21} + \dots + c_{N2}c_{N1} & \dots & c_{12}c_{1U} + c_{22}c_{2U} + \dots + c_{N2}c_{NU} \\ & \ddots & \\ c_{1U}c_{11} + c_{2U}c_{21} + \dots + c_{NU}c_{N1} & \dots & c_{1U}c_{1U} + c_{2U}c_{2U} + \dots + c_{NU}c_{NU} \end{bmatrix} \quad (\text{B5})$$

En este caso, el número de sumas resultantes en la primera fila está dado por  $(N - 1)U$  y  $NU$  multiplicaciones. Por lo tanto, el número de operaciones obtenidas en este punto de acuerdo a las dimensiones de las matrices son las siguientes

Detector	Sumas	Restas	Multiplicaciones	Divisiones
DE	$(N - 1)U^2$	-	$NU^2$	-

Una vez obtenida la multiplicación de las matrices se determinó la inversa de la matriz considerando el método de Gauss Jordan  $((\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1})$ . Existen muchas variantes del método, en este trabajo se contempló el pseudocódigo mostrado en el Algoritmo 1 [32]

```

Algoritmo 1: MÉTODO DE GAUSS JORDAN( $inv(\mathbf{A})$ )

 $U = length(\mathbf{A});$ 
for  $k \leftarrow 1$  to  $U$ 
  do
    for  $i \leftarrow 1$  to  $U$ 
      do
        for  $j \leftarrow 1$  to  $U$ 
          do
            if  $i \sim = k$ 
              {  $\mathbf{A}(i, j) = \mathbf{A}(i, j) - (\mathbf{A}(i, k) * \mathbf{A}(k, j)) / \mathbf{A}(k, k);$ 
            for  $i \leftarrow 1$  to  $U$ 
              do
                if  $i \sim = k$ 
                  {  $\mathbf{A}(i, k) = \mathbf{A}(i, k) / \mathbf{A}(k, k);$ 
                for  $j \leftarrow 1$  to  $U$ 
                  do
                    if  $j \sim = k$ 
                      {  $\mathbf{A}(k, j) = -\mathbf{A}(k, j) / \mathbf{A}(k, k);$ 
                     $\mathbf{A}(k, k) = 1 / \mathbf{A}(k, k);$ 
            return  $(\mathbf{A});$ 

```

El algoritmo considera cambios de filas y/o columnas para la búsqueda del máximo pivote, donde la matriz inversa es almacenada en la matriz inicial. Como se puede observar, existe una ecuación que involucra tres ciclos *for* ( $U^3$ ), la cual lleva a cabo una resta, una multiplicación y una división. Posteriormente existen dos ecuaciones en donde cada una de ellas considera una división dentro de dos ciclos *for* ( $2U^2$ ). En este caso, debido al orden de las operaciones obtenidas en los ciclos *for*, las condiciones *if* son depreciadas ya que no representan una diferencia notable, obteniendo lo siguiente

Detector	Sumas	Restas	Multiplicaciones	Divisiones
DE	-	$U^3$	$U^3$	$U^3 + 2U^2$

Posteriormente se calculó la siguiente expresión  $(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T$ , donde

Detector	Sumas	Restas	Multiplicaciones	Divisiones
DE	$(U - 1)NU$	-	$NU^2$	-

Finalmente, se obtiene el numero de operaciones de la multiplicación de la matriz resultante en el paso 3 y el vector de la señal recibida  $((\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{r}[k])$

Detector	Sumas	Restas	Multiplicaciones	Divisiones
DE	$(N - 1)U$	-	$NU$	-

### C. MMSE

Por último, considerando la ecuación (3.9) se determinó el número de operaciones requeridas para la estimación de datos con base a B3. Debido a que la expresión es muy similar a la obtenida en el decorrelador, se agregó solamente la suma adicional considerada en la estrategia de detección MMSE dentro de los resultados del decorrelador, la cual fue calculada considerando la siguiente suma de matrices ( $\mathbf{C}^T \mathbf{C} + \sigma^2 \mathbf{I}$ )

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} c_{11}c_{11} + \dots + c_{N1}c_{N1} & \dots & c_{11}c_{1U} + \dots + c_{N1}c_{NU} \\ c_{12}c_{11} + \dots + c_{N2}c_{N1} & \dots & c_{12}c_{1U} + \dots + c_{N2}c_{NU} \\ & \ddots & \\ c_{1U}c_{11} + \dots + c_{NU}c_{N1} & \dots & c_{1U}c_{1U} + \dots + c_{NU}c_{NU} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma^2 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & \sigma^2 \end{bmatrix} \\
 & = \begin{bmatrix} (c_{11}c_{11} + \dots + c_{N1}c_{N1})\sigma^2 & \dots & c_{11}c_{1U} + \dots + c_{N1}c_{NU} \\ c_{12}c_{11} + \dots + c_{N2}c_{N1} & \dots & c_{12}c_{1U} + \dots + c_{N2}c_{NU} \\ & \ddots & \\ c_{1U}c_{11} + \dots + c_{NU}c_{N1} & \dots & (c_{1U}c_{1U} + \dots + c_{NU}c_{NU})\sigma^2 \end{bmatrix} \quad (C1)
 \end{aligned}$$

Una vez obtenidas todas las operaciones se determinó la Tabla C1, considerando la misma secuencia de estimación de operaciones en el resto de los detectores y uniendo los términos comunes con la finalidad de reducir la expresión.

**Tabla C1.** Evaluación de complejidad en términos de sumas, restas, multiplicaciones y divisiones

Detector	Sumas	Restas	Multiplicaciones	Divisiones
MF	$(N - 1)U$	-	$NU$	-
DE	$NU^2 + NU - 2U$	$U^3$	$U^3 + NU^2 + 2NU$	$U^3 + 2U^2$
MMSE	$U^2(N + 1) + U(N - 2)$	$U^3$	$U^3 + NU^2 + 2NU$	$U^3 + 2U^2$

Finalmente, por efectos prácticos se consideró que una suma es equivalente a una resta, y una multiplicación es equivalente a una división, agrupando las operaciones sumas/restas y multiplicaciones/divisiones como se muestra en la Tabla 3.1.

### D. Solución Central

Primeramente se asume que la SINR por cada UM se fija en un valor deseado, es decir  $\gamma_i[k] = \gamma_i^{obj}$ . Por otro lado, notar que (3.4) puede ser expresada como

$$\Lambda_{obj} \{ \mathbf{\Gamma}_{MAI} \mathbf{H}[k] \mathbf{p}[k] + \eta[k] \} = \mathbf{\Gamma}_{bit} \mathbf{H}[k] \mathbf{p}[k] \quad (D1)$$

$$\Rightarrow \eta[k] = \{\mathbf{\Lambda}_{\text{obj}}^{-1}\mathbf{\Gamma}_{\text{bit}} - \mathbf{\Gamma}_{\text{MAI}}\}\mathbf{H}[k]\mathbf{p}[k] \quad (\text{D2})$$

Con la finalidad de garantizar una solución única en el sistema de ecuaciones lineales anteriormente descrito, es necesario que  $\{\mathbf{\Lambda}_{\text{obj}}^{-1}\mathbf{\Gamma}_{\text{bit}} - \mathbf{\Gamma}_{\text{MAI}}\}$  sea una matriz no singular, donde una condición necesaria se cumple al considerar

$$\frac{\delta_{ii}}{\gamma_i^{\text{obj}}} > \sum_{j=1, j \neq i}^U \delta_{ij} \quad \forall i = 1, \dots, U \quad (\text{D3})$$

Además se tiene que también  $\mathbf{H}[k]$  es no singular, ya que ninguna de las ganancias de los canales puede ser cero. Por lo que al resolver para  $\mathbf{p}[k]$  en (D2) se obtiene (3.15).

## E. Códigos de esparcimiento *m-sequence*

Los códigos de esparcimiento *m-sequence* generan una secuencia binaria de longitud máxima de  $2^m - 1$  mediante un registro de desplazamiento de  $m$  estados con retroalimentación lineal. En el presente trabajo, la secuencia binaria es generada con base a la función de MATLAB `mseq.m` [46]. El número de estados del registro *stg*, la posición del registro de retroalimentación *taps*, la secuencia binaria inicial *inidata* y el número de secuencias de salida  $n$  son argumentos de `mseq.m`.

$$\text{mseq}(\text{stg}, \text{taps}, \text{inidata}, n)$$

Considerando los parámetros de  $N$  y  $U$ , la función de códigos de esparcimiento *m-sequence* está dada por

$$\text{mseq}(\log_2(N), [1, 3], \text{ones}[1, \log_2(N)], U).$$

## F. Método de Newton Raphson

Dada una función  $f(\gamma)$  y su derivada  $f'(\gamma)$  definida en un intervalo real  $[a, b]$  se realiza una primera aproximación  $f(0)$ , y sucesivas iteraciones son llevadas a cabo hasta que el método converge:

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) - \frac{f(\gamma(n))}{f'(\gamma(n))} \quad n \in \mathbb{N} \quad (\text{F1})$$

donde

$$f(\gamma) = \frac{1}{\bar{R}(\ln 2)^2} \left( \frac{1/(1+\gamma)}{1 + \frac{\bar{B}}{\bar{R}} \log_2(1+\gamma)} \right) - C_p 5\alpha N_0 \quad (\text{F2})$$

y

$$f'(\gamma) = \frac{-1}{\bar{R}(\ln 2)^2} \left( \frac{1/(1+\gamma)}{1 + \frac{\bar{B}}{\bar{R}} \log_2(1+\gamma)} \right)^2 \left[ 1 + \frac{\bar{B}}{\bar{R}} \log_2(1+\gamma) + \frac{\bar{B}}{\bar{R} \ln 2} \right] \quad (\text{F3})$$

Ya que  $f(\cdot)$  es una función suave, y tomando en cuenta que  $u$  es una función unimodal con respecto a  $\gamma$  [18], la convergencia siempre es garantizada.

## G. Perfil de Distancia Aleatorio

Se asume que cada usuario móvil sigue un perfil de distancia aleatorio diferente expresado como

$$d_i[k+1] = d_i[k] + \varepsilon_i[k] \quad (\text{G1})$$

donde  $\varepsilon_i[k]$  es una variable aleatoria Gaussiana con media cero y desviación estándar  $\sigma_\varepsilon$ , la cual depende de ciertos parámetros como se muestra a continuación: Considerando los desplazamientos en dirección a la EB o en sentido contrario, la velocidad instantánea del  $i$ -ésimo usuario está dada por

$$v_i[k] = \frac{|d_i[k+1] - d_i[k]|}{T_s K} \quad (\text{G2})$$

donde  $T_s$  es el periodo de actualización de potencia y  $K$  define el periodo de actualización del canal por periodo de actualización de la potencia.

Sustituyendo (G1) en (G3) se obtiene

$$v_i[k] = \frac{|\varepsilon_i[k]|}{T_s K} \quad (\text{G3})$$

Se desea que  $E\{v_i[k]\} = v_o$ , donde la velocidad promedio (km/hr) del usuario activo  $v_o$  está dada por

$$\begin{aligned} E\{v_i[k]\} &= \frac{1}{T_s K} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varepsilon} \int_{-\infty}^{\infty} |\varepsilon_i[k]| e^{-\varepsilon_i^2[k]/2\sigma_\varepsilon^2} d\varepsilon_i[k] \\ &= \frac{1}{T_s K} \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varepsilon} \int_0^{\infty} \varepsilon_i[k] e^{-\varepsilon_i^2[k]/2\sigma_\varepsilon^2} d\varepsilon_i[k] \\ &= \frac{1}{\sigma_\varepsilon(T_s K)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\infty} \varepsilon_i[k] e^{-\varepsilon_i^2[k]/2\sigma_\varepsilon^2} d\varepsilon_i[k] \end{aligned} \quad (\text{G4})$$

Haciendo el cambio de variable

$$u = \frac{\varepsilon_i^2[k]}{2\sigma_\varepsilon^2}; \quad du = \frac{\varepsilon_i[k]}{\sigma_\varepsilon^2} d\varepsilon_i[k] \quad (\text{G5})$$

la ecuación(G4) puede ser expresada por

$$E\{v_i[k]\} = \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\sigma_\varepsilon(T_s K)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-u} du = \frac{\sigma_\varepsilon}{T_s K} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \quad (\text{G6})$$

$$\Rightarrow v_o = \frac{\sigma_\varepsilon}{T_s K} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \quad (\text{G7})$$

Finalmente, despejando  $\sigma$  de (G7) se obtiene lo siguiente

$$\sigma_\varepsilon = (T_s K) \frac{v_o}{3.6} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{G8})$$

donde 3.6 es una constante relacionada con la conversión de unidades ( $m/s \rightarrow km/hr$ ) de la velocidad promedio.

# Referencias

- [1] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communication Principles & Practice*. Prentice Hall, second edition, 2002.
- [2] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University, 2005.
- [3] Mudit Ratana Bhalla; Anand Vardhan Bhalla. Generations of mobile wireless technology: A survey. *International Journal of Computer Applications*, 5(4), August 2010.
- [4] F.J. Martínez-López; D. U. Campos-Delgado; J.M. Luna-Rivera; E. Arce-Santana. Quality-of-service analysis for linear multiuser detectors in the uplink of a wireless network. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, España, 4-7 June 2007.
- [5] Guowang Miao; Nageen Himayat; Ye Li; Ananthram Swami. Cross-layer optimization for energy-efficient wireless communications: a survey. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 9(4):529–542, April 2009.
- [6] Andrew. S. Tanenbaum. *Redes de Computadoras*. Pearson, Prentice Hall, fourth edition, 2003.
- [7] Sanjay Shakkottai; Theodore S. Rappaport. Cross-layer design for wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 41(10):74–80, October 2003.
- [8] Fotis Foukalas; Vangelis Gazis; Nancy Alonistioti. Cross-layer design proposal for wireless mobile networks: A survey and taxonomy. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 10(1):70–85, 2008.
- [9] Petar Popovski; Mary Ann Ingram; Christian B. Peel; Shinsuke Hara; Stavros Toumpis. Cross-layer design for the physical, mac, and link layer in wireless system. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2009(ID 528675).
- [10] Hai Jiang; Weihua Zhuang; Xuemin Shen. Cross-layer design for resources allocation in 3g wireless networks and beyond. *IEEE Communications Magazine*, 43(12):120–126, December 2005.
- [11] Vineet Srivastava; Mehul Motani. Cross-layer design: A survey and the road ahead. *IEEE Communications Magazine*, 43(12):112–119, December 2005.
- [12] Sergio Verdú. *Multiuser Detection*. Cambridge University, 2003.

- [13] Matti Rintamäki. Adaptive power control in cdma cellular communication systems. Technical report, November 2005. Helsinki University of Technology, signal Processing Laboratory.
- [14] Fredrik Berggren. Power control and adaptive resources allocation in ds-cdma systems. Technical report, Kungl Tekniska Högskolan, June 2003. Radio Communications Systems Laboratory.
- [15] Cem U. Saraydar; Narayan B. Mandayam; David J. Goodman. Efficient power control via pricing in wireless data networks. *IEEE Transactions on Communications*, 50(2):291–303, February 2002.
- [16] Farhad Meshkati; Mung Chiang; Vincent Poor; Stuart C. Schwartz. A game-theoretic approach to energy-efficient power control in multicarrier cdma systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(6):1115–1129, June 2006.
- [17] Stefano Buzzi; H. Vincent Poor; Daniela Saturnino. Adaptive cross-layer distributed energy-efficient resource allocation algorithms for wireless data networks. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2009(ID 532607).
- [18] Yosef Akhtman; Lajos Hanzo. Power versus bandwidth efficiency in wireless communications: from economic sustainability to green radio. *China Communications*, 7(2), April 2010.
- [19] S.; Krikidis I.; Videv S.; Grant P.M.; Haas H.; Thompson J.S.; Ku I.; Cheng-Xiang Wang; Tuan Anh Le; Nakhai M.R.; Jiayi Zhang; Hanzo L. Congzheng Han; Harrold, T.; Armour. Green radio: radio techniques to enable energy-efficient wireless networks. *Communications Magazine, IEEE*, 49(6):46–54, June 2011.
- [20] Máirtín O’Droma. Green broadband radio. U.R.S.I & Royal Irish Academy Colloquium.
- [21] Colin Forster; Ian Dickie; Graham Maile; Howard Smith; Malcolm Crisp. Understanding the environmental impact of communications systems. Technical report, April 2009. Document Name GGR007, Version 03.
- [22] Muy Interessante. El edificio verde mas alto del mundo.
- [23] Alberto León García; Indra Widjaja. *Communication Networks: fundamental concepts and key architectures*. McGraw-Hill, fourth edition, 2004.
- [24] Behrouz A. Forouzan. *TCP/IP Protocol Suite*. McGraw-Hill, second edition, 2003.
- [25] Vijay T. Raisinghani; Sridhar Iyer. Cross-layer design optimizations in wireless protocol stacks. *Computer Communications*, pages 720–724, 2004.
- [26] Cristina Comaniciu; Narayan B. Mandayam; H. Vincent Poor. *Wireless Network Multiuser Detection in Cross-Layer Design*. Springer, first edition, 2005.
- [27] Frank Aune. Cross-layer design tutorial. Technical report, November 2004. Norwegian University of Science and Technology, Dept. of Electronics and Telecommunications, Trondheim, Norway.

- 
- [28] Mischa Schwartz. *Mobile Wireless Communications*. Cambridge University, 2005.
- [29] D.U. Campos-Delgado; F. Martínez-López; J.M. Luna-Rivera. Analysis and performance evaluation of linear multi-user detectors in ds-cdma systems applying spectral decomposition. *Circuits, Systems and Signal Processing*, 26(5):689–713, October 2007.
- [30] Ivan Seskar; Narayan B. Mandayam. A software radio architecture for linear multiuser detection. Conference on Information Sciences and Systems (CISS), March 1998.
- [31] Joseph K. Kearney; Robert L. Sedlmeyer; William B. Thompson; Michael A. Gray; Michael A. Adler. Software complexity measurement. *Communications of the ACM*, 29(11):1044–1050, November 1986.
- [32] Stanley I. Grossman. *Álgebra Lineal*. McGraw-Hill, fifth edition, 1999.
- [33] Neil H. E. Weste; Kamran Eshraghian. *Principles of CMOS VLSI DESIGN-A System Perspective*. Addison-Wesley, third edition, 2005.
- [34] Anantha P. Chandrakasan; Robert W. Brodersen. Minimizing power consumption in digital cmos circuits. *Proceedings of the IEEE*, 83(4):498–523, April 1995.
- [35] Shubhajit Roy Chowdhury; Aritra Banerjee; Aniruddha Roy; Hiranmay Saha. A high speed 8 transistor full adder design using novel 3 transistor xor gates. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2(4):217–223, 2008.
- [36] D.U. Campos-Delgado; J.M. Luna-Rivera. A suboptimal lq power control algorithm for a cdma wireless system. Proceedings of the IEEE Wireless Communications & Networking Conference, Las Vegas, Nevada, 31 March - 3 April 2008.
- [37] Daniel U. Campos-Delgado; J.M. Luna-Rivera; F.J. Martínez-López. Distributed power control algorithms in the uplink of wireless cdma systems. *IET Control Theory & Applications*, 4(5):795–805, 2010.
- [38] Fredrik Gunnarsson; Fredrik Gustafsson. Control theory aspects of control in umts. *Control Eng. Pract.*, 11:1113–1125, 2003.
- [39] Daniel U. Campos-Delgado; J.M. Luna-Rivera. Evaluación de técnicas de control de potencia bajo retardos de procesamiento e incertidumbre en las mediciones. 2do Encuentro de Telecomunicaciones y Análisis de Señales, Facultad de Ciencias, UASLP, 9-10 September 2010.
- [40] Esmael H. Dinan; Bijan Jabbari. Spreading codes for direct sequence cdma and wide-band cdma cellular networks. *IEEE Communications Magazine*, 36(9):48–54, September 1998.
- [41] X. Fan; T. Alpcan; M. Arcaç; T.J. Wen; T. Basar. Passivation approach to game theoretic cdma power control. *Automatica*, 42:1837–1847, 2006.
- [42] Steven C. Chapra; Raymond P. Canale. *Numerical Methods for Engineers*. MacGraw-Hill, fifth edition, 2005.
- [43] Zhuo Feng. Ee4800 cmos digital ic design & analysis. Michigan Tech, 2010.

- [44] Sridhar Rajagopal; Gang Xu; Joseph R. Cavallaro. Implementation of channel estimation and multiuser detection algorithms for w-cdma on digital signal processors. Technical report. Texas Instrument DSPS Fest, Houston.
- [45] Tze Chiu Cheung. 2ghz w-cdma radio transceiver. Technical report, December 1998. Departament of Electrical and Computer Engineering.
- [46] Hiroshi Harada; Ramjee Prasad. *Simulation and software radio for mobile communications*. Universal personal communications, first edition, 2002.