

**ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES E
CONTROLE
ÁREA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS**

**TÓPICOS SOBRE A DETERMINAÇÃO DA
CAPACIDADE DE SISTEMAS DS/CDMA**

Márcio Wagner Duarte Rolim

SÃO PAULO

Maio/2000

Márcio Wagner Duarte Rolim

**TÓPICOS SOBRE A DETERMINAÇÃO DA
CAPACIDADE DE SISTEMAS DS/CDMA**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky

SÃO PAULO

Maior/2000

Rolim, Márcio Wagner Duarte
Tópicos sobre a Determinação da Capacidade de Sistemas DS/CDMA
São Paulo, maio de 2000
pp. 173

Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle – Área de Sistemas Eletrônicos.

1. Telefonia Celular, 2. DS/CDMA, 3. Capacidade, 4. Eficiência de Reuso de Frequências, 5. Controle de Potência, 6. Setorização, 7. Atividade vocal, 8. *Soft Handoff*.

Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle – Área de Sistemas Eletrônicos.

**A meu irmão Carlos, meu pai José e
minha avó Izaura incentivadores de
minha caminhada.**

Agradecimentos

À CAPES – Fundação de Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pelo apoio financeiro na forma de bolsa, durante a execução deste trabalho.

Ao grande amigo e orientador Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky, sempre presente, incentivando e ajudando a construção do conhecimento.

À Maria Marize, amiga e mãe, pelo companheirismo, afetividade e determinação em ensinar os meandros da vida.

Aos amigos e amigas: Orlando Nobre, Ney Cristina, Mário Cabral, Maria de Fátima (Fatinha), Paulo Sérgio, Josenilda, Roberto, Socorro Araújo, Eloísa Araújo, Ilse, Diniz, Zulene, Liduína, Célia Pimenta, Antônio Cabral, Edna Abreu, Ranieri, Rosana, e tantos outros que direta e indiretamente ajudaram-me a construir este trabalho.

Aos professores da Escola Politécnica de Engenharia Elétrica, pelo incentivo à produção do conhecimento e por acreditarem que podemos fazer mais, bem como, aos colegas do Laboratório de Comunicações e Sinais.

Índice

1 – INTRODUÇÃO.....	1
2 – SISTEMA DS/CDMA PADRÃO IS-95.....	3
2.1 – Introdução.....	3
2.2 – <i>Link</i> Reverso.....	3
2.2.1 – Canal de Tráfego.....	3
2.2.2 – Canal de Acesso.....	10
2.3 – <i>Link</i> Direto.....	11
2.3.1 – Canal de Tráfego.....	11
2.3.2 – Canal Piloto.....	14
2.3.3 – Canal de Sincronismo.....	15
2.3.4 – Canal de <i>Paging</i>	16
3 – EFICIÊNCIA DE REUSO DE FREQUÊNCIA.....	18
3.1 – Introdução.....	18
3.2 – Cálculo Analítico do fator F com Densidade de Usuários Constante e Expoente de Propagação igual a 4.....	18
3.2.1 – Arquitetura do Sistema Celular.....	19
3.2.2 – Cálculo do Nível das Potências Interferentes.....	21
3.2.3 – Determinação do Fator F.....	25
3.2.4 – Determinação do Fator F de Sistemas Celulares Unifilares..	26
3.3 – Cálculo do Fator F com Densidade de Usuários Constante e Expoente de Propagação Variável.....	30
3.3.1 – Arquitetura do Sistema Celular.....	30
3.3.2 – Cálculo do Nível da Potência Interferente.....	33
3.3.3 – Determinação do Fator F.....	39
3.4 – Cálculo do Fator F com Densidade de Usuários e Expoente de Propagação Variáveis.....	41

3.4.1 – Determinação do fator F.....	41
4 – CONTROLE DE POTÊNCIA.....	53
4.1 – Introdução.....	53
4.2 – Justificativa Teórica para o Controle de Potência no <i>Link</i> Reverso.....	55
4.3 – Modelagem do <i>Link</i> Reverso de um Sistema DS/CDMA sob Controle Imperfeito de Potência.....	58
4.4 – Perda de Capacidade devida ao Controle Imperfeito de Potência.....	65
4.5 – Considerações sobre Detecção Multiusuário.....	68
5 – SETORIZAÇÃO.....	71
5.1 – Introdução.....	71
5.2 – Caracterização de Antenas.....	71
5.3 – <i>Downtilt</i> de Antenas.....	74
5.4 – Diagramas de Radiação Modelados e Reais.....	74
5.5 – Ganho de Capacidade devido à Setorização.....	78
5.6 – Considerações sobre <i>Smart Antennas</i>	84
6 – MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL.....	92
6.1 – Introdução.....	92
6.2 – Ganho de Capacidade devido ao Monitoramento da Atividade Vocal	94
7 – <i>SOFT HANDOFF</i>.....	102
7.1 – Introdução.....	102
7.2 – Perda de capacidade devida ao <i>Soft Handoff</i>	103
7.3 – Estimativa da Área de Cobertura de uma Célula.....	108
7.4 – Cálculo do Fator de Redução (P_{SH})	112
8 – ESTIMATIVA DA CAPACIDADE DE SISTEMAS DS/CDMA.....	114
8.1 – Introdução.....	114
8.2 – Estimativa da Capacidade do <i>Link</i> Reverso.....	114
8.3 – Estimativa da Capacidade do <i>Link</i> Direto.....	117

9 – CONCLUSÕES.....	124
10 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	126
11 – ANEXOS.....	130

Lista de Abreviaturas

AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CELP	<i>Coded Excited Linear Predictive</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Code</i>
DOA	<i>Direction Of Arrival</i>
DS	<i>Direct Sequence</i>
ERB	Estação Rádio Base
ERP	<i>Effective Radiated Power</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FER	<i>Frame Error Rate</i>
FIQ	<i>Frame Indicador de Qualidade</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
IS	<i>Interim Standard</i>
ISI	<i>InterSymbol Interference</i>
LES	<i>Linear Equally Spaced</i>
LFSR	<i>Linear Feedback Shift Registers</i>
MAHO	<i>Mobile Assisted Handoff</i>
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MTSO	<i>Mobile Telephone Switching Office</i>
PCM	<i>Pulse Coded Modulation</i>
PMR	<i>Power Measurement Report</i>
PN	<i>Pseudo-Noise</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
SDMA	<i>Space Division Multiple Access</i>
SMC	Seqüências de Máximo Comprimento
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UM	Unidade Móvel

Lista de Figuras

Figura	(2.1) Estrutura do canal de tráfego do <i>link</i> reverso.....	4
Figura	(2.2) Codificador convolucional com $r=1/3$ e $K=9$	5
Figura	(2.3) Operações realizadas na matriz de entrelaçamento.....	6
Figura	(2.4) Estrutura do gerador de código longo.....	8
Figura	(2.5) Estrutura do modulador utilizado nos canais do <i>link</i> reverso.....	9
Figura	(2.6) Máscara do filtro de banda base do sistema CDMA padrão IS-95.....	9
Figura	(2.7) Estrutura do canal de acesso.....	10
Figura	(2.8) Estrutura dos canais de tráfego do <i>link</i> direto.....	12
Figura	(2.9) Estrutura do modulador utilizado nos canais do <i>link</i> direto.....	14
Figura	(2.10) Estrutura do canal piloto.....	14
Figura	(2.11) Estrutura do canal de sincronismo.....	16
Figura	(2.12) Estrutura do canal de <i>paging</i>	17
Figura	(3.1) Grade celular hexagonal representando um sistema celular com quatro anéis.....	19
Figura	(3.2) Sistema de eixos coordenados que determinam a posição (n,i) de cada célula.....	20
Figura	(3.3) Diagrama suporte para o cálculo da potência interferente de uma célula adjacente.....	22
Figura	(3.4) Sistema celular unifilar expresso com base em um sistema celular hexagonal.....	27
Figura	(3.5) Arquitetura de sistema celular com $N=1$	31
Figura	(3.6) Posicionamento de uma UM no interior de sua célula.....	34
Figura	(3.7) Figura demonstrativa do modelo de dois raios (<i>two-ray model</i>).....	36
Figura	(3.8) Figura demonstrativa do modelo de espaço-livre (<i>free-space model</i>).....	36
Figura	(3.9) Diagrama suporte para o cálculo da potência interferente de uma célula adjacente.....	37
Figura	(3.10) Fator F com γ constante.....	40
Figura	(3.11) Fator F com γ variável.....	41
Figura	(3.12) Sistema celular no qual cada célula apresenta uma particular densidade uniforme de usuários.....	48
Figura	(3.13) Ábaco de curvas para a determinação de $F_{jm}(1/L_m)$ em um ambiente celular com $\gamma=4$	50

Figura	(4.1)	Modelagem do <i>link</i> reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência.....	58
Figura	(4.2)	Modelagem do receptor DS/CDMA.....	60
Figura	(4.3)	Impacto do controle imperfeito de potência na redução da capacidade do <i>link</i> reverso.....	67
Figura	(5.1)	Diagrama tridimensional de radiação de uma antena tipo corneta piramidal.....	72
Figura	(5.2)	Diagrama de radiação horizontal: (a) Modelado com $f=1,1$: (b) Real com DB874H120.....	77
Figura	(5.3)	Diagrama de radiação horizontal: (a) Modelado com $f=2,3$: (b) Real com DB882H60.....	78
Figura	(5.4)	Conjunto de antenas distribuídas no espaço.....	85
Figura	(5.5)	Conjunto de antenas linearmente distribuídas.....	87
Figura	(5.6)	Diagramas de radiação horizontais de um conjunto de 16 antenas omnidirecionais dispostas linearmente de $\Delta x=(1/2)\lambda$: (a) com direção preferencial de chegada $\phi_0=30^\circ$ e (b) com direção preferencial de chegada $\phi_0=60^\circ$	89
Figura	(5.7)	Fator de redução de interferência de um conjunto de antenas LES com $M=16$ e com $M=32$	91
Figura	(6.1)	Grupos de controle de potência transmitidos em função da taxa de bit....	94
Figura	(6.2)	Ganho de capacidade em condição de boa qualidade de voz.....	99
Figura	(6.3)	Ganho de capacidade em condição de média qualidade de voz.....	100
Figura	(6.4)	Ganho de capacidade em condição de aceitável qualidade de voz.....	100
Figura	(7.1)	Sistema celular hipotético com R/D apresentando valor mínimo.....	104
Figura	(7.2)	Sistema celular hipotético com R/D tendo valor aproximadamente igual a 0,65.....	105
Figura	(7.3)	Curva do fator de redução de capacidade P_{SH} para um sistema com $N=10$	107
Figura	(7.4)	Figura suporte para o cálculo do fator P_{SH}	112
Figura	(8.1)	UM equidistante de duas ERBs.....	118
Figura	(8.2)	Diagrama de blocos do receptor das UMs.....	118

Lista de Tabelas

Tabela	(3.1) Resultados do fator F de um sistema celular hexagonal com N anéis.....	26
Tabela	(3.2) Resultados do fator F de um sistema celular unifilar com N anéis.....	29
Tabela	(3.3) Distâncias das células de um anel de ordem n em relação à célula central j.....	49
Tabela	(3.4) Resultados de fator F para um sistema celular hexagonal com N anéis em um ambiente com $\gamma=4$	51
Tabela	(3.5) Resultados de fator F para um sistema celular hexagonal com N anéis em um ambiente com γ igual a 2 ou 3.....	52
Tabela	(5.1) Antenas com diagramas reais de radiação e largura de feixe de 120°	82
Tabela	(5.2) Antenas com diagramas reais de radiação e largura de feixe de 60°	83
Tabela	(5.3) Antenas com diagramas modelados de radiação e largura de feixe de 120°	83
Tabela	(5.4) Antenas com diagramas modelados de radiação e largura de feixe de 60°	83
Tabela	(7.1) Parâmetros com valores tipicamente utilizados em <i>link budget</i> de sistemas celulares DS/CDMA.....	111
Tabela	(7.2) Valores de P_{SH} de um sistema celular DS/CDMA em um ambiente com $\gamma=4$ e $\sigma_{Pu}=8$ dB.....	113
Tabela	(8.1) Possíveis estimativas de capacidade e ganho $G_{CDMA/AMPS}$ para sistemas celulares DS/CDMA padrão IS-95.....	117

Resumo

Esta dissertação trata da determinação da capacidade de sistemas DS/CDMA, em particular o definido na norma IS-95. O desenvolvimento é realizado sobre o canal reverso (Unidade Móvel para Estação Base) levando em conta a influência dos seguintes fatores adicionais: eficiência de reuso de frequências, controle imperfeito de potência, setorização, atividade vocal e *soft handoff*. Cada fator é estatisticamente modelado e assim obtém-se uma expressão geral para a capacidade do sistema.

Ao final calcula-se também a limitação do canal direto (Estação Base para Unidade Móvel) e com essa determinação fica claro que a restrição maior ocorre no canal reverso.

Abstract

This master thesis establishes the capacity of DS/CDMA systems, in particular that defined by IS-95 standard. The determination is based on reverse channel (Mobile Unit to Base Station) considering the following additional factors: frequency reuse efficiency, imperfect power control, sectorization, vocal activity and soft handoff. Each factor was statistically characterized and finally we have obtained a general expression for the system capacity.

At the end we have also calculated the direct channel (Base Station to Mobile Unit) limitation and with this determination we have concluded that the main limitation is on reverse channel.

1 – INTRODUÇÃO

O presente trabalho tem como finalidade propor uma forma de se estimar a capacidade de sistemas celulares DS/CDMA, mais especificamente, o definido no padrão IS-95 na sua versão A. A principal característica apresentada por essa versão é a transmissão de dados à taxa máxima de 9600 bps na entrada do codificador convolucional.

Neste trabalho o termo capacidade é definido como o número máximo de usuários que podem ser simultaneamente atendidos em uma célula do sistema, admitindo a condição de que esses usuários façam uso do sistema somente para transmitir sinais de voz.

O sistema realiza a comunicação *full-duplex* disponibilizando um mesmo número de canais de tráfego para a transmissão de informações no sentido das UMs para ERB, o que define o chamado *link* reverso, assim como, para a transmissão no sentido da ERB para UMs, o chamado *link* direto. Em uma primeira análise, a capacidade do sistema é determinada pelo *link* que disponibilizar o menor número de canais.

Em virtude da própria concepção do sistema celular, os sinais transmitidos pelas UMs são assíncronos, enquanto os sinais transmitidos pela ERB são síncronos. O sincronismo existente no *link* direto é vantajoso pois permite que a ortogonalidade existente entre os diferentes códigos de espalhamento destinado a cada usuário reduza a interferência de múltiplo acesso. Partindo dessa premissa de ortogonalidade, o *link* reverso é considerado como o que deixa disponível o menor número de canais. Dessa forma, a estimativa de capacidade do sistema se resume a estimar a capacidade do *link* reverso, como detalhado no capítulo 8.

De um modo geral, é possível afirmar que o número de canais que um sistema celular CDMA pode disponibilizar simultaneamente é determinado pelo nível da potência interferente imposto ao sinal de cada usuário; quanto maior o nível de interferência menor será a capacidade. Sendo assim, um controle sobre esse nível de interferência permite aumentar ou, pelo menos, manter a capacidade do sistema.

Após uma descrição dos procedimentos básicos envolvidos na transmissão de dados nos *links* reverso e direto, isso no capítulo 2 deste trabalho, a estimativa da capacidade do sistema é toda desenvolvida com base no *link* reverso do sistema. Porém, no capítulo 8 se procura encontrar qual poderia ser a pior estimativa da capacidade do sistema adotando como premissa a imposição de uma situação desfavorável de recepção numa UM.

O capítulo 3 apresenta três métodos de cálculo do nível da potência interferente no sinal de cada usuário em um sistema multicelular, a partir do conhecimento desse mesmo nível de potência em um sistema unicelular. Essa abordagem possibilita que as análises realizadas nos capítulos 4, 5 e 6 sejam desenvolvidas com base em um sistema unicelular.

Os capítulos 4, 5 e 6 procuram, respectivamente, analisar a influência do controle imperfeito de potência, da setorização de célula e do monitoramento da atividade vocal na capacidade do sistema. Calcula-se então um fator de redução, ou de ganho, de capacidade em relação a uma célula de referência, que neste trabalho é definida como uma célula isolada (sistema unicelular), não setorizada e que não utiliza o recurso de monitoramento da atividade vocal (transmite sempre à taxa máxima).

No capítulo 7, com base em considerações geométricas e admitindo graus de confiabilidade de cobertura para o sistema celular, a redução promovida pelo procedimento de *soft handoff* é calculada. De posse de valores que expressam essa redução, o capítulo 8 apresenta expressões que permitem estimar a capacidade do sistema celular, bem como estimativas de capacidade para um sistema caracterizado a partir de valores obtidos na literatura e como resultado do emprego de métodos.

2 – SISTEMA DS/CDMA PADRÃO IS-95

2.1 – Introdução

Este capítulo tem por finalidade apresentar a estrutura e a função dos canais envolvidos na transmissão de informações originadas nas UMs e destinadas à ERB (caracterizando o *link* reverso), assim como as informações originadas na ERB e destinadas às UMs (caracterizando o *link* direto). Não se tem a intenção de esgotar esse assunto, mas de mostrar os procedimentos básicos que os canais do *link* reverso e os do *link* direto empregam desde a geração até a transmissão dos dados no canal de rádio móvel [Jes96], [Jes99a], [Jes99b], [Pad94] e [Rap99].

2.2 - *Link* Reverso

2.2.1 - Canal de Tráfego

Transmite dados e voz digitalizada com taxas que podem alcançar os níveis de 1200, 2400, 4800 ou 9600 bps na entrada do codificador convolucional, bem como, mensagens de controle, porém com taxas de 4800 ou 9600 bps.

O sistema possui duas formas de transmitir as mensagens de controle. Na primeira, denominada de *Blank and Burst*, os bits referentes às mensagens de controle são transmitidos à taxa de 9600 bps em *frames* que deveriam transmitir trechos de voz digitalizados, esse processo ocorre de tal maneira que o usuário, na recepção, não percebe a perda de qualidade de voz. Na segunda, chamada de *Dim and Burst*, tanto os bits referentes às mensagens de controle quanto os referentes a dados dividem o mesmo *frame* transmitido à taxa de 9600 bps e a taxa máxima conseguida na transmissão dos dados é de 4800 bps. As mensagens de controle transmitidas pelas UMs no canal de tráfego são as seguintes:

- *Authentication Challenge Response*: Envia informações necessárias para validar a identidade da UM.
- Confirmação de estabelecimento de conexão.
- *Power Measurement Report Message*: Medidas da taxa de erro de quadros realizadas no sinal recebido pela UM são enviadas a intervalos regulares ou sempre que a taxa de erros ultrapassa um determinado valor estabelecido; essas medidas são utilizadas pela ERB para o controle dinâmico da potência transmitida.
- *Pilot Strength Measurement Message*: Medidas do nível de potência do canal piloto das ERBs que não estão sustentando a chamada são enviadas como forma de auxiliar futuros *handoffs*.
- *Origination Continuation Message*: A mensagem de início de chamada é novamente enviada caso o usuário digite números durante a chamada.
- *Handoff Completion Message*: Envia a confirmação de que um *handoff* foi completado.

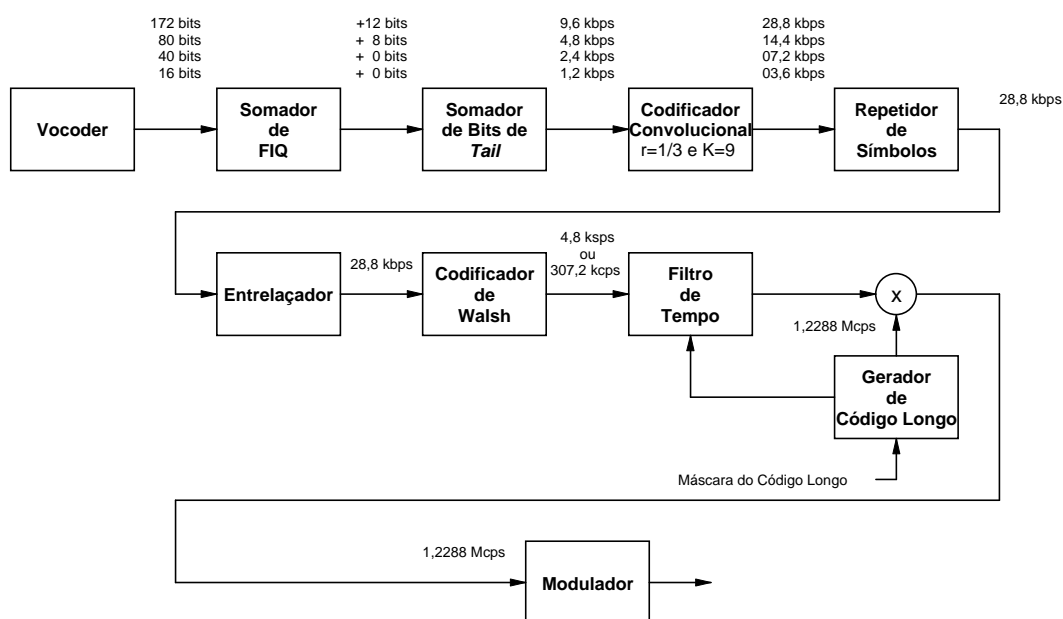


Figura (2.1): Estrutura do canal de tráfego do *link* reverso.

A figura (2.1) mostra a estrutura construída para transmissão de bits de informação no canal de tráfego do *link* reverso do sistema CDMA IS-95. Essa estrutura é formada pelos seguintes blocos funcionais:

Vocoder (Codificador/Decodificador de voz)

Codifica trechos de 20 ms de sinal de voz em um conjunto de bits com taxas que podem variar entre 0,8 e 8,6 kbps. Esse assunto será melhor detalhado no capítulo 6.

Somador de FIQ

Adiciona um *Frame* Indicador de Qualidade (FIQ) com 12 bits aos *frames* gerados pelo vocoder com taxa de 8,6 kbps, um com 8 bits aos gerados com taxa de 4 kbps e os *frames* gerados com taxas menores não recebem FIQ. Os bits do FIQ formam um código do tipo CRC que permite ao receptor da ERB determinar se um *frame* foi corretamente recebido.

Somador de Bits de Tail

Em virtude do codificador convolucional possuir oito registradores de deslocamento, acrescentam-se oito bits “0” ao final de cada *frame* de saída do somador de FIQ. Esses bits têm a função de reinicializar o codificador convolucional para a codificação dos bits do próximo *frame* de entrada.

Codificador Convolucional

Realiza a codificação dos bits de um *frame* permitindo que na recepção possa ser realizada a detecção e a correção de erros. O codificador possui taxa $r=1/3$, significando que para cada bit de entrada o codificador gera três bits na saída. Os códigos gerados possuem *constraint length* $K=9$. A estrutura desse codificador pode ser visualizada na figura (2.2)

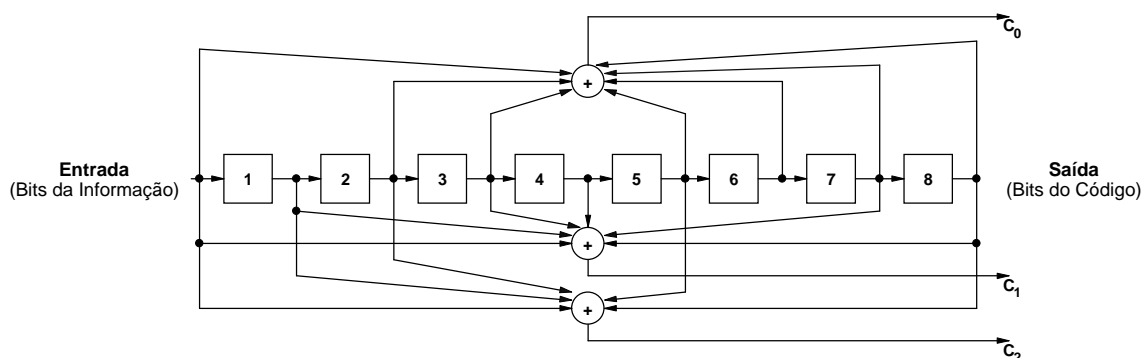


Figura (2.2): Codificador convolucional com $r=1/3$ e $K=9$.

Repetidor de Bits

Os *frames* de saída do codificador convolucional que apresentam taxa de bit de 14,4 kbps têm cada um de seus bits repetido duas vezes, enquanto que para *frames* com taxa de 7,2 kbps essa repetição é de quatro vezes e para os *frames* com 3,6 kbps é de oito vezes. Dessa forma, a taxa de bits na saída do repetidor de símbolos é constante e igual a 28,8 kbps. Os bits redundantes não serão transmitidos, o filtro de tempo é encarregado de remover esses bits repetidos.

Entrelaçador

O desvanecimento apresentado pelo canal de rádio móvel é caracterizado como do tipo Rayleigh. Na ocorrência de desvanecimentos profundos um grande número de erros ocorre em sequência dentro de um código, fazendo com que a probabilidade do codificador convolucional conseguir corrigir corretamente esses erros seja reduzida. O entrelaçador procura evitar que na recepção os códigos apresentem seqüências de erros escrevendo seqüencialmente os 576 bits de cada *frame* de saída do repetidor de bits nas colunas de uma matriz de 32 linhas e 18 colunas (576 elementos) e gerando um *frame* por meio da disposição ordenada das linhas dessa matriz, conforme observado na figura (2.3).

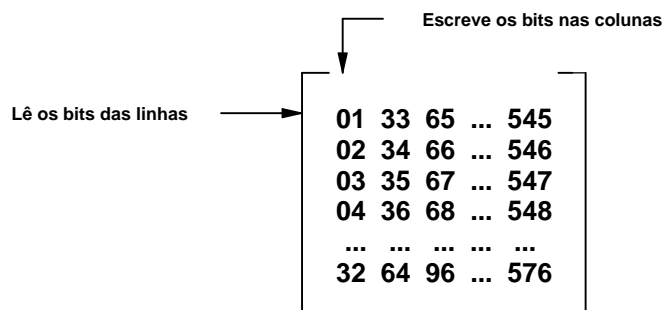


Figura (2.3): Operações realizadas na matriz de entrelaçamento.

Codificador de Walsh

Realiza um mapeamento de conjuntos de bits do *frame* de saída do entrelaçador. A cada 6 bits do *frame* à taxa de 28,8 kbps é associada uma função de Walsh (W_i) cujo índice i representa o valor decimal correspondente ao conjunto de bits mapeado. Sendo assim, i assume valores compreendidos entre 0 e 63. As funções de Walsh numeradas de 0 a 63 correspondem às linhas de uma matriz Walsh de ordem 64 (64^2 chips), também numeradas de 0 a 63. Os *frames* de saída do codificador de Walsh possuem taxa de chip de 307,2 kcps. Como cada função

Walsh é considerada um símbolo de um alfabeto de 64 caracteres, a taxa de símbolos na saída do codificador é de 4,8 ksps.

Em uma matriz Walsh bipolarizada de ordem $2N$ o produto escalar de duas linhas ou colunas distintas é igual a zero, enquanto que o produto escalar sobre uma mesma linha ou coluna é igual a $2N$. Uma matriz de Walsh bipolarizada de ordem $2N$ (H_{2N}) é gerada com a aplicação do seguinte algoritmo:

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{bmatrix}$$

sendo H_N também uma matriz de Walsh, porém de ordem N . O algoritmo parte da consideração que $H_1=[1]$.

Filtro de Tempo

O filtro de tempo tem a função de remover dos *frames* de saída do codificador de Walsh os símbolos correspondentes a bits redundantes inseridos pelo repetidor de bits. De acordo com a taxa de bits apresentada pelo *frame* na entrada do codificador convolucional tem-se um procedimento específico para a remoção dos símbolos Walsh. Nesse procedimento, o *frame* de 20 ms é dividido em 16 períodos de 1,25 ms denominados de grupos de controle de potência, cada grupo contendo seis símbolos Walsh. Para os *frames* que resultem de uma taxa de bit igual a 9600 bps todos os seus grupos serão transmitidos, enquanto que os *frames* resultantes de taxas iguais a 4800, 2400 e 1200 bps terão, respectivamente, 50, 25 e 12,5% de seus grupos transmitidos. Essa medida proporciona uma redução no nível da potência que tanto uma UM interfere em sua ERB quanto na que interfere em suas ERBs vizinhas.

Gerador de Código Longo

Os *frames* de saída do codificador de Walsh são espalhados por um código longo à taxa de 1,2288 Mcps. Cada chip do código longo é gerado a partir do produto módulo-2 interno entre uma máscara com 42 bits (máscara de código longo) e o vetor de 42 bits representando o estado do gerador de SMC formado por registradores de deslocamento linearmente realimentados (LFSRs), conforme mostrado na figura (2.4). O código longo gerado é função

dos bits da máscara de código longo e da saída dos registradores de deslocamento do gerador de SMC.

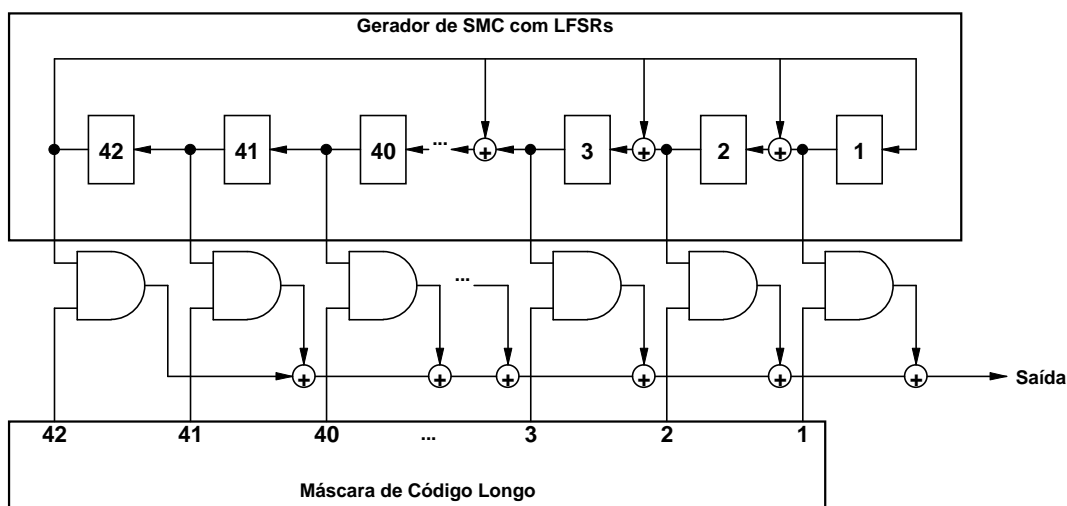


Figura (2.4): Estrutura do gerador de código longo.

A máscara de código longo contém informações de identificação específicas da UM envolvida na conexão. Os bits da máscara determinam quais dos LFSRs entregam bits para a formação do código longo.

O gerador de SMC possui o seguinte polinômio primitivo característico $G(x)$:

$$G(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x^1 + 1$$

O polinômio $G(x)$, vide [Pro89], permite que os LFSRs percorram um total de $(2^{42}-1)$ estados. Sendo assim, para uma taxa de chip de 1,2288 Mcps, a repetição do código longo ocorrerá em intervalos de aproximadamente 41,4 dias. Essa é a razão pela qual o código é chamado de código longo.

Modulador

De acordo com a figura (2.5), cada *frame* recebido à taxa de 1,2288 Mcps é reproduzido por um *splitter* em dois ramos. Em cada ramo é realizado uma adição módulo-2 entre os chips do *frame* e os de uma sequência PN piloto I (*In-phase*) ou Q (*Quadrature*), ambas à taxa de 1,2288 Mcps, balanceadas e de comprimento igual a 2^{15} chips. Os chips resultantes dessa

adição têm a largura de banda limitada por um filtro de banda base antes que sejam transmitidos.

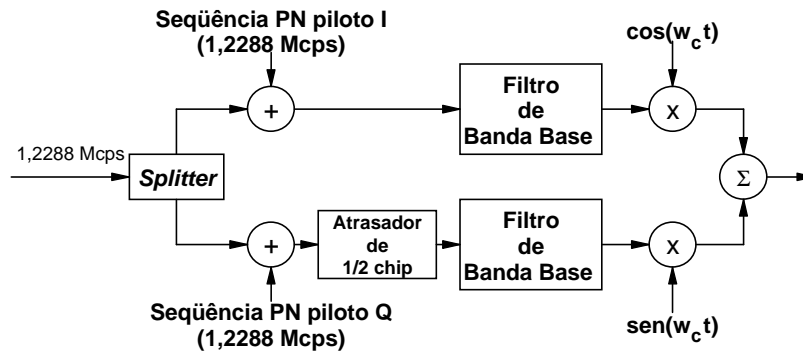


Figura (2.5): Estrutura do modulador utilizado nos canais do *link* reverso.

As seqüências I e Q são SMC geradas, respectivamente, a partir dos polinômios característicos $P_I(x)$ e $P_Q(x)$, as quais são balanceadas por meio da inserção de um ‘zero’ após 14 ‘zeros’ consecutivos. Os polinômios geradores $P_I(x)$ e $P_Q(x)$ são expressos na forma:

$$P_I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$$

e

$$P_Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$$

O filtro de banda base deve apresentar ganho de $\pm\delta_1$ na banda de passagem, definida no intervalo $[0, f_p]$, bem como, ganho menor ou igual a δ_2 na banda de rejeição, que compreende frequências $f \geq f_r$. O valor numérico desses parâmetros são $\delta_1 = 1,5$ dB, $\delta_2 = -40$ dB, $f_p = 590$ kHz e $f_r = 740$ kHz. Essas especificações podem ser visualizadas na figura (2.6).

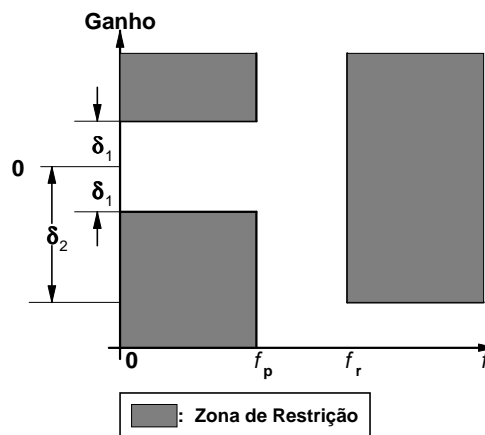


Figura (2.6): Máscara do filtro de banda base do sistema CDMA padrão IS-95.

2.2.2 - Canal de Acesso

No canal de acesso as mensagens são transmitidas a uma taxa fixa de 4800 bps. Dentre as mensagens transmitidas pela UM é possível destacar as seguintes:

- *Registration Message*: Registro da UM.
- Início de chamadas.
- Atendimento de chamadas.
- *Authentication Challenge Response*: Dados de localização e identificação da UM. Respondendo a uma solicitação de *Authentication Challenge* enviada pela ERB.
- Número discado.

A figura (2.7) mostra a estrutura formada para transmitir informações no canal de acesso. Essa estrutura diferencia-se da estrutura dos canais de tráfego somente por não apresentar filtro temporal, o que ocasiona redundância na transmissão de certos símbolos Walsh.

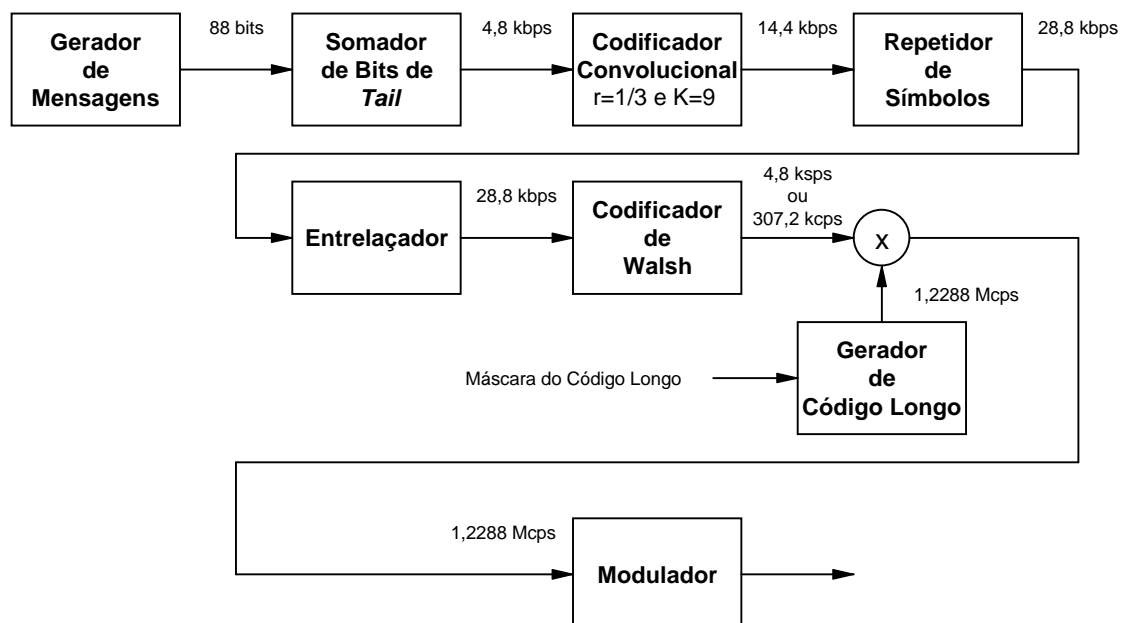


Figura (2.7): Estrutura do canal de acesso.

2.3 - *Link* Direto

2.3.1 - Canal de Tráfego

Da mesma forma que ocorre em um canal de tráfego do *link* reverso, transmite dados e voz digitalizada à taxas de 1200, 2400, 4800 e 9600 bps, como também, mensagens de controle por meio dos métodos *Dim and Burst* e *Blank and Burst*. O canal de tráfego transmite as seguintes mensagens de controle:

- *In-Traffic System Parameters Message*: Atualiza os parâmetros contidos no *System Parameters Message*.
- *Authentication Challenge*: Solicita a identificação da UM. Esta mensagem também pode ser transmitida em um canal de *paging*.
- *Handoff Direction Message*: Contém informações que a UM necessita em um processo de *handoff*.
- *Analog Handoff Direction*: Determina que a UM passe a operar em modo AMPS iniciando um processo de *handoff* de sua célula CDMA para uma célula AMPS.
- *Neighbor List Update Message*: Atualiza uma lista de células vizinhas enviada à UM no início de uma chamada por meio de uma mensagem *Neighbor List Message* em um canal de *paging*.
- *Send Burst DTMF*: Número discado no formato multifrequencial.
- *Power Control Parameters Message*: Informa à UM qual o período ou o limiar de comparação a ser adotado no envio da medida de taxa de erro de quadros a fim de que a ERB realize o controle dinâmico da própria potência transmitida.
- *Shared Secret Data (SSD) Update*: Envia um código de criptografia SSD com o objetivo de aumentar a privacidade dos dados do usuário.
- *Mobile Station Registered Message*: Aprova o registro da UM e envia parâmetros do sistema.

A figura (2.8) mostra a estrutura utilizada pela ERB para transmitir informações a determinado usuário “m” por meio de um canal de tráfego. Nessa estrutura, o somador de FIQ, o somador de bits de *tail*, o codificador convolucional, o repetidor de símbolos e o entrelaçador possuem funções que já foram descritas para a estrutura empregada no *link* reverso.

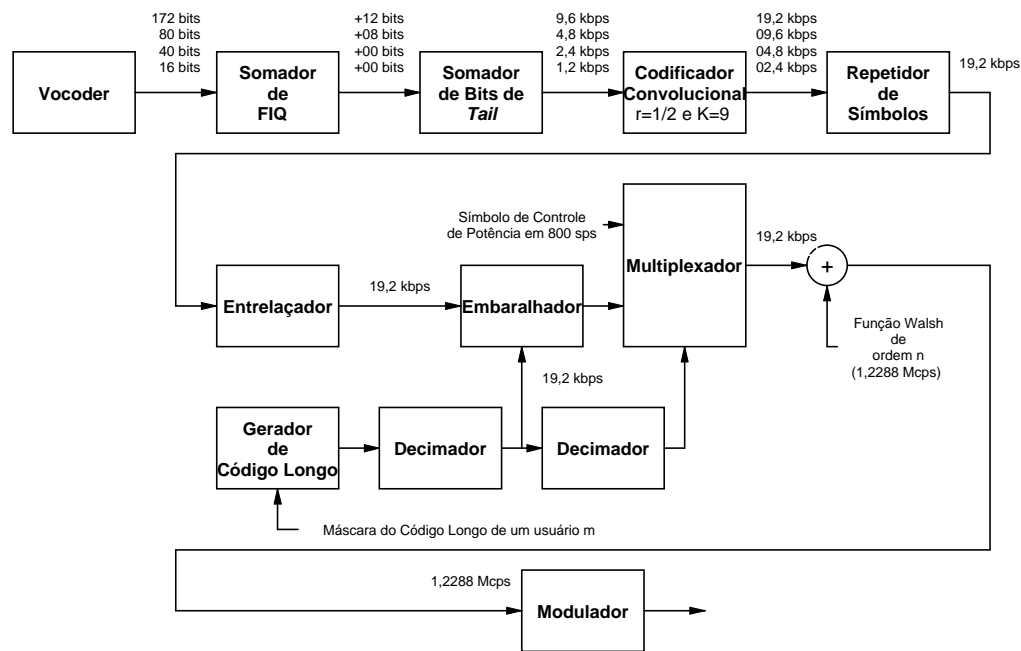


Figura (2.8): Estrutura dos canais de tráfego do *link* direto.

O codificador convolucional empregado no *link* direto tem a particularidade de apresentar taxa $r=1/2$, ou seja, para cada bit de entrada o codificador gera dois bits na saída. Já o entrelaçador possui a característica de fazer uso de uma matriz de entrelaçamento de 24 linhas e 16 colunas (384 elementos). A partir do entrelaçador a estrutura do canal de tráfego direto é constituído pelos seguintes blocos funcionais:

Embaralhador (*Data Scrambler*)

Realiza uma operação de adição módulo-2 entre os bits de um *frame* de saída do entrelaçador e os bits contidos no *frame* formado pelo decimador, ambos à taxa de 19,2 kbps. O decimador gera cada bit de seu *frame* estendendo o nível do primeiro chip de cada grupo de 64 chips do código entregue pelo gerador de código longo a uma taxa de 1,2288 Mcps por sobre um intervalo de aproximadamente 52,0833µs. Assim como no *link* reverso, o uso de uma máscara

de código longo específica para cada usuário faz com que cada código longo gerado tenha um usuário proprietário.

O embaralhamento dos bits de um *frame* de saída do entrelaçador é facilmente desfeito se o receptor conhece a máscara de código longo. Dessa forma, o embaralhador realiza uma encriptação dos bits entrelaçados, o que torna bastante difícil uma possível interceptação desses bits por um receptor que desconheça a máscara de código longo.

Multiplexador (MUX)

A cada 1,25 ms a ERB envia um comando de controle de potência para cada uma das UMs por meio do chamado subcanal de controle de potência, o qual está contido no canal de tráfego direto destinado a UM. Caso a potência do sinal de determinada UM seja recebida na ERB em um nível abaixo de certo limiar, a ERB envia o símbolo '0' indicando que a UM deve aumentar em 1 dB o nível atual da potência de transmissão. Porém, se o nível estiver acima do limiar, a ERB envia o símbolo '1' fazendo com que a UM reduza em 1 dB o nível atual da potência de transmissão.

O multiplexador tem a função de inserir um símbolo de controle de potência em cada intervalo de 1,25 ms dos *frames* oriundos do embaralhador, o que vem a constituir o subcanal de controle de potência. O símbolo de controle ocupa um intervalo correspondente a dois bits consecutivos e tem início logo após um dos dezesseis primeiros bits do *frame*, respectivamente, ordenados de 0 a 15. A ordem desse bit é expressa pelo valor decimal correspondente aos 4 últimos bits que fazem parte dos 24 bits encarregados de embaralhar os bits do trecho de 1,25 ms do *frame* que receberá o símbolo de controle de potência.

Modulador

Cada intervalo de bit de 52,0833μs do *frame* de saída do multiplexador é espalhado por uma única função Walsh de ordem n formada por 64 chips a uma taxa de 1,2288 Mcps. As funções Walsh são numeradas de 0 a 63 e constituem as linhas de uma matriz Walsh de dimensão 64, sendo essa, a mesma utilizada na transmissão de bits nos canais do *link* reverso. Em razão do *link* direto ser síncrono, a ortogonalidade existente entre as funções Walsh é explorada por

meio do emprego dessas funções na forma de códigos de canalização do *link*. Sendo assim, a ordem de um canal é determinada pela ordem da função Walsh que o canal utiliza.

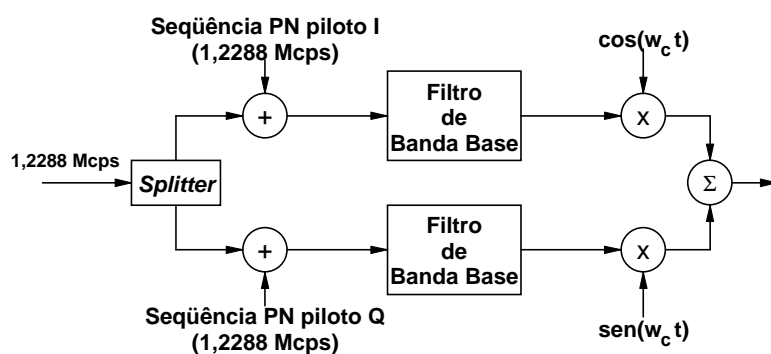


Figura (2.9): Estrutura do modulador utilizado nos canais do *link* direto.

2.3.2 - Canal Piloto

Transmite continuamente uma seqüência formada unicamente por zeros ‘0’ permitindo que cada UM possua, em seu receptor, uma referência para alinhamento de fase da seqüência de código, bem como, condições de identificar a ERB ou o setor da célula que melhor pode servi-la. A figura (2.10) mostra a estrutura empregada para a transmissão da seqüência piloto.



Figura (2.10): Estrutura do canal piloto.

Cada ERB ou setor de uma célula transmite a mesma seqüência piloto espalhada por uma função Walsh 0. Os sinais piloto são diferenciados por meio do emprego, na modulação, de seqüências I e Q com fases diferentes. Dos 32.768 chips que cada uma dessas seqüências possui determinam-se 512 posições possíveis para início de cada seqüência. Essas posições, numeradas de 0 a 511, são denominadas de índice de *offset* de fase e separadas por um

intervalo correspondente a 64 chips. Os canais de tráfego, de *paging* e o de sincronismo são transmitidos com o mesmo índice de *offset* de fase do canal piloto.

As UMs possuem um receptor destinado exclusivamente ao rastreamento contínuo dos canais piloto do sistema, possibilitando o monitoramento do nível de potência de cada um desses sinais com a finalidade de identificar ERBs que melhor sustentariam uma chamada. A operadora do sistema celular especifica qual deve ser o incremento de índice de *offset* dos sinais piloto que devem ser rastreados, esse incremento é denominado *Pilot Sequence Offset Increment* (PILOT_INC) e proporciona uma redução no tempo de busca dos canais piloto.

2.3.3 - Canal de Sincronismo

Transmite dados a uma taxa constante de 1200 bps. Após a UM determinar qual dos sinais piloto apresenta o maior nível de potência, procura demodular o sinal do canal de sincronismo associado ao canal piloto escolhido. Algumas das informações transmitidas no canal de sincronismo são:

- *System Identification e Network Identification*: Parâmetros de identificação do sistema.
- *Pilot PN sequence offset index* (PILOT_PN): Índice de *offset* de fase da ERB ou do setor da célula.
- *System Time*: Referência de tempo do sistema. Cada ERB obtém a referência de tempo do sistema por meio da recepção de sinais enviados por satélites que fazem parte do sistema denominado *Global Positioning System* (GPS).
- *Paging Channel Data Rate*: Taxa de transmissão no canal de *paging*, a qual pode apresentar o valor de 4800 ou 9600 bps.

A figura (2.11) mostra a estrutura disponibilizada para transmissão de informações no canal de sincronismo, na qual constata-se o uso exclusivo da função Walsh 32.

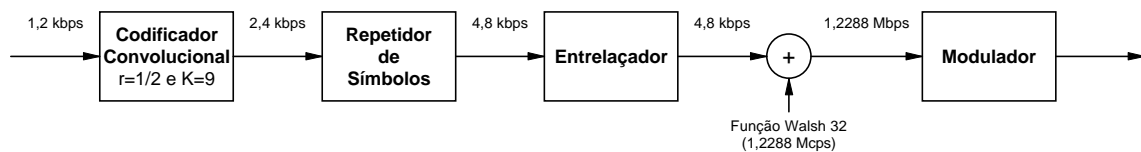


Figura (2.11): Estrutura do canal de sincronismo.

2.3.4 - Canal de *Paging*

Transmite mensagens de cabeçalho para uma UM a uma taxa de 4800 ou 9600 bps, sempre que a UM recebe uma chamada. Em um canal de rádio CDMA podem existir até 7 canais de *paging*, utilizando as funções Walsh de ordem 1 a 7; porém, geralmente, só um canal de *paging* é utilizado. Dentre as mensagens transmitidas no canal de *paging* é possível citar:

- *System Parameters Message*: Caso exista mais de um canal de *paging*, são transmitidas informações que permitem à UM determinar qual o número correto do canal de *paging*. O índice de *offset* do canal piloto, a identificação da ERB, o número de canais *paging* e os parâmetros utilizados no *handoff*, também, são transmitidos.
- *Access Parameters Message*: Parâmetros que a UM necessita para transmitir no canal de acesso.
- *Neighbor List Message*: Lista com os índices de *offset* de fase das células ou setores vizinhos à UM, bem como, o valor do parâmetro PILOT_INC.
- *CDMA Channel List Message*: Frequências dos canais de rádio CDMA disponíveis na célula.
- *Channel Assignment Message*: Frequência designada para a UM estabelecer uma chamada.
- *Authentication Challenge Message*: A ERB solicita à UM que envie sua identificação.

A figura (2.12) mostra a estrutura empregada na transmissão de mensagens em um canal de *paging*.

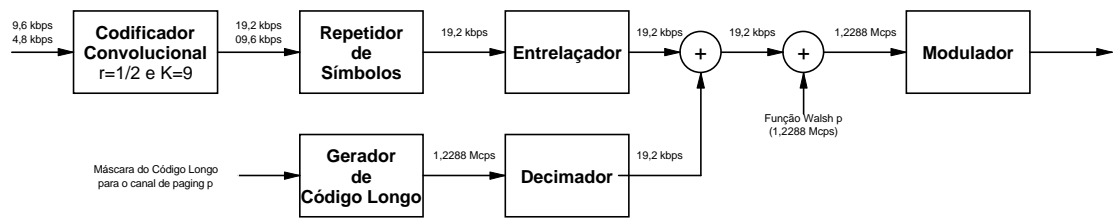


Figura (2.12): Estrutura do canal de *paging*.

3 – EFICIÊNCIA DE REUSO DE FREQUÊNCIA

3.1 – Introdução

A eficiência de reuso de frequência F é um fator calculado sobre o *link* reverso de uma célula CDMA com a finalidade de expressar a razão entre o nível da potência interferente devida aos usuários internos e o nível da potência interferente total (resultante da soma dos níveis de potência interferente devida tanto aos usuários internos quanto aos externos à célula) existente na ERB. De posse do fator F é possível estimar o nível da potência interferente total conhecendo o nível da potência interferente devida aos usuários internos.

Em virtude da incerteza presente nos níveis de potência interferente, a determinação do fator F é uma tarefa estatística. Porém, pode-se estimar seu valor médio por meio do emprego de modelos determinísticos de perda de percurso. Este trabalho apresenta três métodos de estimativa do valor médio do fator F , doravante denominado fator F .

3.2 – Cálculo Analítico do Fator F com Densidade de Usuários Constante e Expoente de Propagação igual a 4

O trabalho de Kim [Kim93] permite determinar uma expressão analítica para o cálculo do fator F de um sistema celular no qual a densidade de usuários é constante e o ambiente celular apresenta o expoente de propagação (γ) igual a 4.

Apesar de ser um método de aplicação muito particular, tem como vantagens a rapidez e o fato de $\gamma=4$ ser uma estimativa comumente utilizada nos projetos de sistemas celulares para ambientes urbanos.

3.2.1 – Arquitetura do Sistema Celular

A abordagem de Kim é desenvolvida para um sistema celular que apresenta uma arquitetura do tipo hexagonal, originalmente idealizada por MacDonald [Mac79]. Nessa arquitetura, as células são representadas sob a forma hexagonal para melhor determinar suas fronteiras, permitindo evitar que o sistema apresente sobreposições entre células ou possua áreas descobertas.

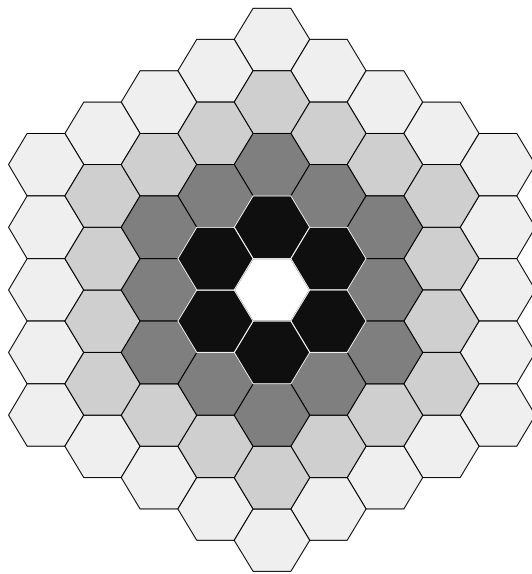


Figura (3.1): Grade celular hexagonal representando um sistema celular com quatro anéis.

A figura (3.1) mostra um sistema celular com arquitetura hexagonal no qual a célula que ocupa a posição central do sistema é denominada de célula central. As células adjacentes à célula central formam, em torno da mesma, o chamado primeiro anel. As células em torno desse primeiro anel formam o segundo anel e, seguindo esse mesmo processo, anéis de maior ordem podem ser formados.

O centro de cada célula do sistema pode ser localizado por meio de um sistema eixos coordenados n e i que formam entre si um ângulo de 120° , conforme mostrado na figura (3.2). Uma célula de coordenadas (n,i) tem a ordem de seu anel determinado por sua ordenada n . Já que os anéis do sistema formam uma grade hexagonal, o número de células em um anel de ordem n é $6n$.

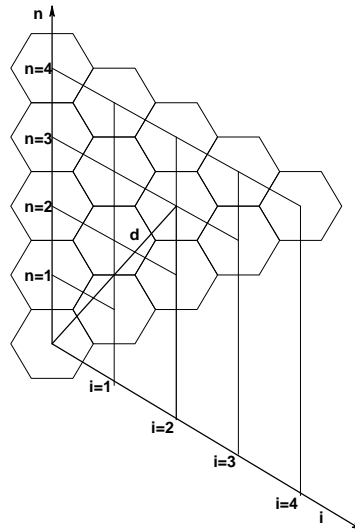


Figura (3.2): Sistema de eixos coordenados que determinam a posição (n,i) de cada célula.

Utilizando a Lei dos Cossenos, a distância $d(n,i)$ entre o centro de uma célula com coordenadas (n,i) e centro da célula central pode ser determinada como:

$$d(n,i) = L\sqrt{n^2 + i^2 - ni} \quad (3.1)$$

na qual L representa a medida do lado do hexágono regular.

Partindo da premissa que as ERBs fazem uso de antenas omnidirecionais, admite-se que o formato ideal para a região de cobertura de uma célula seja o circular. Sendo assim, para adequar o formato circular à geometria hexagonal, MacDonald considera que o raio R da célula é igual ao lado L do hexágono regular, ou seja, cada uma das células circunscreve um hexágono. Porém, Kim admite que o raio R seja igual ao apótema do hexágono, o que resulta em uma célula inscrita a um hexágono. Dessa maneira, a equação (3.1) pode ajustar-se na forma:

$$d(n,i) = fR\sqrt{3(n^2 + i^2 - ni)} \quad (3.2)$$

na qual f é um fator de ajuste. Assume o valor 1 quando considera-se a proposta de MacDonald ou o valor $\frac{2}{\sqrt{3}}$ quando a proposta considerada é a de Kim.

As células pertencentes a um anel de ordem n , com $n > 1$, não distam uma mesma distância em relação à célula central, de tal forma que:

i) Se n for par, haverá $(n+2)/2$ distâncias distintas entre a célula central e as células do anel de ordem n . Expressas por: $d(n,0)$, $d(n,1)$, ... e $d(n,n/2)$.

ii) Se n for ímpar, haverá $(n+1)/2$ distâncias distintas entre a célula central e as células do anel de ordem n . Expressas por: $d(n,0)$, $d(n,1)$, ... e $d(n,(n-1)/2)$.

3.2.2 – Cálculo do Nível das Potências Interferentes

Os cálculos desenvolvidos por Kim partem do princípio que em cada célula do sistema existem U usuários uniformemente distribuídos sobre uma área circular de raio R , submetidos a um controle perfeito de potência fazendo com que a potência do sinal recebido na ERB de sua célula sempre esteja em um nível S_c , independente da posição que a unidade móvel ocupe na célula. Admitindo que cada UM transmite com um fator de atividade vocal médio β (ver capítulo 6), a potência recebida na ERB é expressa como βS_c .

O modelo de perda de percurso utilizado considera que a relação entre a potência recebida e a transmitida (P_r/P_t), ou seja, a perda de percurso é diretamente proporcional à distância receptor-transmissor (r) elevada a um fator γ dependente do ambiente celular e denominado expoente de propagação. Esse modelo pode ser expresso como:

$$P_r = C \frac{P_t}{r^\gamma} \quad (3.3)$$

Na qual C é a constante de proporcionalidade dependente do ganho e da altura das antenas, como também, da frequência e da potência de transmissão nas UMs, conforme expresso em [Lee98]. Esses fatores são considerados invariáveis no sistema celular.

Tendo como suporte a figura (3.3) e considerando a abordagem restrita a um ambiente celular com γ igual a 4, é possível expressar a potência interferente I com que uma UM posicionada a uma distância r de sua ERB interfere em uma célula adjacente cuja ERB dista “ x ” dessa UM, como:

$$I = \beta S_c \left(\frac{r}{x} \right)^4 \quad (3.4)$$

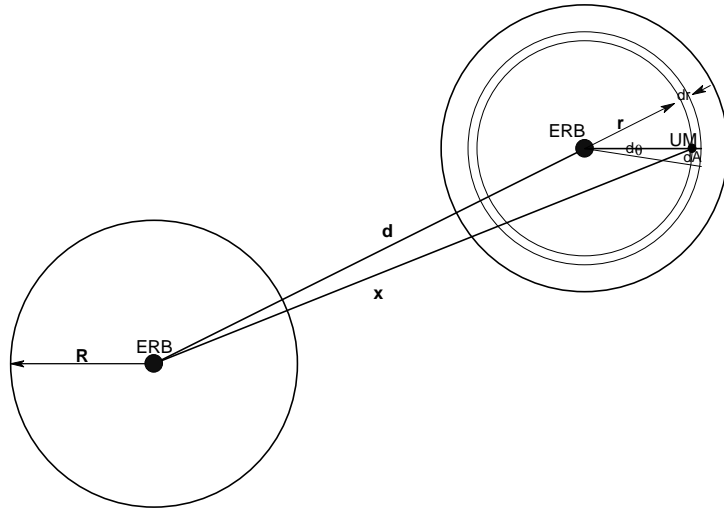


Figura (3.3): Diagrama suporta para o cálculo da potência interferente de uma célula adjacente.

Uma célula com U UMs uniformemente distribuídas interfere em uma célula à distância d com uma potência $P(d)$ calculada da seguinte forma:

A parte diferencial de $P(d)$ pode ser escrita como:

$$dP(d) = IdU \quad (3.5)$$

Já que a densidade de usuários ρ é expressa por:

$$\rho = \frac{dU}{dA} = \frac{U}{\pi R^2} \quad (3.6)$$

$P(d)$ pode ser determinado pela equação:

$$P(d) = \int \beta S_c \left(\frac{r}{x} \right)^4 \rho dA \quad (3.7)$$

Utilizando, novamente, a Lei dos Cossenos, tem-se que a distância x , expressa na figura (3.3), é determinada por:

$$x = \sqrt{d^2 + r^2 + 2rd \cos \theta} \quad (3.8)$$

De posse da equação (3.6), (3.7) pode ser expressa como:

$$P(d) = 2 \int_0^\pi \int_0^R \beta S_c \left(\frac{r}{x} \right)^4 \frac{U}{\pi R^2} r dr d\theta \quad (3.9)$$

Substituindo a expressão (3.8) em (3.9).

$$P(d) = \frac{2\beta U S_c}{\pi R^2} \int_0^R dr r^5 \int_0^\pi \frac{d\theta}{(d^2 + r^2 + 2rd \cos \theta)^2} \quad (3.10)$$

De acordo com [Gra65], tem-se que:

$$\int_0^\pi \frac{d\theta}{(d^2 + r^2 + 2rd \cos \theta)^2} = \pi \frac{d^2 + r^2}{(d^2 - r^2)^3} \quad (3.11)$$

A integral dupla em (3.10), considerando o resultado (3.11), pode ser obtida analiticamente, resultando na expressão:

$$P(d) = 2\beta U S_c \left[2d^2 \ln \left(\frac{d^2}{d^2 - R^2} \right) - \frac{R^2 (4d^4 - 6d^2 R^2 + R^4)}{2(d^2 - R^2)^2} \right] \quad (3.12)$$

Definindo a distância d entre células como a distância entre a célula central e uma célula de coordenadas (n,i) , conforme expressa em (3.2), pode-se escrever:

$$d = kR \quad (3.13)$$

na qual o fator k é expresso como:

$$k = f \sqrt{3(n^2 + i^2 - ni)} \quad (3.14)$$

Substituindo a expressão (3.13) em (3.12), tem-se:

$$P(k) = 2\beta US_c \left[2k^2 \ln \left(\frac{k^2}{k^2 - 1} \right) - \frac{4k^4 - 6k^2 + 1}{2(k^2 - 1)^2} \right] \quad (3.15)$$

O fator F é calculado por meio da seguinte expressão:

$$F = \frac{P_{int}}{P_{int} + P_{ext}} \quad (3.16)$$

Admitindo que haja um controle perfeito de potência dentro de cada célula e o número de usuários $U \gg 1$, é possível determinar o nível da potência interferente devida aos usuários internos P_{int} na forma:

$$P_{int} = (U - 1)\beta S_c \approx U\beta S_c \quad (3.17)$$

Observando as figuras (3.1) e (3.2), verifica-se que o nível da potência interferente devida aos usuários externos P_{ext} pode ser expressa como:

$$P_{ext} = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^n 6P \left(k = f \sqrt{3(n^2 + i^2 - ni)} \right) \quad (3.18)$$

na qual N representa o número de anéis do sistema celular.

Substituindo em (3.15) o valor de k^2 por L , a equação (3.18) pode ser escrita da seguinte forma:

$$P_{\text{ext}} = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^n 6P(L) = 12\beta_{\text{US}_c} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^n \left[2L \ln\left(\frac{L}{L-1}\right) - \frac{4L^2 - 6L + 1}{2(L-1)^2} \right] \quad (3.19)$$

na qual o fator L é determinado pela expressão:

$$L = 3f^2(n^2 + i^2 - ni) \quad (3.20)$$

É conveniente a este desenvolvimento definir uma função $G(L)$ como:

$$G(L) = 2L \ln\left(\frac{L}{L-1}\right) - \frac{4L^2 - 6L + 1}{2(L-1)^2} \quad (3.21)$$

3.2.3 – Determinação do Fator F

Utilizando as equações (3.17), (3.19) e (3.21), a eficiência de reuso F pode ser finalmente determinada pela seguinte expressão:

$$F = \frac{1}{1 + \frac{P_{\text{ext}}}{P_{\text{int}}}} = \frac{1}{1 + 12 \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^n G(L)} \quad (3.22)$$

Por meio do *software* MATLAB, em sua versão 4.22b, calculou-se o fator F de um sistema celular com N anéis (rotina: FATORF01.m), determinado pela equação (3.22). A tabela (3.1) mostra os resultados de F com base nas propostas de MacDonald (células circunscritas a hexágonos) e de Kim (células inscritas a hexágonos), assim como, a relação percentual entre a potência interferente P devida ao anel de ordem N (o mais externo) e a potência interferente total P_{tot} ($P_{\text{int}} + P_{\text{ext}}$).

N	Kim		MacDonald	
	F	P/P _{tot} (%)	F	P/P _{tot} (%)
1	0,7787	22,1272	0,5905	40,9503
2	0,7625	2,0901	0,5726	3,0258
3	0,7582	0,5584	0,5682	0,7702
4	0,7565	0,2272	0,5665	0,3084
5	0,7556	0,1144	0,5656	0,1541
...
100	0,7539	≅0	0,5639	≅0

Tabela (3.1): **Resultados do fator F de um sistema celular hexagonal com N anéis**

Na tabela (3.1), verifica-se que quanto mais elevada é a ordem de um anel menor será sua participação na potência interferente total, apesar desses anéis apresentarem um maior número de células. Sendo assim, considera-se que o fator F de um sistema celular hexagonal tendo $N > 4$ pode ser determinado, com boa precisão, admitindo em seu cálculo apenas a influência dos quatro primeiros anéis do sistema.

3.2.4 – Determinação do Fator F de Sistemas Celulares Unifilares

As prestadoras de serviços de comunicação móvel celular utilizam sistemas celulares unifilares, por exemplo, para atender a necessidade de comunicação dos usuários que se deslocam por auto-estradas. As ERBs são implantadas ao longo dessas auto-estradas e, de uma forma geral, sofrem interferência somente das UMs que estão dentro do sistema. Nesse sistema, o número de células interferentes envolvendo a célula central é menor do que em um sistema celular hexagonal. Por conta dessa redução, a capacidade por célula de um sistema celular unifilar é maior que a de um sistema hexagonal.

Conforme mostrado na figura (3.4), um sistema celular unifilar pode ser definido por meio de um sistema celular hexagonal, no qual admite-se que os hexágonos em tom escuro representam as células do sistema unifilar e os hexágonos em tom mais claro são células com ausência de tráfego.

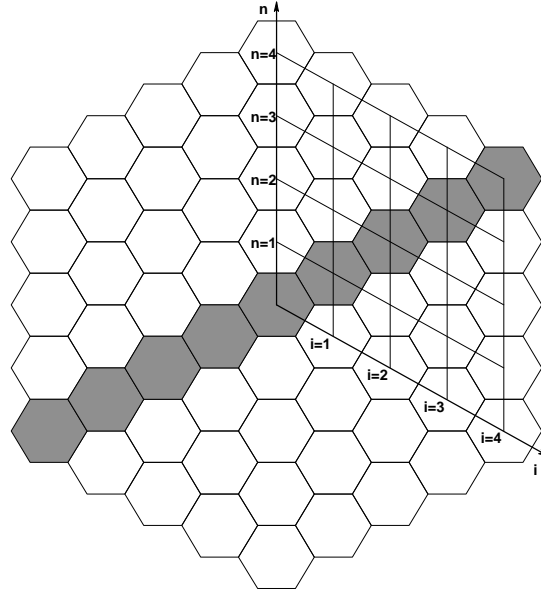


Figura (3.4): Sistema celular unifilar expresso com base em um sistema celular hexagonal.

A abordagem de Kim para o cálculo da eficiência de reuso de frequência F de sistemas celulares hexagonais pode ser ajustada e aplicada a sistemas celulares unifilares. Com base no sistema celular hexagonal mostrado na figura (3.4), considera-se que cada célula do sistema unifilar comporta U usuários uniformemente distribuídos, enquanto cada uma das demais células suporta M usuários.

Cada anel do sistema hexagonal contém duas células do sistema unifilar, essas células interferem na célula central com um nível de potência expresso, segundo a equação (3.15), por:

$$P_U(L_U) = 2\beta U S_c G(L_U) \quad (3.23)$$

na qual o fator L_U é definido, de acordo com a equação (3.20), como:

$$L_U = L \Big|_{n=i} = 3f^2 n^2 \quad (3.24)$$

As UMs externas à célula central e pertencentes ao sistema unifilar geram um nível de potência interferente na célula central determinado pela seguinte expressão:

$$P_U = 2\beta US_c \sum_{n=1}^N 2G(L_U) \quad (3.25)$$

Para um sistema hexagonal com $N \geq 2$, as células não pertencentes ao sistema unifilar contribuem com um nível de potência interferente calculado pela expressão:

$$P_M = 2\beta MS_c \left[\sum_{n=2}^N \sum_{i=1}^{n-1} 6G(L) + \sum_{n=1}^N 4G(L_M) \right] \quad (3.26)$$

na qual o fator L_M é definido como:

$$L_M = L|_{i=0} = 4n^2 \quad (3.27)$$

porém, se o sistema hexagonal for formado apenas por um anel, a equação (3.26) é reescrita na forma:

$$P_M = 8\beta MS_c G(3f^2) \quad (3.28)$$

Dessa forma, a potência interferente devida aos usuários externos à célula central pode ser escrita como:

$$P_{ext} = P_U + P_M \quad (3.29)$$

De acordo com a equação (3.17), os usuários na célula central geram um nível de potência interferente determinado pela expressão:

$$P_{int} = U\beta S_c \quad (3.30)$$

De posse das equações (3.29) e (3.30) é possível determinar a eficiência de reuso de frequência F de um sistema celular hexagonal com distribuição não uniforme de usuários em sua totalidade e com uma direção preferencial mais carregada, neste caso particular, a ocupada por células unifilares.

Como em um sistema celular unifilar ideal $M=0$, o uso das equações (3.29) e (3.30) resulta em um fator de reuso de frequência F determinado pela seguinte expressão:

$$F = \frac{1}{1 + 4 \sum_{n=1}^N G(L_U)} \quad (3.31)$$

A tabela (3.2) mostra os resultados de F com base nas propostas de MacDonald e de Kim (rotina: FATORF02.m), assim como, a relação percentual entre a potência interferente P devida às duas células mais externas contidas no anel de ordem N e a potência interferente total $P_{\text{tot}}(P_{\text{ext}}+P_{\text{int}})$.

N	Kim		MacDonald	
	F	P/P _{tot} (%)	F	P/P _{tot} (%)
1	0,9135	9,4715	0,8122	23,1163
2	0,9109	0,3153	0,8083	0,5985
3	0,9104	0,0560	0,8076	0,1023
4	0,9103	0,0171	0,8074	0,0308
5	0,9102	0,0069	0,8074	0,0123
...
100	0,9101	≅0	0,8073	≅0

Tabela (3.2): Resultados do fator F de um sistema celular unifilar com N anéis

Na tabela (3.2), assim como observado na tabela (3.1), verifica-se que o fator F de um sistema celular unifilar tendo $N>4$ pode ser determinado, com boa precisão, admitindo em seu cálculo apenas a influência dos quatro primeiros anéis do sistema.

Tanto a proposta de Kim quanto a de MacDonald não permitem o cálculo preciso do fator F de um sistema celular sob uma condição de distribuição uniforme de usuários. Na proposta de Kim tem-se a área do círculo correspondendo a 90,69% da área do hexágono; desconsidera-se a existência de usuários em regiões nas quais um usuário mais interfere em suas células vizinhas. Pela proposta de MacDonald tem-se a área do círculo 20,92% maior que a do hexágono; ocorre redundância no cálculo da potência interferente devida aos usuários localizados nas região de sobreposição. A relação de áreas totais das duas propostas é idêntica à relação dos fatores eficiência de reuso correspondentes.

A proposta de Kim e a de MacDonald são válidas como forma de determinar um curto intervalo em torno do valor preciso de F .

3.3 – Cálculo do Fator F com Densidade de Usuários Constante e Expoente de Propagação Variável

No trabalho de Rappaport e Milstein [Rap92] desenvolve-se o cálculo do fator F para um sistema celular apresentando uma arquitetura totalmente particular que possibilita simular a existência de tráfego não uniforme. Além disso, um das modelagens de perda de percurso empregado considera que tanto a altura das antenas das UMs e das ERBs quanto a frequência de transmissão das UMs influenciam na determinação do fator F .

3.3.1 – Arquitetura do Sistema Celular

De acordo com a figura (3.5), a arquitetura do sistema celular é estruturada sobre círculos concêntricos de raio $(2j+1)d$, com $j=0,1,..., N$, sendo que d e N representam, respectivamente, o raio do círculo central e o número de anéis do sistema. O círculo central representa a célula para a qual realiza-se o cálculo do fator F , todas as demais células adjacentes a essa célula

central a circundam ocupando as regiões compreendidas entre circunferências e, desse modo, formam os anéis do sistema.

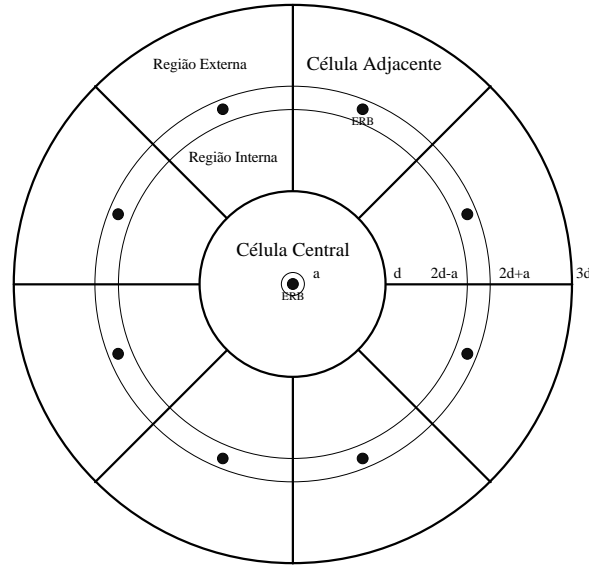


Figura (3.5): Arquitetura de um sistema celular com $N=1$.

Para que a célula central e as adjacentes apresentem a mesma área, é necessário que cada anel de ordem i , com $i=1,2,...,N$, comporte $8i$ células. Enquanto isso, na arquitetura celular hexagonal cada anel de ordem i possui $6i$ células.

Todas as células do sistema apresentam uma determinada região onde se convencionou não haver presença de UMs. Na célula central, essa região é definida por um círculo concêntrico de raio a , com $a < d$, e nas demais células, corresponde à região compreendida entre a circunferência dos círculos de raio $(2id-a)$ e $(2id+a)$.

A circunferência dos círculos de raio $2id$ divide as células adjacentes à célula central, pertencentes ao anel de ordem i , em duas regiões: uma mais interna ao sistema e outra mais externa, com áreas, respectivamente, expressas na forma:

$$A_{\text{int}}(i) = A \left(\frac{4i-1}{8i} \right) \quad (3.32)$$

$$A_{\text{ext}}(\mathbf{i}) = A \left(\frac{4\mathbf{i} + 1}{8\mathbf{i}} \right) \quad (3.33)$$

nas quais A representa a área πd^2 das células do sistema.

Multiplicando as equações (3.32) e (3.33) pela densidade ρ de usuários em cada célula, tem-se o número de usuários $U_{\text{int}}(\mathbf{i})$ e $U_{\text{ext}}(\mathbf{i})$, respectivamente, presentes nas regiões $A_{\text{int}}(\mathbf{i})$ e $A_{\text{ext}}(\mathbf{i})$.

Em razão da soma dos usuários $U_{\text{int}}(\mathbf{i})$ e $U_{\text{ext}}(\mathbf{i})$ ser igual ao número de usuários U na célula, tem-se que:

$$\left(\frac{4\mathbf{i} - 1}{8\mathbf{i}} \right) + \left(\frac{4\mathbf{i} + 1}{8\mathbf{i}} \right) = 1 \quad (3.34)$$

na qual a primeira e a segunda parcelas correspondem, respectivamente, às razões $U_{\text{int}}(\mathbf{i})/U$ e $U_{\text{ext}}(\mathbf{i})/U$. Porém, com a inserção de pesos na equação (3.34), é matematicamente possível alterar de forma conveniente essas razões, conforme expresso na seguinte equação:

$$W_{\text{int}} \left(\frac{4\mathbf{i} - 1}{8\mathbf{i}} \right) + W_{\text{ext}} \left(\frac{4\mathbf{i} + 1}{8\mathbf{i}} \right) = 1 \quad (3.35)$$

Desejando que tanto os usuários $U_{\text{int}}(\mathbf{i})$ quanto os $U_{\text{ext}}(\mathbf{i})$ apresentem a metade dos usuários da célula, é necessário que a primeira e a segunda parcelas da equação (3.35) sejam iguais a 0,5. Dessa forma os pesos W_{int} e W_{ext} são expressos como:

$$W_{\text{int}}(\mathbf{i}) = \frac{4\mathbf{i}}{4\mathbf{i} - 1} \quad (3.36)$$

e

$$W_{\text{ext}}(\mathbf{i}) = \frac{4\mathbf{i}}{4\mathbf{i} + 1} \quad (3.37)$$

As equações (3.36) e (3.37) são aplicadas ao sistema quando é necessário comparar seus resultados para eficiência de reuso de frequência com os obtidos em sistemas celulares hexagonais apresentando distribuição uniforme de usuários.

Devido à mobilidade dos usuários no interior da célula o valor do fator F sofre variações. Porém, a forma pela qual propõem-se manipular a distribuição dos usuários no interior da célula permite determinar possíveis limites de excursão para esse valor.

O valor mínimo do fator F (Inferior) é determinado admitindo-se que os usuários de cada célula ocupam somente a região mais interna ao sistema. Dessa forma, a parcela da equação (3.35) correspondente aos usuários mais externos ao sistema deve ser nula. Os valores de $W_{\text{int}}(i)$ e $W_{\text{ext}}(i)$ que satisfazem essa condição são expressos como:

$$W_{\text{int}}(i) = \frac{8i}{4i - 1} \quad (3.38)$$

$$W_{\text{ext}}(i) = 0 \quad (3.39)$$

Para determinar o valor máximo do fator F (Superior) considera-se que no interior de cada célula o número de usuários presentes tanto na região mais interna ao sistema quanto na região mais externa são diretamente proporcionais à área dessas regiões, áreas essas, respectivamente, determinadas pelas equações (3.32) e (3.33). Sendo assim, os pesos $W_{\text{int}}(i)$ e $W_{\text{ext}}(i)$ apresentam valor unitário.

3.3.2 – Cálculo do Nível das Potências Interferentes

A modelagem da potência de transmissão das UMs parte, novamente, do princípio que toda UM durante a realização de uma chamada CDMA tem sua potência perfeitamente controlada por uma ERB de modo que a potência de seu sinal chegue nessa ERB em um nível P_n , independente da posição que a UM ocupe na célula.

No sistema celular proposto considera-se que as UMs distam de sua ERB no mínimo de uma distância “a”. Na figura (3.6) tem-se duas possíveis distâncias para uma UM no interior de uma célula, “a” e “r” da ERB, a potência de transmissão nessas posições são, respectivamente, denotadas por P(a) e P(r).

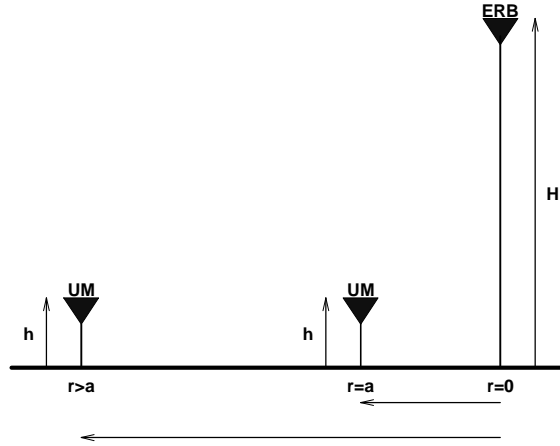


Figura (3.6): Posicionamento de uma UM no interior de sua célula.

Retomando o modelo de perda de percurso já utilizado por Kim em seu método de cálculo de eficiência de reuso de frequência (equação (3.3)), expresso na forma:

$$P_r = C \frac{P_t}{d^\gamma} \quad (3.40)$$

As duas formas de modelar a potência de transmissão das UMs consistem em admitir que:

- i) O coeficiente de propagação γ é uma constante determinada pelo ambiente celular.

Desse modo, admitindo um controle perfeito de potência, as potências de transmissão P(r) e P(a), podem ser relacionadas entre si por meio da equação (3.40), resultando na expressão:

$$P(r) = P(a) \left(\frac{r}{a} \right)^\gamma \quad (3.41)$$

- ii) O coeficiente de propagação γ é variável.

A perda de percurso pode ser escrita, em dB, na forma:

$$\mathbf{PL(d)} = 10 \log \left(\frac{\mathbf{P_t}}{\mathbf{P_r}} \right) \quad (3.42)$$

Por meio das equações (3.41) e (3.42), e considerando a condição de controle perfeito de potência, é possível expressar:

$$\mathbf{P(r)_{dBm} - P(a)_{dBm} = PL(r) - PL(a)} \quad (3.43)$$

ou

$$\mathbf{P(r)_{dBm} - P(a)_{dBm} = 10\gamma \log \left(\frac{\mathbf{r}}{\mathbf{a}} \right)} \quad (3.44)$$

Sendo assim, as equações (3.43) e (3.44) podem expressar γ na forma:

$$\gamma(\mathbf{r}, \mathbf{a}) = \begin{cases} \frac{\mathbf{PL(r) - PL(a)}}{10 \log \left(\frac{\mathbf{r}}{\mathbf{a}} \right)} & \mathbf{r > a} \\ 0 & \mathbf{r = a} \end{cases} \quad (3.45)$$

Na equação (3.45) considera-se que:

i) A perda de percurso $\mathbf{PL(r)}$ é determinada segundo o modelo de dois raios (*two-ray model* [Lee95]) na forma:

$$\mathbf{PL(r) = 10 \log \left[\frac{2\pi r}{\lambda \sin \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right)} \right]^2} \quad (3.46)$$

na qual λ representa o comprimento de onda do sinal e $\Delta\phi$ é a diferença de fase, em radianos, entre o sinal direto e o refletido, visualizados na figura (3.7), escrita como:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\sqrt{(H+h)^2 + r^2} - \sqrt{(H-h)^2 + r^2} \right] \quad (3.47)$$

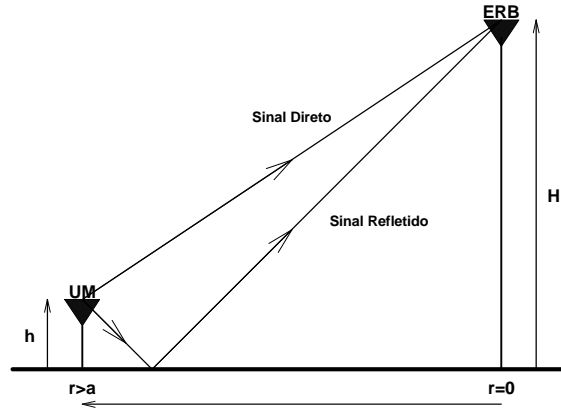


Figura (3.7): Figura demonstrativa do modelo de dois raios (*two-ray model*).

ii) A perda de percurso PL(a) é definida pelo modelo de espaço-livre (*free-space model*), para o qual:

$$PL(a) = 10 \log \left(\frac{4\pi p}{\lambda} \right)^2 \quad (3.48)$$

sendo que λ , também, representa o comprimento de onda do sinal e, devido à proximidade UM-ERB, considera-se p como a distância direta entre as antenas, o que pode ser observado na figura (3.8).

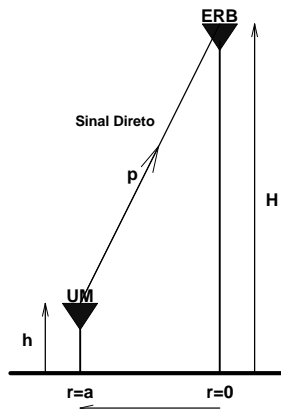


Figura (3.8): Figura demonstrativa do modelo de espaço-livre (*free-space model*).

Finalmente, pode-se relacionar as potências de transmissão P(r) e P(a) por meio da equação:

$$P(r) = P(a) \left(\frac{r}{a} \right)^{\gamma(r,a)} \quad (3.49)$$

Conforme observado na figura (3.9), nas células adjacentes à célula central é possível que uma UM localize-se na região interna ou externa distanciando-se r de sua ERB e r' da ERB da célula central. A distância entre essas ERBs e a existente entre uma UM e a ERB central formam entre si um ângulo θ , que varia dentro do intervalo $[-\pi/(8i), \pi/(8i)]$.

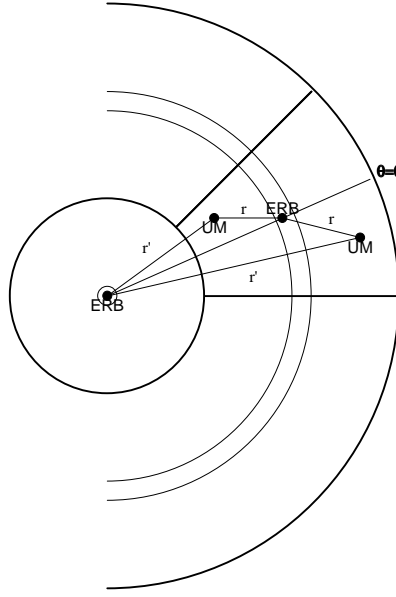


Figura (3.9): Diagrama suportes para o cálculo da potência interferente de uma célula adjacente.

De modo geral a distância r é determinada pela lei dos cossenos, resultando na expressão:

$$r = \sqrt{r'^2 + (2di)^2 - 2(2di)r' \cos \theta} \quad (3.50)$$

Sendo que, para uma UM situada na região interna de sua célula, r' encontra-se no intervalo $[(2i-1)d, 2di-a]$. Porém, caso a UM esteja na região externa, r' pertence ao intervalo $[2di+a, (2i+1)d]$.

Dessa forma, a potência interferente recebida na ERB da célula central, proveniente de uma UM situada em uma célula adjacente, é expressa na forma:

$$P_i = P(r) \left(\frac{a}{r'} \right)^{\gamma} \quad (3.51)$$

Indicando $P(r)$ por meio da equação (3.41), considera-se que o ambiente celular apresenta γ constante, a equação (3.51) pode ser reescrita na forma:

$$P_i = P(a) \left(\frac{r}{r'} \right)^\gamma \quad (3.52)$$

Porém, admitindo que o fator γ seja variável, $P(r)$ é determinada pela equação (3.49) e tem-se a equação (3.51) expressa como:

$$P_i = P(a) \left(\frac{r}{a} \right)^{\gamma(r,a)} \left(\frac{a}{r'} \right)^{\gamma(r',a)} \quad (3.53)$$

Desse modo, a potência interferente devida a uma célula adjacente situada em um anel i pode ser determinada por meio da seguinte equação:

$$N(i) = W_{\text{int}}(i) I_{\text{int}}(i) + W_{\text{ext}}(i) I_{\text{ext}}(i) \quad (3.54)$$

sendo que W_{int} e W_{ext} são expressos de acordo com a disposição desejada de usuários dentro da célula. Já os valores de I_{int} e I_{ext} são, respectivamente, determinados por:

$$I_{\text{int}}(i) = 2 \int_0^{\pi/8i} \int_{(2i-1)d}^{2di-a} P_i r' dr' d\theta \quad (3.55)$$

$$I_{\text{ext}}(i) = 2 \int_0^{\pi/8i} \int_{2di+a}^{(2i+1)d} P_i r' dr' d\theta \quad (3.56)$$

Para o cálculo da eficiência de reuso do sistema, a potência interferente devida aos usuários externos à célula central é expressa como:

$$P_{\text{ext}} = \sum_{i=1}^N 8iN(i) \quad (3.57)$$

na qual N representa o número de anéis do sistema celular.

A potência interferente devida aos usuários internos submetidos a um controle perfeito de potência é determinada pela seguinte equação:

$$P_{int} = P_n (U - 1) \quad (3.58)$$

considerando o número de usuários $U \gg 1$ e a distância “a” pequena (o bastante para admitir que a potência recebida P_n seja aproximadamente igual a potência transmitida $P(a)$) pode-se reescrever a equação (3.58) na forma:

$$P_{int} = P(a)U \quad (3.59)$$

3.3.3 – Determinação do Fator F

Por fim, a eficiência de reuso de frequência F pode ser expressa como:

$$F = \left(1 + \frac{P_{ext}}{P_{int}} \right)^{-1} \quad (3.60)$$

Acrescentando um fator de correção na equação (3.60) é possível estimar o fator F para um sistema celular com arquitetura considerada de formato hexagonal e células representadas por meio de hexágonos. Esse fator de correção deve-se ao fato de na arquitetura celular hexagonal um anel de ordem i possui $6i$ células enquanto na arquitetura proposta em [Rap92] esse mesmo anel apresenta $8i$ células. Assim para garantir um mesmo número de interferentes externos às células nos dois casos esse fator deve ser de $6/8$, partindo da premissa que em ambas arquiteturas o sistema não apresenta regiões de sobreposição entre células ou regiões descobertas. Com esse fator de correção incorporado na potência interferente a equação (3.60) pode ser reescrita como:

$$F = \left(1 + \frac{6 P_{\text{ext}}}{8 P_{\text{int}}} \right)^{-1} \quad (3.61)$$

Para adequar a distribuição dos usuários no interior da célula à apresentada nas células hexagonais utiliza-se os valores de $W_{\text{int}}(i)$ e $W_{\text{ext}}(i)$ determinados pelas equações (3.36) e (3.37).

Os gráficos, respectivamente, apresentados nas figuras (3.10) e (3.11), mostram a possível excursão do valor de F (valor Superior e Inferior de F) para um sistema celular com no máximo 4 anéis considerando tanto uma condição de γ constante (rotina: FATORF03.m) quanto variável (rotina: FATORF04.m).

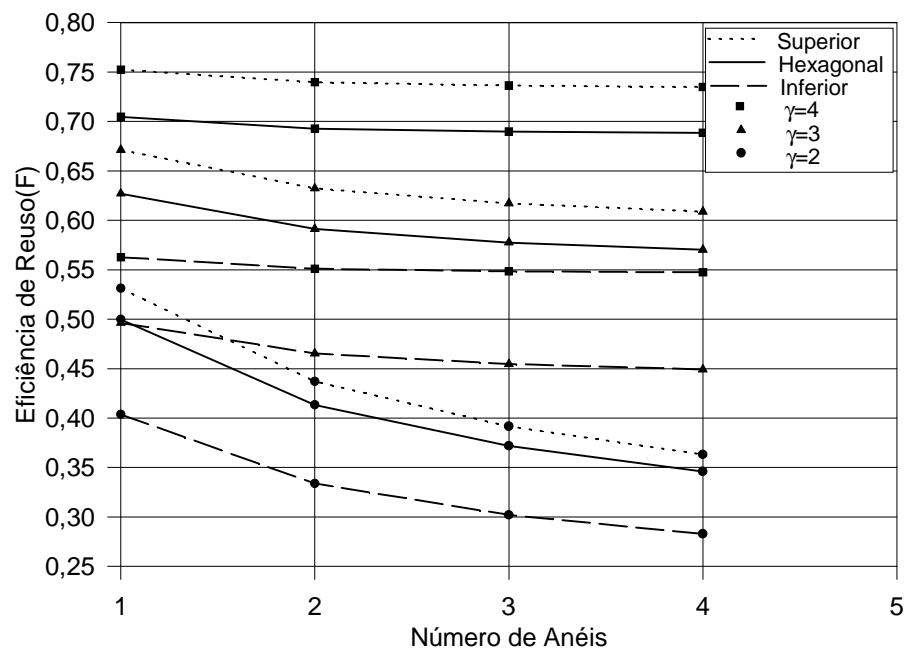


Figura (3.10): Eficiência de reuso de frequência com γ constante.

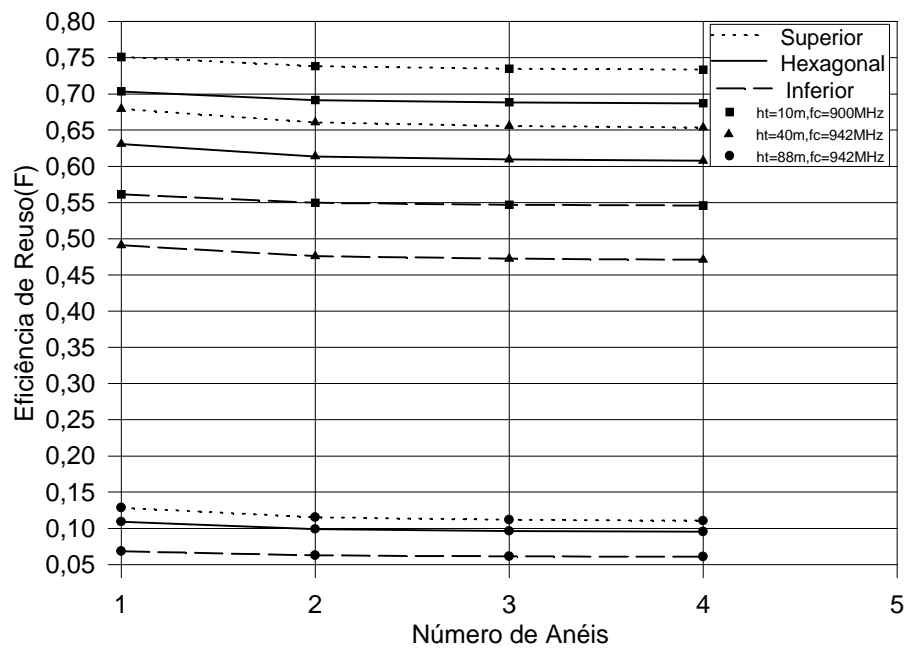


Figura (3.11): Eficiência de reuso de frequência com γ variável.

3.4 – Cálculo do Fator F com Densidade de Usuários e Expoente de Propagação Variáveis

O método desenvolvido por Yacoub e d'Ávila [Yac98] permite calcular o fator F relativo a qualquer célula que faça parte de um sistema celular CDMA; isso sem que, necessariamente, essas células apresentem uma densidade de usuários única e uniforme.

3.4.1 – Determinação do Fator F

O desenvolvimento desse método parte da própria definição de eficiência de reuso de frequência, expressa na forma:

$$F_j = \frac{K_j}{K_j + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N K_i} \quad (3.62)$$

na qual:

i: Ordem de qualquer célula do sistema celular.

j: Ordem da célula na qual se calcula o fator F.

F_j : Eficiência de reuso da célula j.

K_i : Potência com que a célula i interfere na célula j.

K_j : Potência interferente devida aos usuários internos.

N: Ordem máxima das células do sistema.

A equação (3.62) pode ser reescrita como:

$$F_j = \frac{1}{H_j} \quad (3.63)$$

Sendo que a função H_j é escrita na forma:

$$H_j = \sum_{i=1}^N \frac{K_i}{K_j} \quad (3.64)$$

Para o cálculo da potência interferente K_i parte-se do princípio que:

i) O modelo de perda de percurso utilizado considera que a relação entre a potência recebida e a transmitida (P_r/P_t), ou seja, a perda de percurso é diretamente proporcional à distância receptor-transmissor (d) elevada a um fator γ dependente do ambiente celular, conforme inicialmente expresso pela equação (3.3), ou seja:

$$P_r = C \frac{P_t}{d^\gamma} \quad (3.65)$$

ii) Cada célula i apresenta uma densidade de tráfego $\rho_i(x,y)$, definida como:

$$\rho_i(x,y) = \begin{cases} \rho_i & (x,y) \in A_i \\ 0 & (x,y) \notin A_i \end{cases} \quad (3.66)$$

Na qual ρ_i é uma constante e A_i representa a área de abrangência da célula i .

iii) Admite-se que a potência do sinal das UMs situadas em uma célula alcança a ERB dessa célula em um nível S_c , ou seja, as UMs estão sob controle perfeito de potência em suas respectivas células. Considera-se, também, que essas UMs transmitem com um fator de atividade vocal médio β . O produto desses fatores é expresso por meio da constante v .

Tomando-se por base a obtenção da equação (3.7) é possível expressar a potência interferente K_i da seguinte forma:

$$K_i = \int_{A_i} v \left(\frac{r}{\sqrt{d_i^2 + r^2 + 2rd_i \cos \theta}} \right)^{\gamma} \rho_i(x,y) dA_i \quad (3.67)$$

Na qual r é a distância entre uma UM interferente e a ERB na qual está conectada e d_i é a distância entre a célula i interferente e a célula j para a qual se realiza o cálculo de K_i .

Fazendo na equação (3.67) $d_i=0$, obtém-se a expressão para K_j na forma:

$$K_j = v \rho_j A_j \quad (3.68)$$

No sistema celular é possível definir ρ_{\min} como o menor valor de ρ_i encontrado no sistema e N_{\min} como o número de células que apresentam $\rho_i = \rho_{\min}$. As células com $\rho_i > \rho_{\min}$ são expressas na forma de célula m com $m=1, \dots, N-N_{\min}$.

Toda célula m gera uma função $P_m(x,y)$ denominada densidade de tráfego *plateau* definida como:

$$P_m(x,y) = \begin{cases} L_i p & \text{para } (x,y) \in A_i \\ p & \text{para } (x,y) \notin A_i \end{cases} \quad (3.69)$$

na qual:

$$L_i = 1 + \left(\frac{\rho_i}{\rho_{\min}} - 1 \right) (N - N_{\min}) \quad (3.70)$$

e

$$p = \frac{\rho_{\min}}{N - N_{\min}} \quad (3.71)$$

A função densidade de tráfego $\rho_i(x,y)$ de qualquer célula i pode ser decomposta em uma soma de funções *plateau* do tipo $P_m(x,y)$, com $m=1, \dots, N-N_{\min}$, como mostrado a seguir:

$$\rho_i(x,y) = \sum_{m=1}^{N-N_{\min}} P_m(x_i, y_i) \quad (3.72)$$

na qual (x_i, y_i) representa um ponto no interior da célula i . Essa decomposição é chamada de **processo de decomposição de tráfego**.

Por meio da equação (3.72) é possível reescrever a equação (3.67) da seguinte forma:

$$K_i = \sum_{m=1}^{N-N_{\min}} K_{i,m} \quad (3.73)$$

na qual $K_{i,m}$ é expressa por:

$$K_{i,m} = \int_{A_i} v \left(\frac{r}{\sqrt{d_i^2 + r^2 + 2rd_i \cos \theta}} \right)^{\gamma} P_m(x_i, y_i) dA_i \quad (3.74)$$

Decompondo K_j na forma expressa na equação (3.73) tem-se K_{jm} igual a:

$$K_{jm} = \int_{A_j} v P m(x_j, y_j) dA_j \quad (3.75)$$

Fazendo uso da equação (3.73), a equação (3.64) pode ser retomada como:

$$H_j = \sum_{i=1}^N \frac{\sum_{m=1}^{N-N_{\min}} K_{im}}{\sum_{m=1}^{N-N_{\min}} K_{jm}} \quad (3.76)$$

A qual pode também ser expressa na forma:

$$H_j = \sum_{m=1}^{N-N_{\min}} B_m \quad (3.77)$$

B_m é uma representação conveniente para:

$$B_m = \frac{K_{jm}}{\sum_{d=1}^{N-N_{\min}} K_{jd}} \sum_{i=1}^N \left(\frac{K_{im}}{K_{jm}} \right) \quad (3.78)$$

Com base na equação (3.78) define-se, respectivamente, os fatores peso (W_m) e eficiência de reuso de frequência parcial (F_{jm}) como:

$$W_m = \frac{K_{jm}}{\sum_{d=1}^{N-N_{\min}} K_{jd}} \quad (3.79)$$

e

$$F_{jm} = \left[\sum_{i=1}^N \left(\frac{K_{im}}{K_{jm}} \right) \right]^{-1} \quad (3.80)$$

Desse modo toda célula m determina o cálculo de um valor W_m e de um valor F_{jm} .

Mediante as equações (3.63), (3.78), (3.79) e (3.80) é possível reescrever a equação (3.77) da seguinte forma:

$$\frac{1}{F_j} = \sum_{m=1}^{N-N_{\min}} \frac{W_m}{F_{jm}} \quad (3.81)$$

De acordo com a equação (3.75) os pesos W_m , ver equação (3.79), podem ser calculados como:

$$W_m = \frac{\int_{A_j} P_m(x_j, y_j) dA_j}{\sum_{d=1}^{N-N_{\min}} \int_{A_j} P_d(x_j, y_j) dA_j} \quad (3.82)$$

Como $P_m(x_j, y_j)$ assume valores constantes e considera-se que todas as células apresentem uma mesma área, a equação (3.82) tem como resultado:

$$W_m = \frac{P_m(x_j, y_j)}{\sum_{d=1}^{N-N_{\min}} P_d(x_j, y_j)} \quad (3.83)$$

Observando o comportamento das funções $P_m(x, y)$, $m=1, \dots, N-N_{\min}$, é possível afirmar que:

- Se a célula j apresentar $\rho_j > \rho_{\min}$, os possíveis valores de W_m serão:

$$W_m = \frac{\rho_{\min}}{\rho_j (N - N_{\min})} \quad (3.84)$$

quando $P_m(x, y)$ é gerada por uma célula i pertencente a um dos anéis do sistema celular ou:

$$W_m = \frac{\rho_{\min}}{\rho_j} \left(\frac{1}{N - N_{\min}} - 1 \right) + 1 \quad (3.85)$$

quando $P_m(x,y)$ é gerada pela célula j .

- Ao passo que, se a célula j apresentar $\rho_j = \rho_{\min}$, W_m assumirá somente o valor:

$$W_m = \frac{1}{N - N_{\min}} \quad (3.86)$$

Os valores de eficiência de reuso de frequência parciais F_{jm} são determinados conforme as condições a seguir:

- Se a célula m pertencer a um dos anéis do sistema, tem-se.

$$F_{jm} = \left[\left(\frac{1}{L_m} \right) C_1 + C_2 \right]^{-1} \quad (3.87)$$

na qual:

$$C_1 = \frac{\int_{A_m} \left(\frac{r}{\sqrt{d_m^2 + r^2 + 2rd_m \cos \theta}} \right)^{\gamma} dA_m}{A} \quad (3.88)$$

$$C_2 = \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i \notin \{j,m\}}}^N \int_{A_i} \left(\frac{r}{\sqrt{d_i^2 + r^2 + 2rd_i \cos \theta}} \right)^{\gamma} dA_i}{A} + 1 \quad (3.89)$$

- Caso a célula m seja a célula central j do sistema, F_{jm} é expresso na forma.

$$F_{jm} = \left[\left(\frac{1}{L_m} \right) C_3 + 1 \right]^{-1} \quad (3.90)$$

sendo que:

$$C_3 = \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N \int_{A_i} \left(\frac{r}{\sqrt{d_i^2 + r^2 + 2rd_i \cos \theta}} \right)^\gamma dA_i}{A} \quad (3.91)$$

nas quais A representa a área da célula. A determinação dos valores de F_{jm} é denominado **processo de avaliação parcial**.

Observando as equações (3.87) e (3.90) verifica-se que além dessas equações serem dependentes do coeficiente de propagação (γ), ou seja, do ambiente celular, são dependentes também da distância entre uma célula i e a célula central j (d_i), ou seja, da arquitetura do sistema celular.

Considerando que a arquitetura de sistema celular empregada seja a arquitetura celular hexagonal proposta em [Mac79], na qual se admite que os hexágonos regulares de lado L representem o formato real das células, este método pode ser aplicado à determinação do fator F das células de um sistema celular CDMA que apresente diferentes densidades de usuários por célula, conforme o apresentado pela figura (3.12).

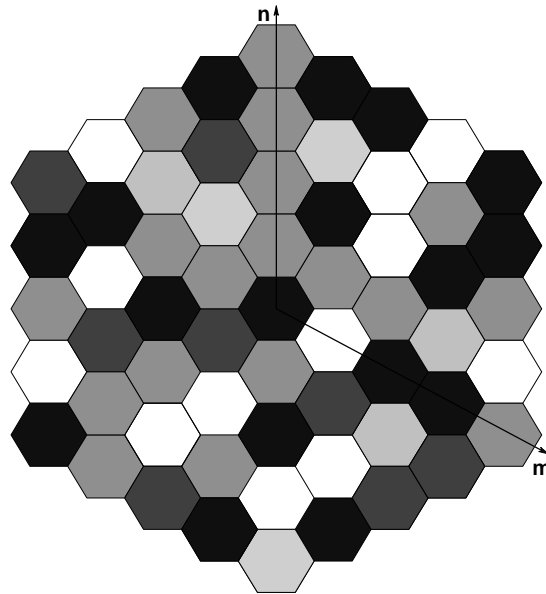


Figura (3.12): Sistema celular no qual cada célula apresenta uma particular densidade uniforme de usuários.

A figura (3.12) apresenta um hipotético sistema celular hexagonal com quatro anéis no qual a cada célula é atribuído um tom de cinza cuja intensidade é diretamente proporcional à densidade de usuários na célula. O fator F de cada uma das células pode ser determinado constatando, primeiramente, que nesse sistema as células do primeiro anel distam a mesma distância em relação à célula central j , porém, a partir do segundo anel passam a existir duas possíveis distâncias às células do segundo anel, duas às do terceiro anel e três às do quarto anel, conforme é mostrado na tabela (3.3), ver equação (3.1).

n	m	$d_i(n,m)$
1	0	L
2	0	$2L$
	1	$1,73L$
3	0	$3L$
	1	$2,65L$
4	0	$4L$
	1	$3,61L$
	2	$3,46L$

Tabela (3.3): Distâncias das células de um anel de ordem n em relação à célula central j

Como as células situadas nos anéis apresentam oito possíveis distâncias em relação à célula central j , a equação (3.87) permite obter, de acordo com as equações (3.88) e (3.89), oito possíveis curvas do tipo $F_{jm}=f(1/Lm)$. Por meio dessas oito curvas, a determinação do valor F_{jm} gerado por uma célula m resume-se em determinar a distância entre essa célula m e a célula j , verificar qual das oito possíveis curvas corresponde a essa distância e substituir nessa equação o valor $(1/Lm)$, previamente conhecido.

É possível determinar valores aproximados de F_{jm} de uma forma mais simples: admitindo que todas as células contidas em um anel do sistema celular distam uma mesma distância da célula central j , distância essa determinada pela média das possíveis distâncias entre as células do anel e a célula central j (tabela (3.3)). Sendo assim, o número de curvas do tipo $F_{jm}=f(1/Lm)$ reduziria de oito para quatro, de modo que para cada um dos anéis corresponderia uma das quatro curvas.

O cálculo de F_j considerando uma curva por anel produz resultados mais precisos à medida que o coeficiente de propagação (γ) do ambiente celular alcança valores elevados, como por exemplo $\gamma=4$. Isso pode ser explicado da seguinte forma: um ambiente celular com valor de γ elevado atenua significativamente a interferência que os anéis mais externos provocam na célula central j , de maneira que a consideração das distâncias d_i para esses anéis torna-se desprezível.

O fato de existirem células em um anel apresentando uma mesma distância em relação à célula j permite que o tráfego resultante da soma dos tráfegos de cada uma dessas células seja redistribuído entre essas mesmas células, procedimento esse chamado de **processo de redistribuição de tráfego**. Uma redistribuição conveniente do tráfego possibilita a diminuição do número de células m , repercutindo no número de W_m e F_{jm} a serem calculados.

As nove curvas do tipo $F_{jm}=f(1/L_m)$ admitindo $\gamma=4$, oito referentes aos quatro possíveis anéis nos quais uma célula m pode estar situada e uma caso determinada célula m seja a célula central j do sistema, estão ilustradas na figura (3.13) sob a forma semilogaritmica.

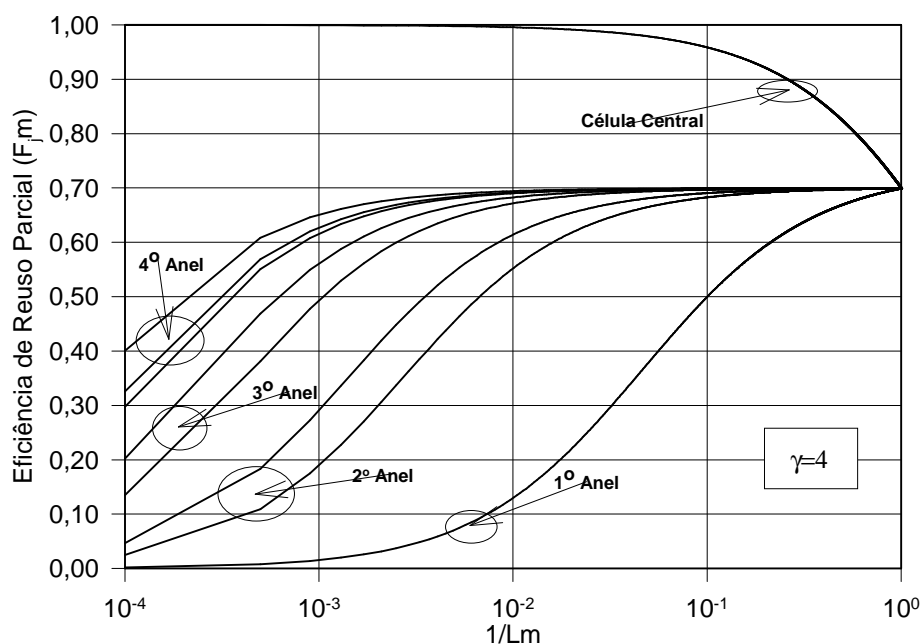


Figura (3.13): Ábaco de curvas para a determinação de $F_{jm}(1/L_m)$ em um ambiente celular com $\gamma=4$.

O ábaco de curvas mostrado na figura (3.13) (rotinas: INTEGRAL.m e CURVAS.m) é utilizado no cálculo do fator F de qualquer uma das células que compõem o sistema celular mostrado na figura (3.12) cujo ambiente celular apresenta $\gamma=4$.

De posse dos valores de W_m e de F_{jm} , a determinação do valor de F_j finaliza este método. Esse cálculo final é chamado de **processo de avaliação final**.

Para o cálculo de F de qualquer outra célula i do sistema é necessário que o processo de redistribuição de tráfego seja aplicado aos quatro anéis imaginários em torno dessa célula, assim a célula i torna-se uma célula central j do novo sistema. Observa-se que na concepção desse novo sistema algumas células do sistema original deixam de fazer parte, essas células são excluídas por considerar que não interferem significativamente no cálculo do F_j .

Nesse novo sistema, a determinação de F_j ocorre com a aplicação em seqüência dos processo de decomposição de tráfego, de avaliação parcial e de avaliação final.

Admitindo que o ambiente celular do sistema mostrado na figura (3.12) possua $\gamma=4$ e a densidade de usuários por célula seja única e uniforme, a aplicação deste método permite a determinação da eficiência de reuso de frequência considerando desde a influência apenas do primeiro anel ($N=1$) até a influência de todos os anéis do sistema ($N=4$) (rotina: FATORF05.m). A tabela (3.4) apresenta os resultados para o fator F e os situa nos intervalos já obtidos na abordagem de Kim.

N	$F_{(MacDonald)}$	F	$F_{(Kim)}$
1	0,59	0,7240	0,7787
2	0,5726	0,7059	0,7625
3	0,5682	0,7013	0,7582
4	0,5665	0,6995	0,7565

Tabela (3.4): **Resultados de Fator F para um sistema celular hexagonal com N anéis em um ambiente com $\gamma=4$**

A tabela (3.5) contém os resultados de eficiência de reuso de frequência para um sistema celular que apresente uma densidade de usuários única e uniforme por célula, com o número de anéis N no máximo igual a 4 e o coeficiente de propagação γ de seu ambiente celular possa ser igual a 2 ou 3.

$\gamma=2$		$\gamma=3$	
N	F	N	F
1	0,4937	1	0,6331
2	0,3936	2	0,5853
3	0,3473	3	0,5673
4	0,3192	4	0,5578

Tabela (3.5): Resultados de Fator F para um sistema celular hexagonal com N anéis em um ambiente com γ igual a 2 ou 3

No emprego do método de Yacoub e d'Ávila não se comete o erro presente na proposta de MacDonald, ou mesmo, o presente na proposta de Kim, ou seja, não se calcula a mais ou a menos a potência interferente devida a usuários externos à célula central. Isso porque o formato hexagonal delimita perfeitamente a região de cobertura de cada célula do sistema.

4 – CONTROLE DE POTÊNCIA

4.1 - Introdução

Os sistemas celulares tipo CDMA, definidos no padrão IS-95, controlam tanto a potência transmitida pelas ERBs (controle de potência no *link* direto) quanto a potência transmitida pelas UMs (controle de potência no *link* reverso). O sistema realiza um procedimento de controle específico em cada um de seus *links*. Porém, tem como finalidade, proporcionar um nível mínimo de qualidade para as comunicações de seus usuários; expresso por meio da FER ou da BER dos usuários.

Em uma região celular, a ERB encarregada de realizar a cobertura de sinal diminui ou aumenta a potência do canal de tráfego, respectivamente, de acordo com o recebimento, ou não, de uma mensagem do tipo PMR enviada por uma UM.

Em períodos de observação correspondentes de 56 *frames* as UMs contabilizam o número de *frames* recebidos e quantos desses apresentaram erro; esses números constituem a mensagem PMR enviada à ERB. As UM têm duas opções de envio da mensagem PMR: como primeira opção, a mensagem somente é enviada se houver a ocorrência de um segundo *frame* errado e, como segunda opção, a mensagem é sempre enviada ao término do período de observação. Sempre que uma UM envia a mensagem PMR, a contabilidade que realiza sobre os *frames* é reiniciada. Com o recebimento da mensagem PMR a potência do canal de tráfego é aumentada em aproximadamente 1dB. A ERB, contabilizando a transmissão de 80 *frames* sem o recebimento de uma mensagem PMR, reduz a potência do canal de tráfego em aproximadamente 0,25 dB e reinicia a contagem dos *frames* transmitidos.

Em virtude do *link* reverso dos sistemas CDMA ser assíncrono, o sistema torna-se vulnerável ao problema conhecido como *near-far*. O problema *near-far* é caracterizado por uma excessiva interferência promovida por sinais oriundos de UMs próximas à ERB, os quais alcançam o receptor da ERB apresentando altos níveis de potência, sobre o sinal desejado de

uma certa UM distante da ERB, com um nível de potência inferior aos demais. Esse processo degrada a qualidade da comunicação dos usuários distantes da ERB, em razão do aumento da BER, podendo resultar em uma condição que obrigue a uma redução na capacidade do *link*, com a finalidade de se alcançar uma BER máxima requerida.

Os efeitos danosos provocados pelo problema *near-far* podem ser amenizados controlando a potência transmitida pelas UMs de modo a assegurar que o nível de potência dos sinais vindos das UMs dentro de uma célula alcancem a ERB dessa célula com um mesmo nível de potência. O controle de potência necessita ser: o mais preciso possível; rápido o suficiente para compensar o *fading* tipo Rayleigh, devido à movimentação das UMs e às mudanças no sombreamento, e ter um grande range dinâmico.

O sistema CDMA definido no padrão IS-95 realiza dois procedimentos de controle de potência em seu *link* reverso, denominados, respectivamente, de controle de potência por malha aberta e controle de potência por malha fechada.

No controle de malha aberta as UMs estimam o nível da potência de transmissão em função do nível de potência do sinal piloto recebido e com as informações relativas à potência transmitida pela ERB, presentes no sinal de sincronismo. O range dinâmico é de 85 dB e a resposta é rápida, alguns microsegundos. Sendo assim, a UM assume que a perda no *link* direto e a perda no *link* reverso são iguais. Essa hipótese não é muito correta, pois, em virtude da separação de 45 MHz entre o canal direto e o canal reverso ser muito maior que a banda de coerência dos canais, os *fadings* tipo Rayleigh nesses canais comportam-se de forma independentes. Porém, experimentalmente, verifica-se que em termos de potência média a estimativa é aceitável.

O controle de malha fechada tem como objetivo combater o *fading* tipo Rayleigh. A cada 1,25 ms a ERB decide se deve enviar, ou não, um comando para aumentar, ou diminuir, em passos de 0,5 dB, a potência de transmissão da UM. Esse controle é combinado com o controle de malha aberta para finalmente obter-se o nível da potência a ser transmitida pela UM de modo a sobrepor os *fadings* e alimentar o receptor da ERB com um nível de potência constante.

Na prática, o controle de potência não é perfeito. De um modo geral, as causas que determinam o grau de imperfeição do controle de potência são a rapidez de resposta dos algoritmos de controle, a velocidade de processamento dos equipamentos envolvidos no controle adaptativo de potência, o range dinâmico dos transmissores, o passo finito adotado no controle, a estatística do canal reverso, como também, a distribuição das UMs na célula.

Dessa forma, o controle de potência tenta fazer com que o sistema sirva o máximo número de usuários permitido admitindo uma determinada BER. Como benefício adicional, tem-se a minimização da potência transmitida pelas UMs, promovendo um aumento na autonomia das baterias e uma redução na interferência em outras células.

4.2 - Justificativa Teórica para o Controle de Potência no *Link* Reverso

O fundamento teórico que justifica a necessidade de que o sinal transmitido pelas UMs cheguem em suas respectivas ERBs em um mesmo nível de potência pode ser encontrado no trabalho de Sampath et al. [Sam98]. Analisando o *link* reverso de um sistema celular do tipo CDMA, o qual disponibiliza serviços de transmissão de dados (voz, imagem etc) a diferentes taxas e com específicas exigências de QoS, e admitindo que:

- Em uma célula de um sistema CDMA o *link* reverso apresente uma capacidade para N usuários.
- Tanto a potência transmitida quanto a taxa de transmissão de cada um dos N usuários são, respectivamente, agrupadas nos vetores $\mathbf{P}=[P_1, P_2, \dots, P_N]$ e $\mathbf{R}=[R_1, R_2, \dots, R_N]$. A largura de banda W ocupada por cada usuário é fixa, já que a taxa de chip é constante. As diferentes taxas de transmissão são conseguidas com o uso de diferentes fatores de espalhamento (ganhos de processamento).
- Cada serviço utilizado pelo usuário precisa apresentar uma determinada QoS mínima que seja tolerável, expressa em termos de BER ou de FER. Considera-se que a BER ou FER requerida por um usuário i é alcançada ao satisfazer uma relação $(E_b/N_0)_i$ denotada por γ_i . Os valores γ_i formam o vetor $\mathbf{\Gamma}=[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N]$.

- Todo usuário i tem como exigência transmitir a uma taxa de no mínimo r_i com uma potência de no máximo p_i . Os valores r_i e p_i são agrupados nos vetores $\mathbf{r}=[r_1, r_2, \dots, r_N]$ e $\mathbf{p}=[p_1, p_2, \dots, p_N]$.
- O nível de potência com o qual o sinal transmitido por um usuário i chega na ERB é expresso pelo produto $h_i P_i$, sendo que h_i representa o efeito do canal sobre o nível de potência P_i . Os valores h_i constituem o vetor $\mathbf{h}=[h_1, h_2, \dots, h_N]$.
- Considera-se que o ruído de fundo seja do tipo aditivo branco e Gaussiano (AWGN), com densidade espectral de potência N_0 .

Sendo assim, a relação E_b/N_0 de cada usuário i na ERB pode ser expressa como:

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_i = \frac{W}{R_i} \frac{h_i P_i}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N h_j P_j + N_0 W} \quad (4.1)$$

No momento que um usuário i faz uso de qualquer serviço de transmissão oferecido pelo sistema, esse usuário é obrigado a propiciar certas condições que permitam a QoS requerida. Dessa forma, em um sistema com N usuários ativos, torna-se necessário determinar os vetores \mathbf{P} e \mathbf{R} de modo que suas componentes P_i e R_i satisfaçam as seguintes expressões:

$$\frac{W}{R_i} \frac{h_i P_i}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N h_j P_j + N_0 W} \geq \gamma_i \quad (4.2)$$

$$0 < P_i \leq p_i \quad (4.3)$$

$$R_i \geq r_i \quad (4.4)$$

sendo que $i=1, \dots, N$.

Caso os vetores \mathbf{P} e \mathbf{R} não existam, a solução é rejeitar a conexão de algum usuário ou relaxar algumas das exigências determinadas nos vetores $\mathbf{\Gamma}$, \mathbf{p} e \mathbf{r} . Porém, se houver mais de uma solução para os vetores \mathbf{P} e \mathbf{R} , a escolha obedecerá a algum critério de otimização.

A minimização da potência total transmitida pelos usuários em uma célula permite que a interferência em outras células também seja minimizada. Isso a torna um bom critério de otimização.

O vetor de potências \mathbf{P} pode ser minimizado ao admitir-se que tanto fatores QoS quanto as taxas R_i devem apresentar seus respectivos valores mínimos requeridos. Sendo assim, tem-se o vetor de taxas $\mathbf{R}=[r_1, r_2, \dots, r_N]$ e a equação (4.2) reescrita na forma:

$$\frac{W}{r_i} \frac{h_i P_i}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N h_j P_j + N_0 W} = \gamma_i \quad i = 1, \dots, N \quad (4.5)$$

o que representa um sistema de equações lineares, cuja equação matricial $\mathbf{AP} = \mathbf{N}_0 \mathbf{W} \mathbf{1}$ é expressa como:

$$\begin{pmatrix} \frac{Wh_1}{r_1 \gamma_1} & -h_2 & \dots & -h_N \\ -h_1 & \frac{Wh_2}{r_2 \gamma_2} & \dots & -h_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -h_1 & -h_2 & \dots & \frac{Wh_N}{r_N \gamma_N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_0 W \\ N_0 W \\ N_0 W \\ N_0 W \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Resolvendo o sistema por Regra de Cramer, pode-se escrever a solução para um dado P_i na forma:

$$\left(\frac{W}{r_i \gamma_i} + 1 \right) h_i P_i \left[1 - \sum_{j=1}^N \frac{1}{\left(\frac{W}{r_j \gamma_j} + 1 \right)} \right] = N_0 W \quad (4.7)$$

Ao aplicar a equação (4.7) em sistemas tipo CDMA IS-95, que possuem tanto taxa de bit quanto a relação E_b/N_0 requerida constantes, obtém-se um valor constante para o produto $h_i P_i$. Sendo assim, realizar o controle de potência com vistas a que o nível de potência do sinal de cada usuário chegue na ERB constante além de combater o problema *near-far* é a solução ótima que minimiza a potência total transmitida pelos usuários.

4.3 - Modelagem do *Link* Reverso de um Sistema DS/CDMA sob Controle Imperfeito de Potência

A figura (4.1) apresenta o modelo proposto por Cameron e Woerner [Cam96] para o *link* reverso de um sistema DS/CDMA assíncrono, composto de uma célula isolada que não emprega o recurso de setorização e com capacidade para K usuários. Essa modelagem tem como finalidade estimar a redução de capacidade no *link* reverso promovida por um controle imperfeito de potência, tendo como parâmetro comparativo a capacidade K' resultante de uma condição ideal de controle de potência.

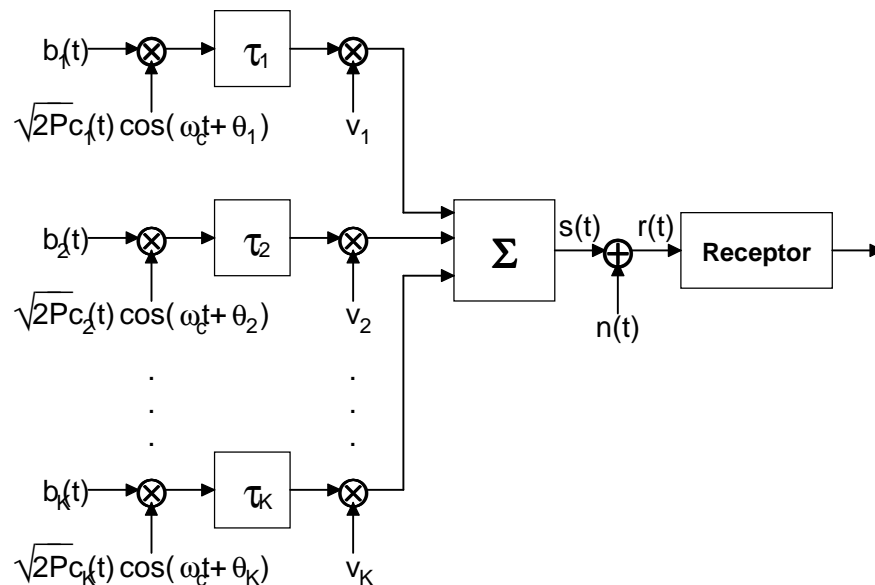


Figura (4.1): Modelagem do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência.

Nesse modelo o sinal $r(t)$ na entrada do receptor é expresso como [Pur77]:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.8)$$

sendo que $n(t)$ representa o efeito resultante de todas as interferências introduzidas pelo canal de transmissão e modelado como um ruído aditivo branco e Gaussiano (AWGN), com densidade espectral de potência N_0 . O sinal $s(t)$ resulta da soma dos sinais $s_k(t)$, com $k=1,...,K$, dos K usuários submetidos ao controle imperfeito de potência, todos na forma:

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \mathbf{v}_k \mathbf{b}_k(t - \tau_k) \mathbf{c}_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c(t - \tau_k) + \theta_k) \quad (4.9)$$

Na expressão (4.9) tem-se que:

i) $b_k(t - \tau_k)$ e $c_k(t - \tau_k)$ representam, respectivamente, o sinal de informação e o código de um usuário k que chegam ao receptor com um atraso τ_k . Os sinais $b_k(t)$ e $c_k(t)$ são definidos como:

- $b_k(t) = \pm 1$ no intervalo $jT_b \leq t < (j+1)T_b$ para $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$, sendo T_b o tempo de bit.
- $c_k(t) = \pm 1$ no intervalo $jT_c \leq t < (j+1)T_c$ para $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$, sendo T_c o tempo de chip.

A relação T_b/T_c determina o chamado ganho de processamento G_P e neste desenvolvimento considera-se ter um valor inteiro.

ii) Os termos τ_k e θ_k representam, respectivamente, o atraso de propagação e o ângulo de fase do sinal transmitido pelo usuário k . Esses atrasos e defasagens são variáveis aleatórias cujas funções densidade de probabilidade consideram-se uniformemente distribuídas sobre os intervalos $0 \leq \tau_k < T_b$ e $0 \leq \theta_k < 2\pi$, respectivamente.

iii) ω_c determina a frequência da portadora.

iv) P é uma constante que representa o nível de potência que se deseja para os sinais na entrada do receptor, obtido em uma condição de controle perfeito de potência.

v) O efeito do controle imperfeito de potência é expresso pela variável aleatória v_k , na forma:

$$v_k = \sqrt{\frac{P_k}{P}} \quad (4.10)$$

na qual P_k representa o nível de potência com o qual um usuário k sob controle imperfeito de potência chega no receptor da ERB. Dessa forma, a variável v_k tem sua função densidade de probabilidade determinada pela função densidade de probabilidade apresentada pela variável aleatória P_k .

A figura (4.2) mostra o diagrama do receptor do sinal $r(t)$, no qual se admite que primeiramente o sinal $r(t)$ é transladado em frequência para banda base, para então ser multiplicado por uma réplica da seqüência de espalhamento $c_x(t)$ em sincronismo com a do transmissor, sendo que a escolha de $c_x(t)$ deve-se ao fato de se desejar receber informações referentes ao usuário x (assim todos atrasos e defasagens são referenciados a esse usuário). Em seguida, esse sinal entra em um correlador que no instante T_b apresenta como resposta uma variável aleatória Z_x .

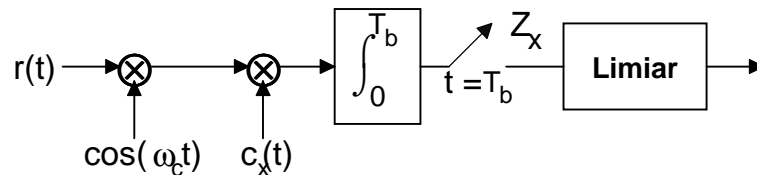


Figura (4.2): **Modelagem do receptor DS/CDMA.**

A variável aleatória Z_x é expressa na forma:

$$Z_x = \int_0^{T_b} r(t)c_x(t)\cos(\omega_c t)dt \quad (4.11)$$

Admitindo que as variáveis aleatórias v_k variam lentamente de modo a considerá-las constantes no intervalo de tempo de integração T_b e supondo que o receptor possua uma curva de resposta abaixo de $2\omega_c$, a equação (4.11) pode ser escrita como:

$$\mathbf{Z}_x = \mathbf{Inf}_x + \mathbf{Interf}_x + \boldsymbol{\eta}_x \quad (4.12)$$

sendo que:

O termo \mathbf{Inf}_x representa a informação recebida do usuário “x” afetada pela incerteza v_x de seu controle imperfeito de potência, expressa na forma:

$$\mathbf{Inf}_x = \mathbf{b}_0^{(x)} \frac{\sqrt{2P}}{2} \mathbf{T}_b v_x \quad (4.13)$$

no qual o dado desejado é $b_0^{(x)} \in \{-1,1\}$, definido sobre o intervalo de tempo $[0, T_b[$.

Já o termo \mathbf{Interf}_x representa a interferência indesejada dos demais usuários, também chamada de MAI, escrita como:

$$\mathbf{Interf}_x = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \frac{\sqrt{2P}}{2} v_k \int_0^{T_b} \mathbf{b}_k(t - \tau_k) \mathbf{c}_k(t - \tau_k) \mathbf{c}_x(t) \cos(\phi_k) dt \quad (4.14)$$

no qual $\phi_k = \theta_k - \omega_0 \cdot \tau_k$.

Observando os intervalos de integração e considerando as funções de correlação cruzada parciais par e ímpar, respectivamente, definidas por:

$$\mathbf{R}_{k,x}(\tau) = \int_0^{\tau} \mathbf{c}_k(t - \tau) \mathbf{c}_x(t) dt \quad (4.15)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{k,x}(\tau) = \int_{\tau}^{T_b} \mathbf{c}_k(t - \tau) \mathbf{c}_x(t) dt \quad (4.16)$$

A equação (4.14) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\text{Interf}_x = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K v_k \mathbf{I}_{k,x}(\mathbf{b}_k, \tau_k, \phi_k) \quad (4.17)$$

onde:

$$\mathbf{I}_{k,x}(\mathbf{b}_k, \tau, \phi) = \mathbf{T}_b^{-1} [\mathbf{b}_{-1}^{(k)} \mathbf{R}_{k,x}(\tau) + \mathbf{b}_0^{(k)} \hat{\mathbf{R}}_{k,x}(\tau)] \cos(\phi) \quad (4.18)$$

na qual $\mathbf{b}_{-1}^{(k)}$ e $\mathbf{b}_0^{(k)}$ são dois bits de dados consecutivos transmitidos pelo k-ésimo usuário no intervalo de tempo de um bit do x-ésimo usuário. Essa parcela é denominada de interferência de múltiplo acesso normalizada na saída do x-ésimo receptor devida ao k-ésimo sinal interferente e tem seus resultados limitados ao intervalo $[-1,1]$.

E, por último, o termo η_x representa a interferência devida ao ruído branco gaussiano, expressa na forma:

$$\eta_x = \int_0^{T_b} \mathbf{n}(t) \mathbf{c}_x(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4.19)$$

Devido à incerteza da variável de decisão Z_x , faz-se necessário estimar a probabilidade média de erro de bit P_e na saída do receptor. Observa-se que P_e é um fator limitante da capacidade do sistema. Admitindo que a transmissão dos dados seja equiprovável, P_e pode ser expressa como:

$$P_e = \frac{1}{2} \Pr \text{ob}[Z_x | \mathbf{b}_0^{(x)} = 1] < 0] + \frac{1}{2} \Pr \text{ob}[Z_x | \mathbf{b}_0^{(x)} = -1] > 0] \quad (4.20)$$

Considerando a simetria do problema, a equação (4.20) pode ser reescrita na forma:

$$P_e = \Pr \text{ob}[Z_x | \mathbf{b}_0^{(x)} = 1] < 0] \quad (4.21)$$

A variável de decisão Z_x , expressa em (4.12), tem sua variância $\text{var}[Z_x]$ e sua média $E[Z_x]$, respectivamente, determinadas como:

$$\text{var}[Z_x] = \text{var}[\text{Inf}_x] + \text{var}[\text{Interf}_x] + \text{var}[\eta_x] \quad (4.22)$$

sendo que:

$$\text{var}[\text{Inf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \text{var}[v_x] \quad (4.23)$$

E, de acordo com resultados apresentados por Jeszensky [Jes95], tem-se que:

$$\text{var}[\eta_x] = \frac{N_0 T_b}{4} \quad (4.24)$$

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (4.25)$$

A variável aleatória $I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)$ possui média nula e, considerando seqüências randômicas de comprimento N ($N=G_P$), tem sua variância determinada pela expressão:

$$\text{var}[I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)] = E[I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)^2] = \frac{1}{3G_P} \quad (4.26)$$

A variância do produto de n variáveis aleatórias independentes y_j , com ao menos uma apresentando média nula, pode ser determinada pela expressão:

$$\text{var}\left[\prod_{j=1}^n y_j\right]_{\substack{E[y_1]=0 \\ \text{e/ou} \\ E[y_2]=0 \\ \dots \text{e/ou} \\ E[y_n]=0}} = \prod_{j=1}^n E[y_j^2] \quad (4.27)$$

De posse do segundo momento da variável $I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)$ e utilizando a propriedade expressa em (4.27), a equação (4.25) pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[v_x^2](K-1) \quad (4.28)$$

Por meio das equações (4.23), (4.24) e (4.28), a variância de Z_x pode ser escrita como:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{PT_b^2}{2} \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2](K-1) + \frac{N_0}{2PT_b} \right] \quad (4.29)$$

Em virtude das variáveis aleatórias $I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)$ e η_x apresentarem média nula, a $E[Z_x]$ é expressa por:

$$E[Z_x] = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b E[v_x] \quad (4.30)$$

Para uma célula que comporte um grande número de usuários utilizando seqüências randômicas de espalhamento com período relativamente grande, é possível estimar, de acordo com o teorema do limite central, que a função densidade de probabilidade da variável de decisão Z_x tende a uma gaussiana. Desse modo, P_e pode ser estimada por meio da expressão:

$$P_e = Q\left(\frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left(\frac{E[v_x]}{\sqrt{\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2](K-1) + \left(2 \frac{E_b}{N_0}\right)^{-1}}}\right) \quad (4.31)$$

na qual a razão E_b/N_0 representa a relação sinal-ruído na entrada do receptor e $Q(x)$ na ausência de MAI é a função definida como:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{\left(\frac{-y^2}{2}\right)} dy \quad (4.32)$$

Admitindo que a razão E_b/N_0 seja suficientemente grande, de modo que na equação (4.31) o termo $(2 E_b/N_0)^{-1}$ possa ser considerado de pouca influência quando comparado aos demais, a P_e pode ser reescrita na forma:

$$P_e = Q \left(\frac{E[v_x]}{\sqrt{\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_P} E[v_x^2](K-1)}} \right) \quad (4.33)$$

Para um sistema sob controle perfeito de potência, tem-se que $\text{var}[v_x]=0$ e $E[v_x]=1$. Desse modo, a probabilidade média de erro de bit pode ser obtida por meio da equação (4.33) resultando:

$$P_e = Q \left(\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{3G_P}(K'-1)}} \right) \quad (4.34)$$

na qual K' representa a capacidade do *link* reverso, considerando uma condição ideal de controle perfeito de potência.

4.4 – Perda de Capacidade devida ao Controle Imperfeito de Potência

Para que o sistema sob controle imperfeito de potência tenha o mesmo desempenho que o apresentado sob uma condição ideal de controle perfeito de potência, isso em termos de probabilidade média de erro de bit, é necessário que K' sofra uma redução. Igualando os argumentos da função $Q(x)$ das equações (4.33) e (4.34) é possível determinar um fator F_R que promove essa redução de capacidade e expressá-lo na forma:

$$F_R = \frac{K}{K'} = \frac{E[v_x^2] + (K'-1)E[v_x]^2 - 3G_P \text{var}[v_x]}{K'E[v_x^2]} \quad (4.35)$$

Priscoli e Sestini [Pri96], consideram que a imperfeição no controle de potência é refletida no nível da energia por bit de informação E_{bk} , com a qual o sinal de um usuário k chega no receptor da ERB controladora da chamada. Assim, E_{bk} apresenta uma variação em torno do valor desejado E_b , de acordo com uma distribuição do tipo log-normal. Dessa forma, E_{bk} é expressa por:

$$E_{bk} = E_b 10^{(\xi_k / 10)} \quad (4.36)$$

na qual ξ_k é uma variável aleatória gaussiana com média zero e desvio padrão σ_ξ . Pode-se afirmar que quanto maior o valor de σ_ξ , expresso em dB, mais imperfeito é o controle de potência. Particularmente, a condição ideal de um controle perfeito de potência é obtida com $\sigma_\xi=0$ dB.

De acordo com a citação de Viterbi e Viterbi [Vit93], experimentalmente, verifica-se que o desvio padrão σ_ξ apresenta valores compreendidos entre 1 e 2 dB.

A variável aleatória v_k pode ser obtida por meio da equação (4.36), resultando na expressão:

$$v_k = 10^{(\xi_k / 20)} \quad (4.37)$$

cujas função densidade de probabilidade é escrita, ver Papoulis [Pap91], na forma:

$$f_{v_k}(v_k) = \frac{20 \log(e)}{\sqrt{2\pi\sigma_\xi^2} v_k} \exp \left[-\frac{(20 \log(v_k))^2}{2\sigma_\xi^2} \right] \quad (4.38)$$

De posse da equação (4.38), é possível determinar tanto a média $E[v_k]$ quanto a variância $\text{var}[v_k]$ da variável aleatória v_k e expressá-las como:

$$E[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma^2}{8}\right)} \quad (4.39)$$

$$\text{var}[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma^2}{2}\right)} - e^{\left(\frac{\sigma^2}{4}\right)} \quad (4.40)$$

nas quais σ é definido como:

$$\sigma = \frac{\sigma_{\xi}}{10 \log(e)} \quad (4.41)$$

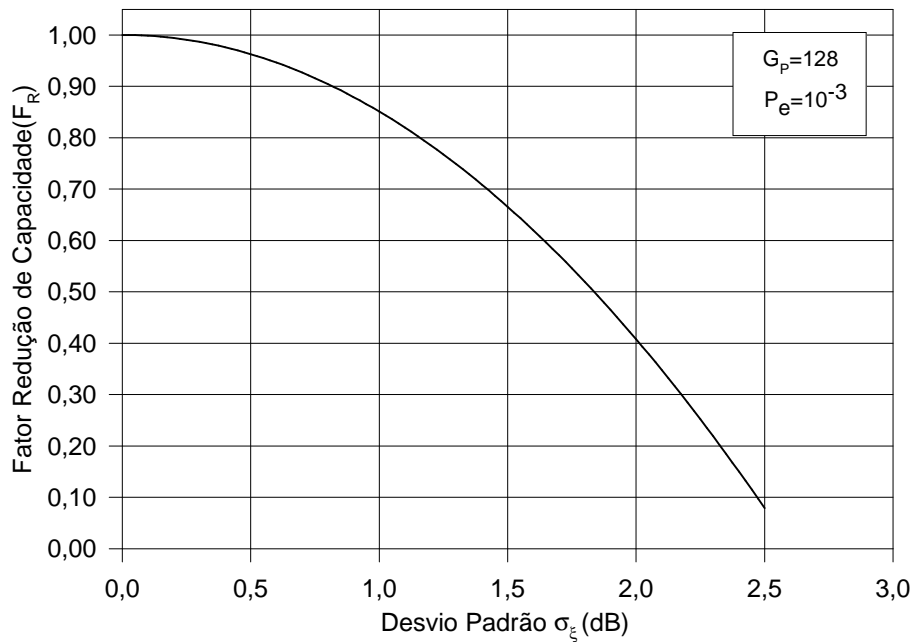


Figura (4.3): **Impacto do controle imperfeito de potência na redução de capacidade do *link* reverso.**

De posse das equações (4.34), (4.35), (4.39) e (4.40) é possível determinar a curva que expressa o fator F_R como função da imperfeição no controle de potência denotada pelo desvio padrão σ_{ξ} . A figura (4.3) apresenta a curva do fator de redução de capacidade (F_R) do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle perfeito de potência com $G_p=128$ e que admita uma probabilidade média de erro de bit P_e igual a 10^{-3} (rotina: FATPCIP.m).

Com base na curva apresentada pela figura (4.3), tem-se que para um desvio padrão σ_{ξ} variando entre 1 e 2 dB o *link* reverso sofre uma redução de capacidade entre 15% e 60%.

4.5 – Considerações sobre Detecção Multiusuário

Conforme pode ser observado na equação (4.10), na detecção da informação transmitida por um usuário x (em uma célula comportando K usuários e que utilize em sua ERB uma antena do tipo omnidirecional) a interferência promovida pelos $(K-1)$ usuários (MAI) cresce à medida que o controle de potência sobre os $(K-1)$ usuários torna-se falho e quando os códigos de espalhamento utilizados apresentam altos níveis de correlação cruzada por todo o intervalo de possíveis atrasos entre esses códigos.

A redução nos níveis da MAI colabora significativamente para o aumento de capacidade e de desempenho do sistema DS-CDMA convencional. Nesses sistemas procura-se reduzir a MAI com o emprego de:

- Novos códigos de espalhamento: Como não é possível obter códigos que sejam ortogonais entre si por todo o intervalo de possíveis atrasos, trabalha-se na construção de códigos que apresentem baixos níveis de correlação cruzada.
- Melhores algoritmos de controle de potência: O uso de algoritmos com respostas de controle mais rápidas e que monitorem mais frequentemente o nível de potência com que os sinais provenientes de UMs ativas no interior da célula são recebidos na ERB, de modo a realizar o controle do nível de potência do sinal transmitido por essas UMs procurando fazer com que todos os sinais recebidos na ERB apresentem um mesmo nível de potência.
- Setorização ou *Smart Antennas*: Antenas diretivas permitem privilegiar a recepção de sinais provenientes de determinada região da célula, a chamada setorização e, dependendo do nível de diretividade, é possível reduzir a região de recepção de sinais a uma pequena região em torno do usuário. Essas situações são, respectivamente, conseguidas com o uso de antenas com diagramas de radiação fixos (geralmente com largura de feixe de 120° ou 60°) e com as antenas com diagramas de radiação ajustados dinamicamente por meio de processamento adaptativo de sinais, as chamadas *smart antennas*.

É possível obter ganhos significativos de capacidade e melhorar o desempenho de sistemas DS-CDMA ao abandonar a técnica convencional de detecção única, na qual cada ramo do

receptor é direcionado para a obtenção do sinal de apenas um usuário, e adotar a técnica de detecção multiusuário, que utiliza informações (código, atraso, amplitude e fase) de todos os usuários com vistas a melhorar a detecção do sinal de cada usuário.

Verdú em [Ver86] propõe duas formas de se implementar detectores multiusuários ótimos, também chamados de detectores de sequência de máxima verossimilhança (MLSE). Uma consiste em um banco de filtros casados seguido de um detector de sequência de máxima verossimilhança. A outra também faz uso do banco de filtros casados, porém seguido por algoritmo de Viterbi. Detectores MLSE são de complexidade computacional proibitiva, visto que para uma sequência de máxima verossimilhança detectada tem-se ao menos 2^K possíveis sequências de transmissão para realizar uma busca exaustiva, sendo K o número de usuários ativos na célula.

Como alternativa aos detectores multiusuários ótimos tem-se os subótimos, de implementação mais realista. Os detectores subótimos recebem a classificação de lineares ou de subtrativos, cuja diferença está na forma pelo qual o detector procura reduzir a MAI de cada usuário. Os lineares procuram reduzir a MAI aplicando uma transformação linear na saída do banco de filtros casados. Já os subtrativos procuram essa redução subtraindo do sinal desejado estimativas da MAI. Tanto os detectores multiusuário subótimos lineares quanto os subtrativos apresentam formas fixas e adaptativas. Uma revisão dos principais detectores multiusuários subótimos pode ser encontrada em [Abr99a] e [Abr99b].

O potencial ganho de capacidade proporcionado a sistemas celulares DS-CDMA com o uso de detectores multiusuários é limitado caso não seja incluída no algoritmo de detecção multiusuário a MAI devida a outras células ou mesmo pelo fato de atualmente não ser praticável a detecção multiusuário nas UMs, em virtude do aumento de custo e complexidade que se acarretaria para as UMs.

O uso de detectores multiusuários oferece em potencial grandes benefícios a sistemas celulares DS-CDMA, tais como:

- Significativo aumento de capacidade: Mesmo desconsiderando no algoritmo de detecção multiusuário a MAI devida a outras células, o ganho de capacidade continua sendo significativo. Para um fator de eficiência de reuso de 0,55, o ganho máximo de capacidade é de aproximadamente 2,8.
- Utilização mais eficiente do *link* reverso: A melhoria no *link* reverso permite às UMs operarem com baixo ganho de processamento, ou seja, com uma menor largura de banda. A largura de banda em excesso poderia ser utilizada para aumentar a capacidade do *link* direto ou, conservando a largura de banda convencional, transmitir bits em uma maior taxa.
- Redução na precisão do controle de potência das UMs: Já que é possível reduzir de forma significativa a MAI, uma maior imprecisão no controle de potência é admissível.

Maiores detalhes podem ser encontrados em [Mos96] e [Woo98].

5 – SETORIZAÇÃO

5.1 – Introdução

A setorização de células é um recurso utilizado nos sistemas de telefonia celular com a finalidade de proporcionar uma redução no nível de interferência cocanal. Consiste na divisão das células em setores, sendo que cada setor é atendido por uma antena direcional específica e comporta-se como uma nova célula. As formas mais usuais de setorização são aquelas que dividem a célula em três ou em seis setores, empregando antenas direcionais de largura de feixe, respectivamente, iguais a 120° ou 60° .

Para sistemas celulares tipo FDMA, como AMPS, e tipo TDMA, como IS-136 e GSM, a redução na interferência cocanal proporciona uma melhora na relação sinal-interferência. Para sistemas celulares tipo CDMA o emprego da setorização permite um aumento significativo na capacidade do sistema, aumento esse denominado de ganho de setorização.

Nos sistemas tipo CDMA, a setorização aumenta a capacidade de tráfego em uma região geográfica sem a necessidade de inserir outras células, reduzindo a área de cobertura das já existentes. É uma forma econômica de aumentar a capacidade de tráfego do sistema, visto que evitam-se gastos com infra-estrutura para as ERBs.

5.2 – Caracterização de Antenas

As antenas, sejam elas modelos ou reais, utilizadas neste procedimento de cálculo de ganho de setorização podem ser caracterizadas de acordo com as seguintes figuras de mérito:

Diagramas de radiação

O diagrama de radiação de uma antena é um gráfico tridimensional que representa uma propriedade da antena como radiador de energia; dentre essas propriedades tem-se a

intensidade de radiação. A intensidade de radiação U em uma dada direção é definida como a potência radiada de uma antena por unidade de ângulo sólido e pode ser determinada da seguinte forma:

$$U = d^2 D_w \quad (5.1)$$

sendo que d representa a distância entre a antena e um ponto no espaço e D_w simboliza a densidade média temporal do fluxo de potência. D_w pode ser determinada tomando-se a parte real do vetor de Poynting complexo, ou seja:

$$D_w = \text{Re} \left[\frac{1}{2} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \right] \quad (5.2)$$

Na prática denomina-se de diagrama de radiação o gráfico correspondente à relação entre a intensidade de radiação U da antena e a intensidade de radiação U_r de uma antena de referência (U/U_r). Comumente utiliza-se como antena de referência uma isotrópica ideal (sem perdas), cuja intensidade de radiação é constante em todas as direções. Em coordenadas esféricas (r, φ, θ) , tem-se:

$$r = \frac{U}{U_r} = f(\varphi, \theta) \quad (5.3)$$

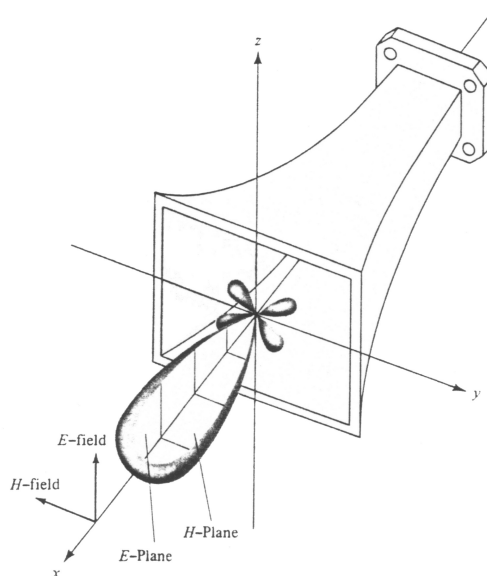


Figura (5.1): Diagrama tridimensional de radiação de uma antena tipo corneta piramidal.

Fonte: Balanis, C. A. Antenna theory: analyses and design. New York: Harper & Row Publishers, 1982. 981p.

Pelo fato de ser muito trabalhoso construir o diagrama de radiação em três dimensões, suas informações mais importantes estão expressas em dois diagramas bidimensionais denominados de diagrama de radiação horizontal e de diagrama de radiação vertical. A figura (5.1) ilustra o diagrama de radiação de uma antena tipo corneta piramidal linearmente polarizada na qual os diagramas de radiação verticais e horizontais surgem, respectivamente, da interseção desse diagrama tridimensional com os planos x-z (plano de elevação, $\varphi=0$) e x-y (plano azimutal, $\theta=90^\circ$). É importante ressaltar que os diagramas de radiação de uma antena são válidos tanto para a transmissão quanto para a recepção.

Ganho

Na prática, o ganho da antena é definido como a razão entre a intensidade máxima de radiação da antena e a intensidade de radiação de uma antena omnidirecional e sem perdas (isotrópica ideal). Nos diagramas de radiação, determina o valor máximo da relação U/U_r .

Largura de Feixe

Nos diagramas de radiação, corresponde à separação angular entre as direções nas quais a relação U/U_r apresenta uma redução de 3dB em relação a seu valor máximo (ganho da antena). O nível de potência do sinal que chega na antena seguindo essa direção é reduzido à metade do nível que teria esse sinal caso a direção fosse a de máxima radiação. O diagrama de radiação horizontal e o vertical apresentam suas respectivas larguras de feixe denominadas de largura de feixe horizontal e de largura de feixe vertical.

Razão Frente-Costa

Nos diagramas de radiação bidimensionais plotados com a relação $U/U_r=f(\theta)$ consiste na razão entre o valor máximo da relação U/U_r obtido com $\theta=0$ e o valor determinado em $\theta=\pi$. Essa informação está presente tanto no diagrama de radiação horizontal quanto no vertical.

Largura de Banda

Representa o intervalo das frequências nas quais pode-se considerar que algumas das características da antena, tais como: diagramas de radiação, ganho, razão frente-costa e largura de feixe, apresentam-se invariáveis.

5.3 – *Downtilt* de Antenas

O *downtilt* consiste em redirecionar o diagrama de radiação da antena de uma célula com a finalidade de modificar a região de cobertura da antena, permitindo dessa maneira reduzir a interferência cocanal (na medida que se limita a região de cobertura da célula) ou mesmo, cobrir regiões de sombra.

Há duas formas de realizar o *downtilt* de antenas: uma eletrônica e a outra mecânica. O *downtilt* eletrônico é realizado por meio de uma antena constituída de N elementos irradiantes dispostos em uma determinada configuração elétrica e geométrica; controlando a diferença de fase entre os N elementos é possível direcionar o ponto de radiação máxima para uma região desejada no interior da célula [Bal82]. Enquanto o *downtilt* mecânico, o mais utilizado em sistemas celulares, consiste em uma adequada inclinação na própria antena.

O procedimento de *downtilt* mecânico é desenvolvido com base no diagrama de radiação vertical da antena. De um modo geral, as antenas são inclinadas em um ângulo correspondente à metade da largura do feixe vertical da antena; esse procedimento permite que o nível da potência interferente provocada por usuários externos à célula sofra uma redução em torno de 3 dB em relação ao nível apresentado caso essas antenas estivessem perpendiculares ao plano da região de cobertura da célula [Smi96].

5.4 – Diagramas de Radiação Modelados e Reais

O cálculo do ganho de setorização é realizado sobre o diagrama de radiação horizontal da antena. Neste trabalho obtém-se resultados de ganho de setorização empregando diagramas de radiação de antenas direcionais de largura de feixe de 120° e 60°. Utilizam-se diagramas reais e modelos; os modelos configuram-se em uma boa ferramenta na ausência de diagramas reais.

O diagrama de radiação das antenas pode ser modelado por uma expressão $G(\theta)$ apresentando a forma:

$$\mathbf{G}(\theta) = \mathbf{A}\mathbf{F}(\theta) \quad (5.4)$$

na qual \mathbf{A} é uma constante, que representa o ganho da antena em relação a uma antena isotrópica e $\mathbf{F}(\theta)$ é uma função polar com as seguintes características:

- Apresenta valor máximo igual a 1 para $\theta=0$.
- Apresenta valor igual a 0,5 para $\theta=\pm\pi/3$, quando modela antenas com largura de feixe de 120° ou para $\theta=\pm\pi/6$, caso sejam antenas com largura de feixe de 60° .

Uma função com as características de $\mathbf{F}(\theta)$ pode ser obtida modificando de forma conveniente a função caracol de Pascal, como descrito a seguir.

A função caracol de Pascal [Bro84] na forma polar é definida como:

$$\rho(\theta) = a + b \cos \theta \quad (5.5)$$

sendo a e b números reais positivos não-nulos com $a \geq b$, dessa forma assegura-se valores positivos para $\rho(\theta)$.

Com o objetivo de satisfazer a primeira condição de $\mathbf{F}(\theta)$ a equação (5.5) é normalizada em relação a seu valor máximo obtendo-se uma nova equação expressa na forma:

$$\mathbf{N}(\theta) = \frac{a + b \cos \theta}{a + b} \quad (5.6)$$

A determinação da equação (5.6) pode ser simplificada expressando a relação a/b por meio de uma variável $f \geq 1$; assim sendo, essa equação pode ser reescrita como:

$$N(\theta) = \frac{f + \cos \theta}{f + 1} \quad (5.7)$$

A segunda condição de $F(\theta)$ pode ser conseguida elevando a equação (5.7) a um valor α determinado da seguinte maneira:

$$\alpha = \frac{\log(0,5)}{\log\left(\frac{f + \cos \theta}{f + 1}\right)} \quad (5.8)$$

sendo que θ pode assumir os valores $\pm\pi/3$, quando modela antenas com largura de feixe de 120° ou $\pm\pi/6$, caso modele antenas com largura de feixe de 60° .

Finalmente a equação (5.4) pode ser expressa como:

$$G(\theta) = A \left(\frac{f + \cos \theta}{f + 1} \right)^\alpha \quad (5.9)$$

A escolha de f deve ser feita tal que o diagrama de radiação modelado se assemelhe a diagramas de antenas utilizadas na prática.

Por meio da equação (5.9), a razão frente-costa FBR, em dB, pode ser calculada pela expressão:

$$\text{FBR(dB)} = 10\alpha \log\left(\frac{f + 1}{f - 1}\right) \quad (5.10)$$

Um diagrama de radiação que pode ser utilizado para simular uma setorização perfeita é o das antenas do tipo *flat-top*. Essas antenas são modelos teóricos de antenas direcionais, cuja característica é apresentar ganho igual a 0 dB para toda região do setor principal e um ganho constante ‘A’ fora dessa região. Estipulando um ganho ‘A’ bastante reduzido, tem-se um diagrama de radiação que se aproxima do ideal para uma perfeita setorização.

Quanto aos diagramas reais de radiação utilizou-se neste trabalho os obtidos experimentalmente pela indústria Decibel Products e disponibilizados em arquivos de dados no endereço <http://www.decibelproducts.com> . Esses diagramas de radiação apresentam uma resolução de um ponto por grau e o diagrama contínuo foi obtido ligando pontos consecutivos por um segmento de reta.

As figuras (5.2) e (5.3) mostram, respectivamente, os diagramas de radiação horizontais reais e modelados de antenas direcionais com largura de feixe de 120° e de 60° . Os diagramas modelados foram gerados com $f=1,1$ para a largura de feixe de 120° e $f=2,3$ para a de 60° . Para os diagramas reais utilizou-se os apresentados pela Decibel Products, para os modelos de antena DB874H120 e DB882H60 ambos obtidos na frequência de 824MHz e, respectivamente, empregados em setorizações de 120° e 60° . A seguir, pode-se constatar que o cálculo de ganhos de setorização obtidos com esses diagramas de radiação apresentam os valores que mais se aproximam dos valores médios obtidos com o uso de diagramas reais nas setorizações em 120° e em 60° .

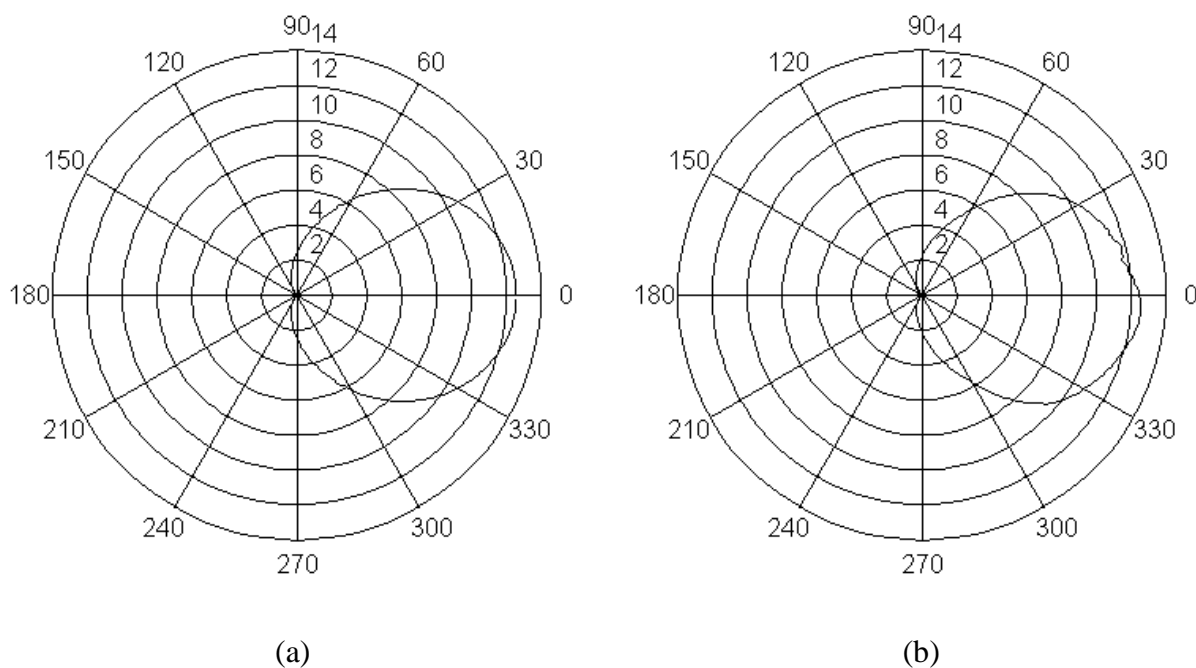


Figura (5.2): Diagramas de radiação horizontais: (a) Modelado com $f=1,1$; (b) Real com DB874H120

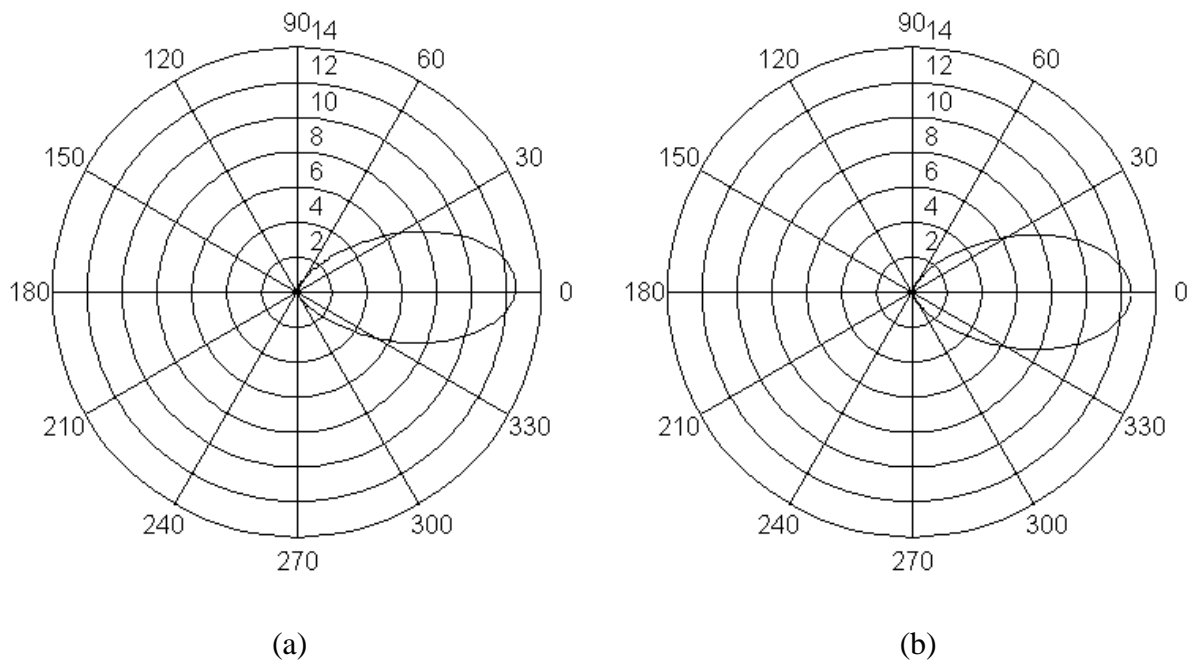


Figura (5.3): **Diagramas de radiação horizontais: (a) Modelado com $f=2,3$; (b) Real com DB882H60**

5.5 – Ganho de Capacidade devido à Setorização

Se as antenas direcionais empregadas na setorização de uma célula proporcionassem uma perfeita isolamento entre os setores, o ganho de capacidade em razão da setorização (ganho de setorização) seria de três, para uma setorização de 120° , ou de seis, para uma setorização de 60° . Como as antenas na prática não conseguem eliminar a interferência devida a usuários em outros setores, o ganho de setorização é menor que o encontrado na condição ideal de perfeita isolamento entre os setores.

O trabalho desenvolvido por Altieri et al. [Alt96] estima o ganho de setorização obtido por um sistema celular CDMA que emprega em suas células setorização de 120° . A seguir, apresenta-se o método de estimativa de ganho de setorização empregado e os resultados obtidos para setorizações de 120° e de 60° fazendo uso de diagramas de radiação de antenas usadas na prática e diagramas de radiação modelados.

Considerando que a capacidade de uma célula do sistema pode ser definida como o número máximo de usuários que a célula suporta simultaneamente de maneira que a relação E_b/I_0 dos sinais recebidos na ERBs apresente um valor nominal mínimo aceitável Γ , expresso na forma:

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{\frac{P}{R}}{N_0 + \frac{I}{W}} = \Gamma \quad (5.11)$$

na qual:

E_b : Energia de bit.

I_0 : Densidade espectral de potência do ruído mais interferência.

P : Potência média transmitida por um usuário do sistema.

R : Taxa de bits.

W : Faixa de frequência.

N_0 : Densidade espectral de potência do ruído do receptor.

I : Potência interferente recebida.

Para analisar o efeito da setorização imperfeita no ganho de capacidade do sistema, parte-se das seguintes considerações:

i) Os setores em cada célula serão identificados como: setor 1 a setor 3, em uma setorização de 120° , aqueles, respectivamente, situados nos intervalos $]-\pi/3, \pi/3]$, $]\pi/3, \pi]$ e $]\pi, 5\pi/3]$; setor 1 a setor 6, em uma setorização de 60° , aqueles, respectivamente, situados no intervalos $]-\pi/6, \pi/6]$, $]\pi/6, \pi/2]$, $]\pi/2, 5\pi/6]$, $]\pi/2, 5\pi/6]$, $]\pi/2, 5\pi/6]$, $]\pi/2, 5\pi/6]$ e $]\pi/2, 5\pi/6]$.

ii) A potência de transmissão dos usuários é controlada de forma perfeita pelo setor no qual se encontra, fazendo com que o nível de potência do sinal dos usuários alcance o receptor de seu setor em um valor constante P . Com base na afirmação anterior e admitindo que as antenas de recepção na ERB localizam-se muito próximas uma das outras, pode-se expressar a potência P_i com que o sinal de um usuário i localizado no setor 1 alcança as antenas da ERB na forma:

$$P_i = \frac{P}{G(\theta_i)} \quad (5.12)$$

na qual $G(\theta)$ é a expressão que descreve o diagrama de radiação horizontal da antena e θ_i é o chamado ângulo de chegada, formado entre a direção de chegada do sinal nas antenas e o raio central ao setor 1.

Considerando que as antenas empregadas na setorização da célula apresentem um mesmo diagrama de radiação, toda análise pode restringir-se ao setor 1. Sendo assim, o nível de potência com o qual o sinal de um usuário com ângulo de chegada θ_i alcança o receptor do setor 1 pode ser determinado para setorizações de 120° e de 60° , respectivamente, como:

$$I_i(\theta_i) = \begin{cases} P & -\pi/3 < \theta_i \leq \pi/3 \\ \frac{P}{G(\theta_i - 2\pi/3)} G(\theta_i) & \pi/3 < \theta_i \leq \pi \\ \frac{P}{G(\theta_i - 4\pi/3)} G(\theta_i) & \pi < \theta_i \leq 5\pi/3 \end{cases} \quad (5.13)$$

$$I_i(\theta_i) = \begin{cases} P & -\pi/6 < \theta_i \leq \pi/6 \\ \frac{P}{G(\theta_i - \pi/3)} G(\theta_i) & \pi/6 < \theta_i \leq \pi/2 \\ \frac{P}{G(\theta_i - 2\pi/3)} G(\theta_i) & \pi/2 < \theta_i \leq 5\pi/6 \\ \frac{P}{G(\theta_i - \pi)} G(\theta_i) & 5\pi/6 < \theta_i \leq 7\pi/6 \\ \frac{P}{G(\theta_i - 4\pi/3)} G(\theta_i) & 7\pi/6 < \theta_i \leq 3\pi/2 \\ \frac{P}{G(\theta_i - 5\pi/3)} G(\theta_i) & 3\pi/2 < \theta_i \leq 11\pi/6 \end{cases} \quad (5.14)$$

iii) Admite-se que os usuários encontram-se distribuídos uniformemente na célula, de modo que o ângulo de chegada θ_i de cada usuário possa ser considerado uma variável aleatória com

função densidade de probabilidade uniforme $f(\theta_i)$ definida entre 0 e 2π . Dessa forma, a interferência média provocada por um usuário i pode ser expressa como:

$$E[I_i(\theta_i)] = \int_0^{2\pi} I_i(\theta_i) f(\theta_i) d\theta_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_i(\theta_i) d\theta_i \quad (5.15)$$

A potência interferente média I dos $(K-1)$ usuários da célula pode ser escrita como:

$$I = \sum_{i=1}^{K-1} E[I_i(\theta_i)] = \frac{(K-1)}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_i(\theta_i) d\theta_i \quad (5.16)$$

Por meio das equações (5.13) e (5.14), a equação (5.16) pode ser reescrita, respectivamente, para as setorizações de 120° e de 60° da seguinte forma:

$$I = \frac{P(K-1)}{3} (1+m) \quad (5.17)$$

$$I = \frac{P(K-1)}{6} (1+n) \quad (5.18)$$

nas quais:

$$m = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3}^{5\pi/3} \frac{I_i(\theta)}{P} d\theta \quad (5.19)$$

$$n = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{11\pi/6} \frac{I_i(\theta)}{P} d\theta \quad (5.20)$$

iv) Admite-se que o nível da potência interferente em uma célula com N usuários que não utiliza o recurso de setorização possa ser determinado pela expressão:

$$I = P(N-1) \quad (5.21)$$

Desejando que o nível da potência interferente em uma célula setorizada seja o mesmo de uma não setorizada, tem-se que o ganho de capacidade (K/N) obtido com o recurso de setorização é igual a:

$$\left(\frac{K}{N}\right) = \frac{3}{1+m} \quad (5.22)$$

para uma setorização de 120° e

$$\left(\frac{K}{N}\right) = \frac{6}{1+n} \quad (5.23)$$

para uma setorização de 60°

Nas equação (5.22) e (5.23) é desejável que os valores de m e de n sejam aproximadamente iguais a zero, para que o ganho de setorização se aproxime do valor ideal, porém esses valores dependem de como o ganho da antena comporta-se na região externa ao lóbulo principal, de modo que quanto menores forem os ganhos nessa região menor será o valor de m ou de n.

Utilizando o software MATLAB, na sua versão 4.22b, realizou-se o cálculo numérico do ganho de setorização $G_s=K/N$, tanto para uma setorização em 120° quanto para uma setorização em 60°, considerando diagramas de radiação reais e modelados. As tabelas (5.1) e (5.2) mostram os resultados obtidos com os diagramas reais de radiação, os modelos de antena escolhidos são os destinados a sistemas celulares (rotinas: GSET120.m e GSET60.m).

Modelo	DB871H120	DB872H120	DB874H120	DB878H120
Ganho (dB)	05	08	11	14
FBR _{médio} (dB)	15,85	17,14	18,98	20,21
G _s (824 MHz)	2,32	2,27	2,28	*
G _s (835 MHz)	2,34	2,25	2,27	2,26
G _s (837 MHz)	2,30	2,26	2,26	*
G _s (849 MHz)	2,31	2,25	2,26	*

Tabela (5.1): **Antenas com diagramas de radiação reais e largura de feixe de 120°**

*:Não calculado (diagrama de radiação não disponível).

Modelo	DB881H60	DB882H60	DB884H60
Ganho (dB)	08	11	14
FBR _{médio} (dB)	24,20	27,33	29,94
G _s (824 MHz)	4,22	4,40	4,46
G _s (835 MHz)	4,29	4,50	4,50
G _s (837 MHz)	4,30	4,47	*
G _s (849 MHz)	4,29	4,50	4,49

Tabela (5.2): Antenas com diagramas de radiação reais e largura de feixe de 60°

*:Não calculado (diagrama de radiação não disponível).

As tabelas (5.3) e (5.4) mostram os resultados do cálculo de ganho de setorização realizados sobre diagramas de radiação modelados construídos a partir da equação (5.9), bem como, os de antenas do tipo *flat-top* (rotinas: GSET120.m e GSET60.m).

Modelagem	f=1,1	f=2,3	<i>Flat-top</i>	<i>Flat-top</i>	<i>Flat-top</i>
Ganho (dB)	11	11	0	0	0
FBR (dB)	33,70	17,06	6	10	100
G _s	2,25	2,15	1,99	2,49	3,00

Tabela (5.3): Antenas com diagramas de radiação modelados e largura de feixe de 120°

Modelagem	f=1,1	f=2,3	<i>Flat-top</i>	<i>Flat-top</i>	<i>Flat-top</i>
Ganho (dB)	11	11	0	0	0
FBR (dB)	139,02	67,66	6	10	100
G _s	4,43	4,40	2,65	3,98	6,00

Tabela (5.4): Antenas com diagramas de radiação modelados e largura de feixe de 60°

De acordo com as tabelas (5.1) e (5.2), o ganho de setorização médio é de 2,28 (76,16% do ganho ideal) para uma setorização em 120° e de 4,40 (73,47% do ganho ideal) para uma setorização em 60°. Os melhores valores de f encontrados para a modelagem de diagramas de radiação horizontais foram f=1,1 para os de largura de feixe de 120° e f=2,3 para os de 60°.

5.6 – Considerações sobre *Smart Antenas*

As *smart antennas* consistem de um conjunto de antenas de baixo ganho, ou mesmo omnidirecionais, dispostas espacialmente em qualquer padrão desejado. O sinal resultante desse conjunto de antenas é obtido da soma dos sinais $s_m(t)$, $m=0,\dots,M-1$, respectivamente, recebidos por M antenas do conjunto e multiplicado por fatores complexos w_m . Com um ajuste conveniente dos fatores w_m é possível extrair um sinal desejado em meio a outros sinais recebidos.

O uso de *smart antennas* nas ERBs propicia uma redução no nível da potência interferente sobre um sinal desejado. De acordo com a direção de chegada (DOA) de um sinal interferente, esse pode ser atenuado sensivelmente. Dessa forma, as *smart antennas* realizam uma separação espacial dos sinais recebidos, permitindo que diferentes usuários, quando separados espacialmente, possam dividir um mesmo espectro de frequência ou um mesmo *time-slot*; consistindo em um Múltiplo Acesso por Divisão de Espaço (SDMA).

Em um sistema celular, tanto a distorção no sinal recebido devido à interferência intersimbólica (ISI) provocada pelos atrasos nos sinais que chegam por diferentes percursos quanto a interferência cocanal provocada pelo multiacesso podem ser amenizadas com o uso de *smart antennas*.

Em virtude da excelente diretividade conseguida com as *smart antennas* somente os sinais provenientes de uma pequena região em torno da UM alvo, sinais com pequenos atrasos entre si, são recebidos na ERB com alto ganho, enquanto os sinais que chegam na ERB por outros percursos, sinais com grandes atrasos entre si, são sensivelmente atenuados. Essa filtragem temporal-espacial proporcionada pelas *smart antennas* além de permitir uma redução no nível da potência interferente, favorece o uso dos tradicionais equalizadores com o objetivo de combater a ISI, os quais são bastante eficazes quando os sinais apresentam pequenos atrasos entre si.

Nos sistemas tipo FDMA, como AMPS, ou TDMA, como IS-136, o uso de *smart antennas* torna possível que em uma determinada região geográfica, as frequências sejam reutilizadas

um maior número de vezes, ou seja, aumenta-se a capacidade dessa região, visto que a relação sinal-interferência obtida nessa nova condição é muito maior que a apresentada com o uso convencional de antenas com diagramas de radiação fixos. Nos sistema tipo CDMA, a separação espacial dos usuários no interior da célula favorece a redução da interferência tipo multiacesso (MAI), permitindo um aumento de capacidade ao sistema.

A figura (5.4) apresenta um conjunto de antenas sobre as quais incide uma onda plana com direção de propagação determinada pelo vetor \vec{d} , que forma com os eixos x e z , respectivamente, os ângulos ϕ e θ , e é explicitada a incidência da onda plana sobre uma antena “m” do conjunto. Deseja-se determinar qual a diferença de fase $\Delta\psi_m$ entre o sinal recebido pela antena “m” e o recebido em uma antena de referência “o” localizada na origem do sistema de coordenadas x, y e z .

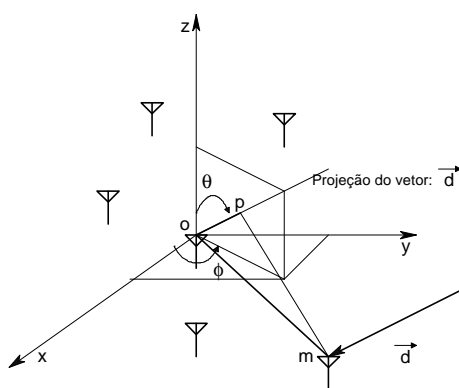


Figura (5.4): **Conjunto de antenas distribuídas no espaço.**

Com o objetivo de simplificar a análise do conjunto de antenas, admitem-se as seguintes premissas:

- O espaçamento entre as antenas é pequeno o bastante de modo a considerar que não há variação entre as amplitudes dos sinais recebidos em cada uma das antenas, sinais esses provenientes de uma mesma frente de onda.
- Não há acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto.
- A largura de banda do sinal incidente no conjunto de antenas é pequeno quando comparado com a frequência da portadora

Considerando que a antena “m” tenha as coordenadas (x_m, y_m, z_m) , a antena “o” as coordenadas $(0,0,0)$ e o ponto “p” as coordenadas (x_p, y_p, z_p) , é possível definir os vetores **op**, **om** e **mp**, respectivamente, como (x_p, y_p, z_p) , (x_m, y_m, z_m) e $(x_p - x_m, y_p - y_m, z_p - z_m)$. Os vetores **op** e **mp** são perpendiculares entre si, a diferença Δd_m entre as distâncias percorridas pelos sinais incidentes nas antenas “m” e “o” é determinada pelo módulo do vetor **op**. O produto escalar entre os vetores **op** e **mp** resulta na expressão:

$$\left| \vec{op} \right|^2 - (x_p x_m + y_p y_m + z_p z_m) = 0 \quad (5.24)$$

Com o auxílio da figura (5.4) pode-se escrever que:

$$x_p = \left| \vec{op} \right| \cos \phi \sin \theta \quad (5.25)$$

$$y_p = \left| \vec{op} \right| \sin \phi \sin \theta \quad (5.26)$$

$$z_p = \left| \vec{op} \right| \cos \theta \quad (5.27)$$

De posse das equações (5.24), (5.25), (5.26) e (5.27), é possível expressar Δd_m na forma:

$$\Delta d_m = x_m \cos \phi \sin \theta + y_m \sin \phi \sin \theta + z_m \cos \theta \quad (5.28)$$

Dessa maneira, a diferença de fase $\Delta \psi_m$ pode ser determinada como:

$$\Delta \psi_m = \beta \Delta d_m = \beta (x_m \cos \phi \sin \theta + y_m \sin \phi \sin \theta + z_m \cos \theta) \quad (5.29)$$

na qual $\beta = 2\pi/\lambda$ representa a constante de fase da onda. O fator λ denota o comprimento de onda da frequência portadora do sinal.

Comumente, as *smart antennas* são constituídas de antenas dispostas linearmente e igualmente espaçadas entre si (LES). A figura (5.5) mostra o plano de corte xy de uma hipotética *smart antenna* do tipo LES com M elementos radiantes dispostos ao longo do eixo x e espaçados por uma distância Δx .

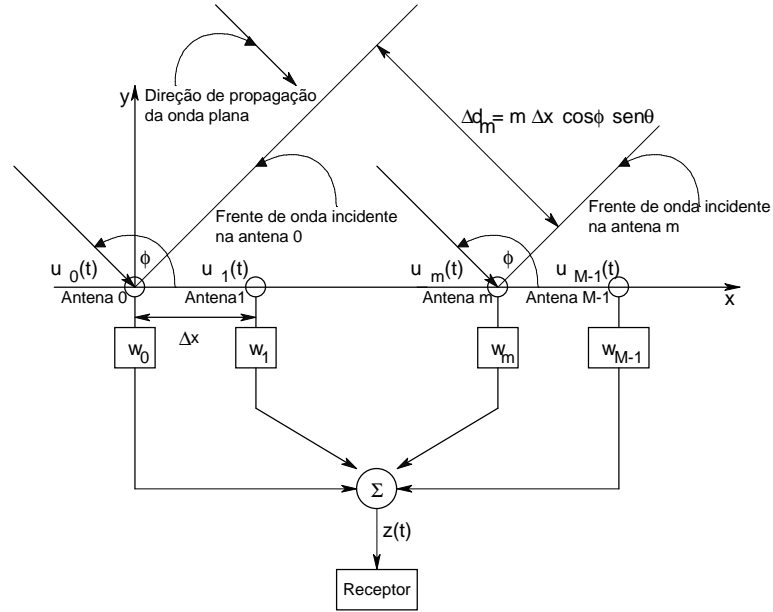


Figura (5.5): Conjunto de antenas linearmente distribuídas.

Admite-se que o sinal $s(t)$ seja a representação em banda base do sinal recebido em cada antena do conjunto, bem como, o conjunto seja formado de antenas do tipo isotrópica sem perdas. O sinal recebido em uma antena “m” pode ser expresso como:

$$\mathbf{u}_m(t) = A s(t) e^{-j\beta \Delta d_m} = A s(t) e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} \quad (5.30)$$

sendo A um ganho constante e comum a todos os sinais $u_i(t)$, $i=0, \dots, M-1$.

Sendo assim, o sinal de saída $z(t)$ do conjunto de antenas pode ser escrito na forma:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \mathbf{u}_m(t) = A s(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} = A s(t) f(\theta, \phi) \quad (5.31)$$

cujas potência P_r entregue ao receptor é determinada pela expressão:

$$P_r = \frac{1}{2} |z(t)|^2 = \frac{1}{2} |A s(t)|^2 |f(\theta, \phi)|^2 \quad (5.32)$$

Ajustando os fatores w_m em $|f(\theta, \phi)|^2$ é possível direcionar o ponto de ganho máximo do lóbulo principal do conjunto de antenas para qualquer direção (θ_0, ϕ_0) desejada. Como exemplo, ao considerar que os fatores w_m podem ser expressos na forma:

$$w_m = e^{j\beta m \Delta x \cos \phi_0} \quad (5.33)$$

e que o valor desejado para θ_0 seja $\pi/2$, o fator $|f(\theta, \phi)|^2$ pode ser escrito como:

$$|f(\theta, \phi)|^2 = \left[\frac{\sin \left(\pi M \left(\frac{\Delta x}{\lambda} \right) (\cos \phi \sin \theta - \cos \phi_0) \right)}{\sin \left(\pi \left(\frac{\Delta x}{\lambda} \right) (\cos \phi \sin \theta - \cos \phi_0) \right)} \right]^2 \quad (5.34)$$

Considerando que a direção θ das ondas incidentes nas antenas do conjunto seja $\pi/2$, uma hipótese bastante razoável para muitos sistemas celulares, a equação (5.34) é reescrita na forma:

$$|f(\pi/2, \phi)|^2 = \left[\frac{\sin \left(\pi M \left(\frac{\Delta x}{\lambda} \right) (\cos \phi - \cos \phi_0) \right)}{\sin \left(\pi \left(\frac{\Delta x}{\lambda} \right) (\cos \phi - \cos \phi_0) \right)} \right]^2 \quad (5.35)$$

representando a expressão do diagrama de radiação horizontal de um conjunto de antenas LES. De posse da equação (5.35), o ganho apresentado por esse conjunto de antenas pode ser determinado pela equação:

$$G = \lim_{\phi \rightarrow \phi_0} |f(\pi/2, \phi)| = M^2 \quad (5.36)$$

Um conjunto cujo número de antenas M seja igual a 16 e a relação $\Delta x/\lambda$ seja $1/2$, sob controle dos fatores w_m , privilegia as ondas incidentes com DOA igual a ϕ_0 empregando um diagrama de radiação horizontal definido pela expressão:

$$|f(\pi/2, \phi)|^2 = \left[\frac{\text{sen}(8\pi(\cos \phi - \cos \phi_0))}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}(\cos \phi - \cos \phi_0)\right)} \right]^2 \quad (5.37)$$

As figuras (5.6)(a) e (5.6)(b) mostram os gráficos polares da equação (5.37) considerando que as direções preferenciais de chegada ϕ_0 sejam os ângulos de 30° e de 60° , respectivamente.

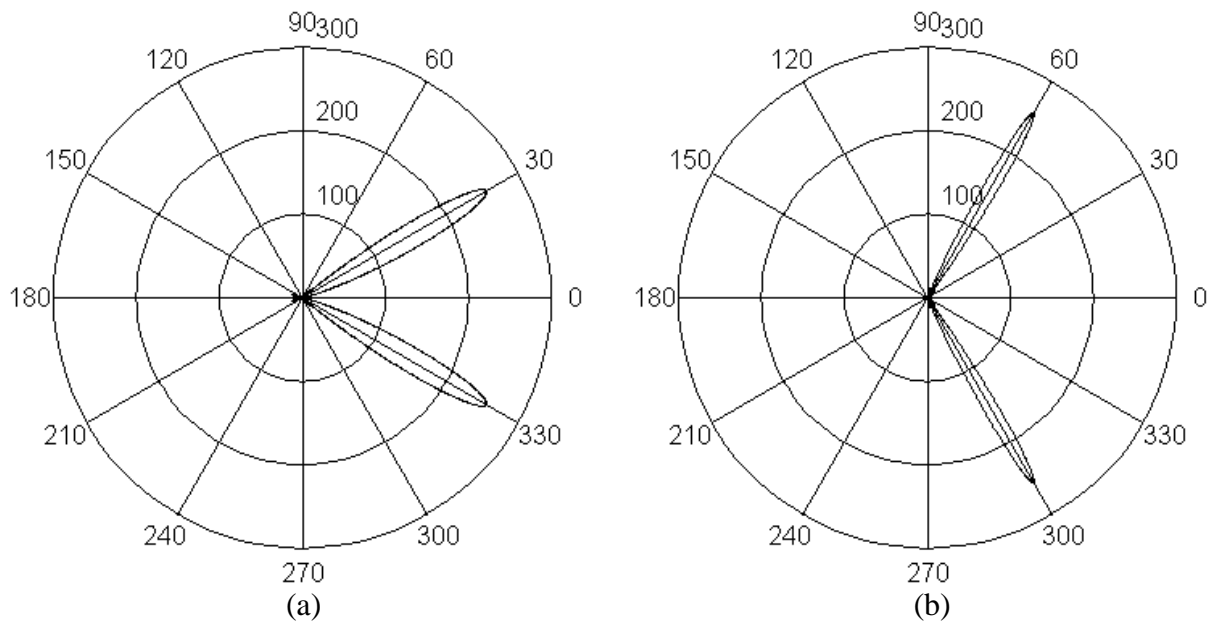


Figura (5.6): Diagramas de radiação horizontais de um conjunto de 16 antenas omnidirecionais dispostas linearmente e espaçadas de $\Delta x = (1/2)\lambda$: (a) com direção preferencial de chegada $\phi_0 = 30^\circ$ e (b) com direção preferencial de chegada $\phi_0 = 60^\circ$.

A interferência I sobre o sinal de um usuário com direção de chegada ϕ_0 , promovida pelos demais usuários presentes na célula, pode ser estimada considerando, primeiramente, que os usuários estejam sob um controle perfeito de potência e, em razão disso, o sinal de um usuário i com direção de chegada ϕ alcança a ERB em um nível de potência P_i determinado pela expressão:

$$P_i = \frac{P}{G} \quad (5.38)$$

na qual P é o nível de controle perfeito de potência e G o ganho do conjunto de antenas LES. Por meio da equação (5.37), a interferência I_i devida ao usuários i é escrita na forma:

$$I_i(\phi) = \frac{P}{G} |f(\pi/2, \phi)|^2 \quad (5.39)$$

De posse da equação (5.39), a interferência I pode ser estimada pela equação:

$$I = \iint_A I_i(\phi) \rho dA \quad (5.40)$$

na qual A representa a região celular e ρ a densidade de usuários na célula. Admitindo que os usuários estejam uniformemente distribuídos na célula, é possível reescrever a equação (5.40) na forma:

$$I = \frac{PU}{2\pi G} \int_0^{2\pi} |f(\pi/2, \phi)|^2 d\phi \quad (5.41)$$

sendo U , o número de usuários na célula.

Na equação (5.41), o produto PU expressa o nível aproximado da potência interferente sobre o sinal de um usuário sob controle perfeito de potência em uma célula isolada. A redução no nível da potência interferente PU obtida com o uso de um conjunto de antenas LES pode ser estimada por meio de um fator R determinado pela expressão:

$$R = \frac{2\pi G}{\int_0^{2\pi} |f(\pi/2, \phi)|^2 d\phi} \quad (5.42)$$

A figura (5.7) apresenta a curva do fator de redução de interferência R que um conjunto de antenas LES com 16 ou 32 elementos radiantes proporciona ao sinal de determinado usuário com direção de chegada ϕ_0 variando entre 0 e 180°. De acordo com a curva do fator R , a

redução de interferência é mais significativa quando os sinais alcançam o conjunto de antenas seguindo uma direção perpendicular ao plano das antenas.

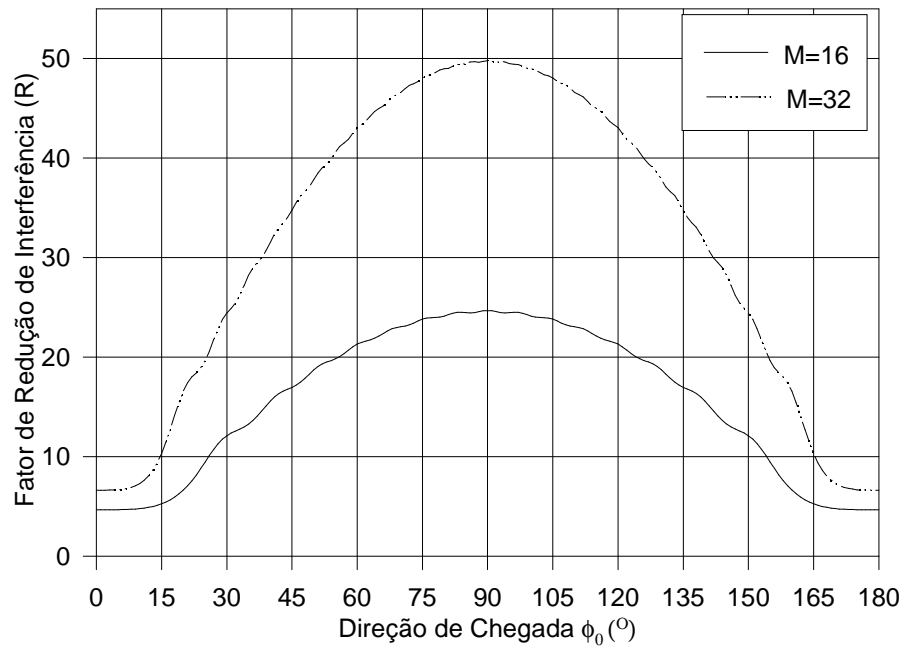


Figura (5.7): Fator de redução de interferência de um conjunto de antenas LES com $M=16$ e com $M=32$.

6 – MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL

6.1 – Introdução

Em uma conversação telefônica *full-duplex* observa-se que em cada canal o sinal de voz não está presente por todo o tempo de duração da chamada, visto que parte desse tempo cada usuário somente ouve seu interlocutor, bem como, ocorrem pequenas pausas entre palavras e, até mesmo, entre sílabas e períodos de silêncio mútuo. Define-se fator de atividade vocal como o percentual do tempo de duração da chamada em que se identifica a presença de sinal de voz no canal; caracterizada quando o nível desse sinal encontra-se acima de determinado limiar.

No trabalho de Fraser et al. [Fra61], verifica-se em um experimento realizado com 74 pessoas em 32 conversações telefônicas que ao se considerar como sinal de voz todo sinal com nível acima de -40 dBm tem-se, em média, cada canal apresentando atividade vocal em cerca de 40% do tempo de duração da conversação. Já um experimento conduzido por Brady [Bra68] com 32 pessoas em 16 conversações telefônicas, fazendo uso de um detector de voz com limiares em -45 dBm, -40 dBm e -35 dBm, observa-se que utilizando o limiar de decisão em -40 dBm, em média, cada canal apresenta um fator de atividade vocal de 39,5%, sendo que o desvio padrão apresentado pelas amostras é de 8,37%. Em sistemas móveis o ruído de fundo e as vibrações podem ativar o detector de atividade de voz. Sendo assim, um fator de atividade de voz médio em sistemas desse tipo é de 50% [Rap96].

Em sistemas DS/CDMA, definidos no padrão IS-95, uma forma de reduzir a interferência tipo multiacesso (MAI) é diminuir a energia contida em cada *frame* transmitido por um usuário; fazendo uso de *vocoders* com a taxa de transmissão de bits em um nível mínimo nos períodos de ausência de atividade vocal e em três possíveis níveis nos períodos de atividade vocal. Dessa forma, diminuindo-se a interferência que cada usuário causa nos demais é possível proporcionar um aumento de capacidade ao sistema. Nos sistemas FDMA e TDMA o uso

dessa característica com vistas a um aumento de capacidade demandaria um complicado controle na alocação de canais.

O *vocoder* utilizado no padrão IS-95 é do tipo CELP. Nesse tipo de *vocoder* para cada trecho de 20 ms (*frames*) de sinal de voz além de determinar se o segmento é vocálico ou não-vocálico e obter, fazendo uso de técnicas de predição linear, os coeficientes do filtro sintetizador de voz, encontra, dentre um conjunto de sinais estocásticos (ruído branco Gaussiano de média nula), o que melhor sintetiza o trecho vocálico quando utilizado como excitação do filtro sintetizador. Essas informações, codificadas em seqüências de bits, são transmitidas e no receptor, outro filtro sintetizador reconstitui a versão aproximada do trecho de voz.

Durante os períodos em que não há atividade vocal, a taxa de bit na entrada do codificador convolucional é de 1200 bps enquanto que nos períodos de atividade vocal a taxa de bit pode ser de 2400, 4800 ou 9600 bps. Quanto maior a taxa, melhor a fidelidade do trecho de voz sintetizado. O limiar que caracteriza os períodos de presença e de ausência de atividade vocal é alterado de acordo com o nível de ruído de fundo, de modo que as maiores taxas são ativadas somente durante a existência de sinal de voz.

Com o uso de *vocoders* é possível conseguir baixíssimas taxas de transmissão de bits, quando comparada com uma codificação PCM. Porém, esses codificadores são pouco robustos e seu desempenho tende a ser dependente do locutor. Melhores ganhos de codificação podem ser obtidos ao se utilizar o fato que as componentes de alta frequência da banda do sinal de voz contribuem muito pouco com a energia total do sinal e, com base nessa propriedade, realizar uma codificação por sub-bandas.

De acordo com a figura (6.1), cada *frame* de 20 ms transmitido no *link* reverso é composto, dependendo da taxa, de 2, 4, 8 ou 16 grupos de 12 bits, denominados de grupo de controle de potência. O sistema se encarrega de dispor de forma aleatória esses grupos dentro do *frame*. Dessa forma, dentro do período de um *frame* o sistema pode transmitir por todos os 20 ms ou em intervalos de 1,25 ms, determinados aleatoriamente. No *link* direto, a transmissão à taxa de 9600 bps ocorre da mesma forma que a do *link* reverso. Porém, para transmitir em taxas

mais baixas cada bit em um grupo de controle de potência tem sua largura estendida e sua potência reduzida por um fator 2, 4 ou 8 vezes, respectivamente, de acordo com as taxas de 4800, 2400 e 1200 bps. Sendo assim, a transmissão no *link* direto ocorre de forma contínua, mas com potência reduzida.

De posse dessas informações, tem-se como objetivo determinar o ganho médio de capacidade do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência fazendo uso do recurso de monitoramento da atividade vocal. Essa determinação será em relação ao *link* reverso de um sistema no qual o controle de potência é perfeito, porém não se utiliza o recurso de monitoramento da atividade vocal.

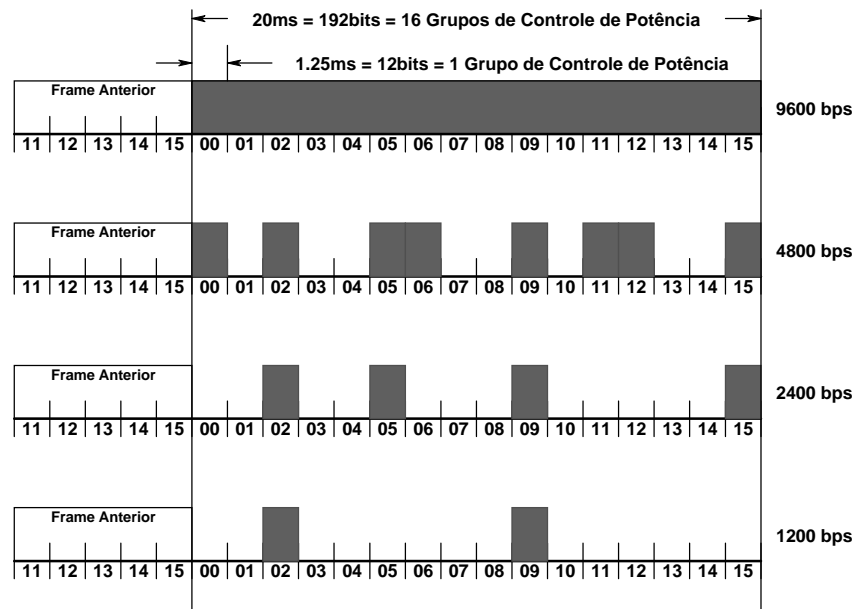


Figura (6.1): Grupos de controle de potência transmitidos em função da taxa de bit.

6.2 – Ganho de Capacidade devido ao Monitoramento da Atividade Vocal

Admitindo que para o cálculo do ganho médio de capacidade obtido com a transmissão de *frames* a taxas variáveis, o efeito de transmitir *frames* à taxa variável seja o mesmo que o

obtido com a recepção à taxa máxima de 9600 bps, porém com bits em um nível de energia E_b igual a:

$$E_b = P T_b \alpha \quad (6.1)$$

sendo P a potência do sinal sob uma condição de controle perfeito de potência, T_b o tempo de bit e α uma variável que, de acordo com a taxa 1200, 2400, 4800 ou 9600 bps, pode assumir, respectivamente, os valores 0,125, 0,25, 0,5 ou 1. Em virtude da taxa de transmissão de bits constituir-se em um evento aleatório, α , na realidade, é uma variável aleatória discreta.

Com base na modelagem do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência, descrito no item (4.3), e admitindo que o ruído branco gaussiano $n(t)$ seja de pouca influência, a variável aleatória Z_x é escrita na forma:

$$Z_x = \text{Inf}_x + \text{Interf}_x \quad (6.2)$$

sendo que:

O termo Inf_x que representa a informação recebida do usuário x afetada pela incerteza v_x de seu controle imperfeito de potência, continua sendo expresso na forma:

$$\text{Inf}_x = b_0^{(x)} \sqrt{\frac{P}{2}} T_b v_x \quad (6.3)$$

na qual $b_0^{(x)}$ representa o dado transmitido pelo usuário x , podendo assumir o valor -1 ou 1 .

De posse da equação (6.1), tem-se a interferência indesejada dos demais usuários, a chamada MAI, reescrita como:

$$\text{Interf}_x = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \sqrt{\frac{P}{2}} v_k \alpha_k \int_0^{T_b} b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_x(t) \cos(\phi_k) dt \quad (6.4)$$

Em concordância com o desenvolvimento apresentado no item 4.3, a equação (6.4) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\mathbf{Interf}_x = \sqrt{\frac{\mathbf{P}}{2}} \mathbf{T}_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \mathbf{v}_k \alpha_k \mathbf{I}_{k,x}(\mathbf{b}_k, \tau_k, \phi_k) \quad (6.5)$$

A probabilidade média de erro de bit P_e , fator limitante da capacidade do sistema, é expressa pela equação (4.21) na forma:

$$P_e = \Pr \text{ ob}[\mathbf{Z}_x |_{b_0^{(x)}=1} < 0] \quad (6.6)$$

A variável de decisão Z_x tem sua variância $\text{var} [Z_x]$ e sua média $E[Z_x]$, respectivamente, expressas como:

$$\text{var}[\mathbf{Z}_x] = \text{var}[\mathbf{Inf}_x] + \text{var}[\mathbf{Interf}_x] \quad (6.7)$$

na qual:

$$\text{var}[\mathbf{Inf}_x] = \frac{\mathbf{P} \mathbf{T}_b^2}{2} \text{var}[\mathbf{v}_x] \quad (6.8)$$

$$\text{var}[\mathbf{Interf}_x] = \frac{\mathbf{P} \mathbf{T}_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[\mathbf{v}_k \alpha_k \mathbf{I}_{k,x}(\mathbf{b}_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (6.9)$$

Fazendo uso dos resultados expressos pelas equações (4.26) e (4.27), a equação (6.9) pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\mathbf{Interf}_x] = \frac{\mathbf{P} \mathbf{T}_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[\mathbf{v}_x^2] E[\alpha^2] (K - 1) \quad (6.10)$$

De posse das equações (6.8) e (6.10), a variância de Z_x é determinada pela expressão:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{\mathbf{P}\mathbf{T}_b^2}{2} \left[\text{var}[\mathbf{v}_x] + \frac{1}{3\mathbf{G}_p} \mathbf{E}[\mathbf{v}_x^2] \mathbf{E}[\alpha^2] (\mathbf{K} - 1) \right] \quad (6.11)$$

Em razão da variável aleatória $I_{k,x}(\mathbf{b}_k, \tau, \phi)$ ter média nula, a $\mathbf{E}[Z_x]$ é escrita na forma:

$$\mathbf{E}[Z_x] = \sqrt{\frac{\mathbf{P}}{2}} \mathbf{T}_b \mathbf{E}[\mathbf{v}_x] \quad (6.12)$$

Com a hipótese da função densidade de probabilidade da variável Z_x comportar-se como uma gaussiana, P_e pode ser estimada pela expressão:

$$P_e = Q\left(\frac{\mathbf{E}[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left(\frac{\mathbf{E}[\mathbf{v}_x]}{\sqrt{\text{var}[\mathbf{v}_x] + \frac{1}{3\mathbf{G}_p} \mathbf{E}[\mathbf{v}_x^2] \mathbf{E}[\alpha^2] (\mathbf{K} - 1)}}\right) \quad (6.13)$$

Retomando a equação (4.34) que estima P_e de um sistema sob controle perfeito de potência por meio da expressão:

$$P_e = Q\left(\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{3\mathbf{N}} (\mathbf{K}' - 1)}}\right) \quad (6.14)$$

O ganho médio obtido com o emprego do recurso de monitoramento da atividade vocal sob uma condição de controle imperfeito de potência pode ser estimado igualando os argumentos da função $Q(x)$ das equações (6.13) e (6.14), o que resulta na forma:

$$\mathbf{G}_{\text{ATV}} = \frac{\mathbf{K}}{\mathbf{K}'} = \frac{\mathbf{E}[\mathbf{v}_x^2] \mathbf{E}[\alpha^2] + (\mathbf{K}' - 1) \mathbf{E}[\mathbf{v}_x]^2 - 3\mathbf{G}_p \text{var}[\mathbf{v}_x]}{\mathbf{K}' \mathbf{E}[\mathbf{v}_x^2] \mathbf{E}[\alpha^2]} \quad (6.15)$$

A variável aleatória v_x tem sua média $E[v_x]$ e variância $\text{var}[v_x]$, respectivamente, determinadas pelas equações (4.39) e (4.40).

Em relação à caracterização estatística da variável aleatória α torna-se necessário conhecer tanto a estimativa do fator de atividade vocal β dos usuários quanto a estimativa do uso que o *vocoder* faz das diferentes taxas de bits durante a codificação dos *frames* de sinal de voz. Dessa forma, com base em um critério puramente arbitrário de performance para o sistema que associa melhor qualidade de voz com o uso mais freqüente de maiores taxas de bits, definiram-se possíveis funções densidade de probabilidade (fdp) para a variável α .

1) Condição de boa qualidade de voz. Considera-se que durante os períodos de atividade vocal os *frames* são transmitidos à taxa máxima de 9600 bps. Sendo assim, fdp de α é definida como:

$$P_1(\alpha) = \beta\delta(\alpha - 1) + (1 - \beta)\delta(\alpha - 0,125) \quad (6.16)$$

e o segundo momento da variável aleatória α , $E[\alpha^2]$, pode ser expresso como:

$$E[\alpha^2] = \frac{63\beta + 1}{64} \quad (6.17)$$

2) Condição de média qualidade de voz. Estipula-se que durante os períodos de atividade vocal 50% dos *frames* são transmitidos com taxa de 9600 bps, 25% à taxa de 4800 bps e os 25% restantes à taxa de 2400 bps, resultando em escrever uma fdp na forma:

$$P_2(\alpha) = 0,5\beta\delta(\alpha - 1) + 0,25\beta\delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta\delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta)\delta(\alpha - 0,125) \quad (6.18)$$

e em expressar $E[\alpha^2]$ como:

$$E[\alpha^2] = \frac{36\beta + 1}{64} \quad (6.19)$$

3) Condição de aceitável qualidade de voz. Admite-se que durante os períodos de atividade vocal 25% dos *frames* são transmitidos com taxa de 9600 bps, 50% à taxa de 4800 bps e os 25% restantes à taxa de 2400 bps, o que resulta em expressar a fdp como:

$$P_3(\alpha) = 0,25\beta\delta(\alpha - 1) + 0,5\beta\delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta\delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta)\delta(\alpha - 0,125) \quad (6.20)$$

e o $E[\alpha^2]$ na forma:

$$E[\alpha^2] = \frac{24\beta + 1}{64} \quad (6.21)$$

As figuras a seguir mostram a curva de ganho de capacidade proporcionado ao *link* reverso de um sistema DS/CDMA que faz uso do recurso de monitoramento de atividade vocal tanto sob controle perfeito quanto imperfeito de potência. Considera-se que o sistema apresente $G_p=128$ e admita uma probabilidade média de erro de bit $P_e=10^{-3}$ (rotina: FATGATV.m).

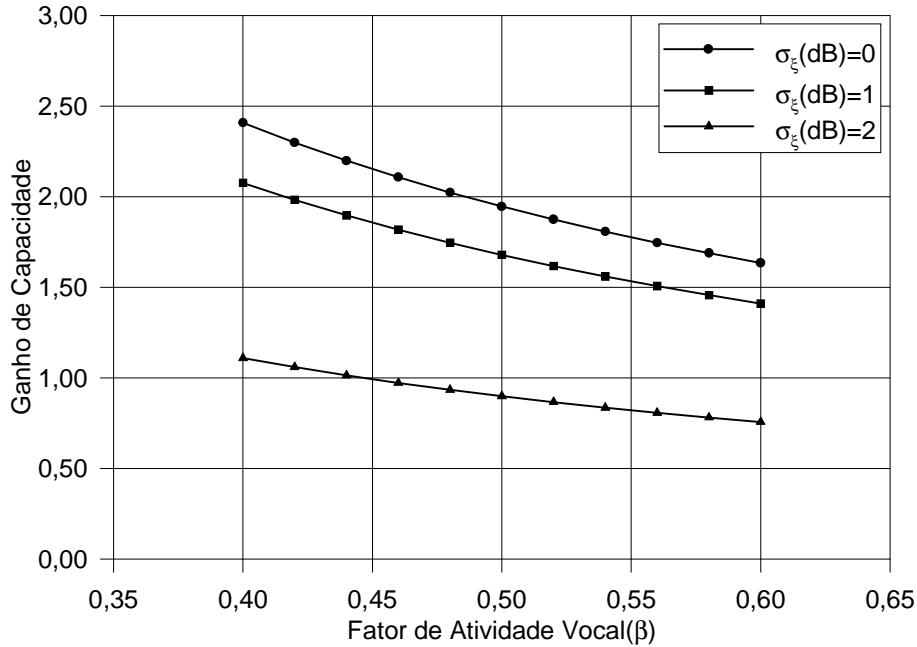


Figura (6.2): Ganho de capacidade em condição de boa qualidade de voz.

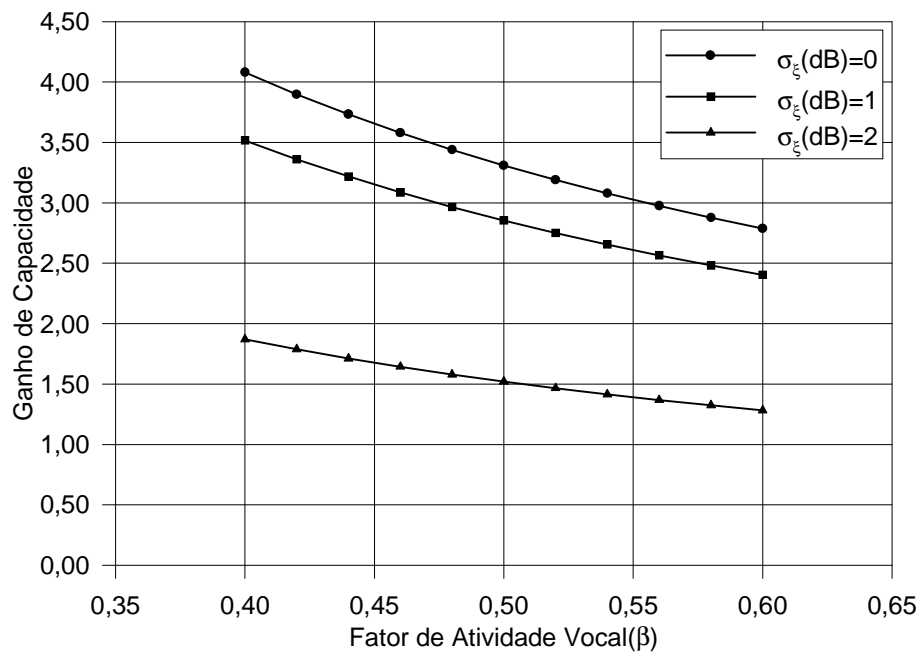


Figura (6.3): Ganho de capacidade em condição de média qualidade de voz.

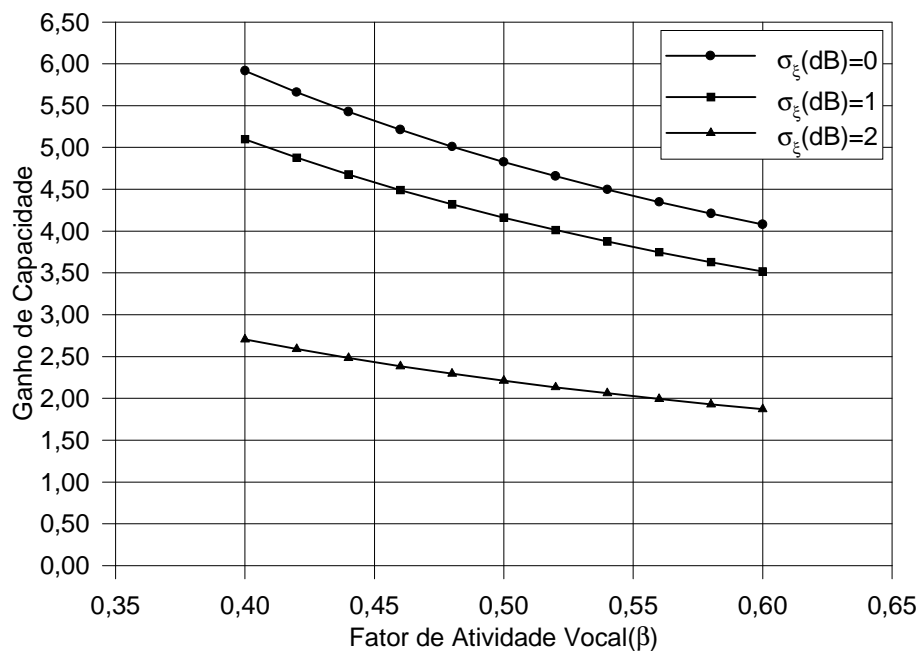


Figura (6.4): Ganho de capacidade em condição de aceitável qualidade de voz.

Os gráficos apresentados nas figuras (6.2), (6.3) e (6.4) demonstram que ao se considerar um certo grau σ_ξ de imperfeição no controle de potência, qualquer melhoria na qualidade da voz

sintetizada implica em uma necessária redução na capacidade do sistema, como forma de garantir determinada probabilidade de erro de bit P_e .

Dessa forma, para um sistema celular DS/CDMA cujo o grau σ_ξ de imperfeição no controle de potência seja de 1dB e admitindo que seus usuários possuam um fator de atividade vocal médio β igual a 0,5, a estimativa para o ganho médio de capacidade do *link* reverso nas condições de aceitável, média e boa qualidade de voz os respectivos valores de 4,16, 2,85 e 1,69.

7 – *SOFT HANDOFF*

7.1 - Introdução

À medida que uma UM desloca-se na região atendida por um sistema celular, essa UM pode sair da área de influência de uma célula e entrar na área de influência de uma outra célula vizinha. Como a UM deixará de ser atendida pela ERB de origem, a MTSO (central que controla e processa as chamadas de um certo número de células do sistema) precisa disponibilizar condições para que uma chamada telefônica em curso pela UM seja suportada pela nova ERB, sem que isso seja perceptível ao usuário. Todo esse procedimento realizado pela MTSO é chamado de *handoff*.

A frequência com que o sistema realiza um procedimento de *handoff* está relacionada com o nível de sobreposição entre as células do sistema. De maneira que, quanto maior o nível de sobreposição maior será a frequência de *handoffs*. Dependendo da tecnologia empregada no sistema celular, esse aumento da frequência de *handoffs* pode repercutir somente em um aumento da carga de processamento ou, mais ainda, em uma redução de capacidade.

Dentre os tipos de *handoffs* pode-se destacar o *hard handoff* e o *soft handoff*. Durante um *hard handoff* a UM é obrigada a mudar de frequência de portadora no momento em que troca de ERB. Tanto os sistemas celulares analógicos FDMA tipo AMPS como os digitais TDMA tipo IS-136 e GSM fazem uso de *hard handoff*. Porém, os sistemas digitais inovam por realizarem um *hard handoff* assistido pela UM, o chamado MAHO.

Em razão das UMs monitorarem o nível de sinal piloto de suas células vizinhas, à medida que o nível de sinal de seu canal piloto se aproxima de um nível mínimo admissível a UM pede o *handoff* à MTSO indicando qual das ERBs vizinhas melhor sustentaria sua chamada; com essa informação a MTSO tem maior chance de escolher a melhor ERB para *handoff*. O *soft handoff*, exclusivo de sistemas digitais CDMA, se caracteriza por não obrigar que a UM realize uma mudança de frequência de portadora durante a transição entre células.

Tanto os receptores das UMs quanto os receptores da ERB são dotados da propriedade de recepção com diversidade de fase, o que permite demodular em paralelo dois ou mais sinais defasados; esses receptores são denominados de receptores RAKE. O padrão IS-95 estabelece que as UMs devem possuir receptores RAKE com no mínimo três correladores em paralelo, de modo que a UM possa receber um mesmo sinal de até três ERBs em diferentes posições relativas à UM.

Durante o *soft handoff* o controle de potência da UM é realizado pela ERB que melhor recebe o sinal da UM. A célula que detém o controle de potência da UM durante o *soft handoff* é chamada de célula primária enquanto as demais células são denominadas de células secundárias; pode haver até duas células secundárias destinadas a uma chamada CDMA em *handoff*.

Nos sistemas celulares baseados em *hard handoff* quando uma UM cruza seguidamente uma região de *handoff* ocorre o fenômeno conhecido como efeito “ping-pong”; caso uma das células não apresente canal de tráfego disponível, a chamada é perdida. Como durante um *soft handoff* a chamada pode ser suportada por até três ERBs, o efeito “ping-pong” é eliminado e a probabilidade de perda de chamada é drasticamente reduzida.

O *soft handoff* permite que a recepção do sinal pela UM apresente uma diversidade espacial, minimizando o *fading* de multipercurso e melhorando a qualidade da comunicação. Porém, em virtude de uma chamada CDMA disponibilizar um canal de cada célula secundária durante todo o processo de *handoff* (o que pode resultar em uma condição de para uma chamada serem alocados até três canais de tráfego do sistema), o *soft handoff* tem como desvantagem o fato de reduzir a capacidade do sistema.

7.2 – Perda de Capacidade devida ao *Soft Handoff*

De posse da estimativa do número médio de canais de tráfego disponíveis em uma célula do sistema, sua capacidade resultará do produto entre a estimativa obtida e um fator perda P_{SH} ,

que expressa a redução de capacidade imposta pelo *soft handoff*. Supondo que a densidade de usuários seja uniforme em todo o sistema, o fator P_{SH} é expresso pela relação entre o número de usuários ativos em todo o sistema (N_U) e o número de canais de tráfego usados no sistema (N_C). Essa relação é escrita na forma:

$$P_{SH} = \frac{N_U}{N_C} \quad (7.1)$$

A arquitetura considerada para o sistema celular é a de formato hexagonal, na qual ERBs adjacentes distam entre si uma mesma distância D e as células são representadas por círculos de raio R . De modo a garantir que não haja áreas descobertas e regiões de interseção entre mais de três células, a relação R/D é limitada pelo intervalo:

$$\frac{\sqrt{3}}{3} \leq \frac{R}{D} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7.2)$$

Para um sistema celular com três anéis cuja a distância entre ERBs seja mantida constante e igual a D , observa-se que:

i) Quando a relação R/D tem valor mínimo, o sistema celular se apresenta de acordo com o mostrado na figura (7.1).

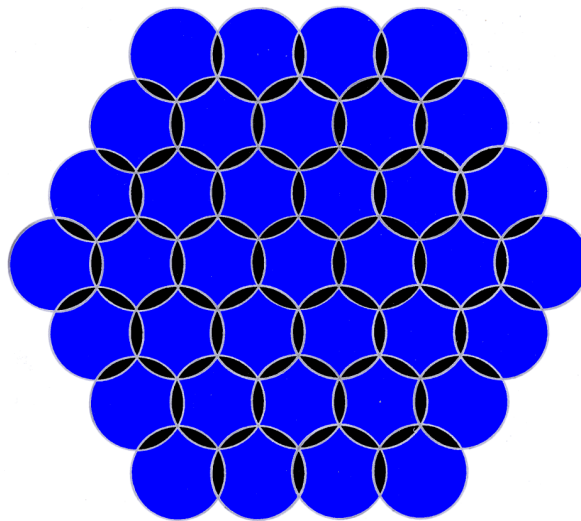


Figura (7.1): Sistema celular hipotético com R/D apresentando valor mínimo.

No qual as áreas em azul representam as regiões nas quais uma chamada CDMA é suportada por somente uma ERB e as áreas em preto são regiões nas quais a chamada é suportada por duas ERBs.

Dessa forma tem-se a condição ideal para o sistema celular, já que oferece a mínima sobreposição entre células e as chamadas são disponibilizadas por no máximo duas ERBs.

ii) Quando a relação R/D tem valor maior que o mínimo, tem-se como exemplo o sistema celular apresentado na figura (7.2), com R/D aproximadamente igual a 0,65. Sendo as áreas em vermelho regiões nas quais a chamada é suportada por três ERBs.

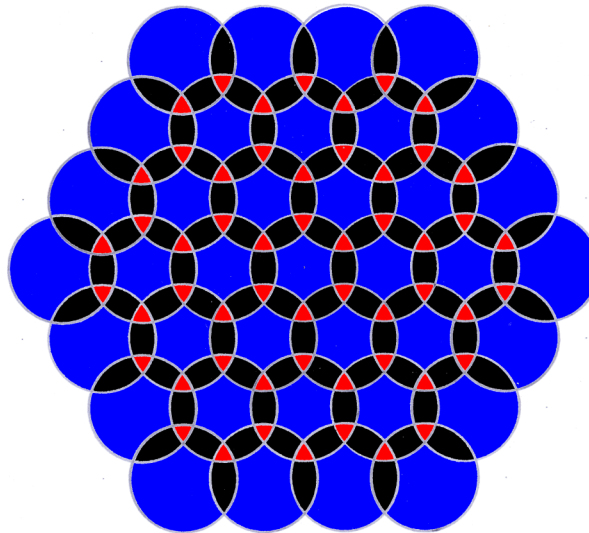


Figura (7.2): Sistema celular hipotético com R/D tendo valor aproximadamente igual a 0,65.

Com base na figura (7.2), a equação (7.1) é escrita na forma:

$$P_{SH} = \frac{\rho A_T}{\rho SA_1 + 2\rho SA_2 + 3\rho SA_3} \quad (7.3)$$

na qual ρ representa a densidade uniforme de usuários, SA_1 , SA_2 e SA_3 são, respectivamente, as áreas resultantes da soma das regiões nas quais uma chamada CDMA ocupa um, dois e três canais de tráfego do sistema e, finalmente, A_T é a área do sistema celular, expressa por meio da soma das áreas SA_1 , SA_2 e SA_3 .

Em virtude da densidade de usuários ser considerada uniforme, a equação (7.3) pode ser reescrita como:

$$P_{SH} = \frac{A_T}{SA_1 + 2SA_2 + 3SA_3} \quad (7.4)$$

Para o cálculo do fator P_{SH} considera-se o sistema celular apresentado na figura (7.2), porém desprovido de sua região de borda (formada por áreas nas quais uma chamada CDMA pode ocupar um ou dois canais do sistema). Dessa forma, as regiões nas quais uma camada ocupa três, dois ou um canal têm suas áreas, respectivamente, expressas por meio das equações:

$$A_3 = D^2 \left[\frac{\sqrt{3}}{4} (1 - \sqrt{12f^2 - 3}) + 3\beta f^2 \right] \quad (7.5)$$

$$A_2 = D^2 (2f^2 \theta - f \sin(\theta)) - 2A_3 \quad (7.6)$$

$$A_1 = A - 6(A_3 + A_2) \quad (7.7)$$

nas quais D é a distância entre ERBs adjacentes, f expressa a relação (R/D) , 'A' representa a área da célula de raio R . Assim como, β e θ são ângulos expressos em radianos e determinados de acordo com as equações:

$$\beta = \arcsen \left(\frac{\sqrt{12f^2 - 3} - 1}{4f} \right) \quad (7.8)$$

$$\theta = \arccos \left(\frac{1}{2f} \right) \quad (7.9)$$

Considerando que o sistema celular possui um número de anéis $N \geq 2$, as áreas resultantes da soma das regiões nas quais uma chamada CDMA ocupa três, dois ou um canal do sistema são, respectivamente, expressas na forma:

$$SA_3 = 6 \sum_{n=1}^N (2n - 1) A_3 \quad (7.10)$$

$$SA_2 = 6 \left[\sum_{n=1}^N (2n-1) + \sum_{n=1}^{N-1} n \right] A_2 \quad (7.11)$$

$$SA_1 = \left(1 + 6 \sum_{n=1}^{N-1} n \right) A_1 \quad (7.12)$$

De posse desses resultados, a área do sistema celular é determinada pela equação:

$$A_T = SA_1 + SA_2 + SA_3 \quad (7.13)$$

Apesar do equacionamento ter sido desenvolvido com base em um sistema que apresenta a relação R/D maior que a mínima, constata-se que as equações obtidas, também, são válidas para um sistema cuja relação R/D seja mínima.

Fazendo uso das equações (7.10), (7.11), (7.12) e (7.13), é possível determinar a curva que estima o fator redutor P_{SH} em função da relação R/D. Constata-se que para $N \geq 10$ as curvas de $P_{SH}(R/D)$ tendem a se igualarem. A figura (7.3) mostra a curva $P_{SH}(R/D)$ para um sistema com $N=10$ (rotina: CURVAPSH.m).

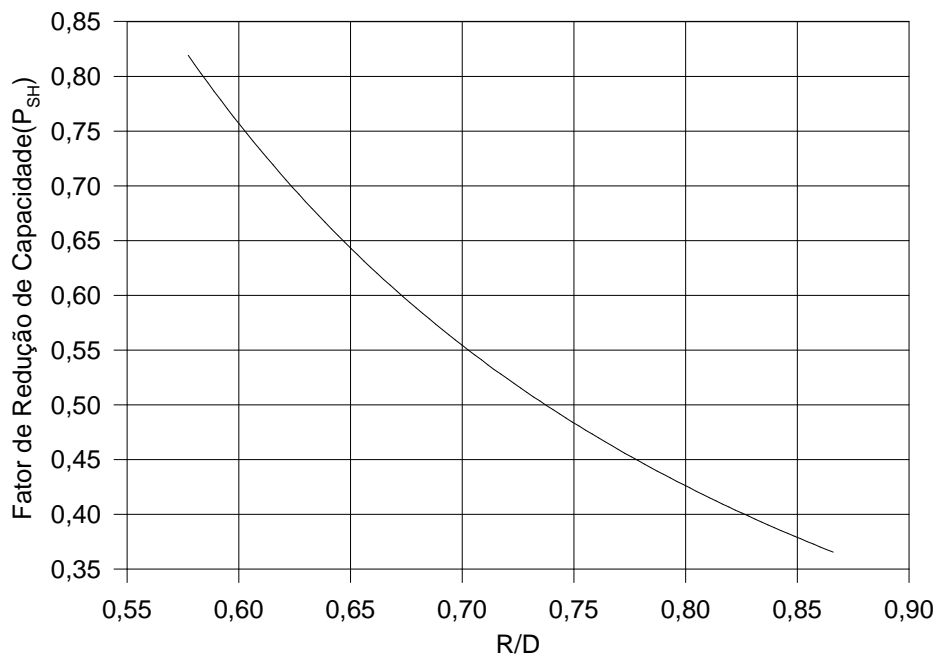


Figura (7.3): Curva do fator de redução de capacidade P_{SH} para um sistema com $N=10$.

7.3 – Estimativa da Área de Cobertura de uma Célula

Para se estimar de forma mais precisa a região de cobertura de uma célula é necessário conhecer qual o comportamento estatístico do sinal recebido pela UM ou o que ocorre com o sinal quando propaga-se da ERB até a UM [Leo92].

Em áreas urbanas, onde geralmente não há linha de visada entre ERB e UM, a propagação do sinal de rádio ocorre por três maneiras: reflexão, difração e difusão. Admite-se que o campo elétrico gerado na ERB se propaga na direção de um vetor deslocamento \mathbf{r} e possui magnitude expressa por [Yac93]:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 \exp[-(\alpha + j\beta)\mathbf{r}] \quad (7.14)$$

na qual α e β são, respectivamente, a constante de atenuação e a constante de fase; dependentes tanto da frequência do sinal de rádio quanto das características de permissividade elétrica, permeabilidade magnética e condutividade do meio percorrido pelo sinal. E_0 representa a intensidade do campo elétrico gerado na ERB e r o módulo do vetor deslocamento \mathbf{r} . Sendo o módulo do vetor campo elétrico expresso como:

$$|\mathbf{E}| = E_0 \exp(-\alpha r) \quad (7.15)$$

Considerando que as diferentes obstruções encontradas durante a propagação do sinal de rádio, tais como: árvores, túneis, prédios etc., apresentam uma específica constante de atenuação α_i e espessura Δr_i , a intensidade do campo elétrico após uma obstrução i , E_i , é determinada da seguinte forma:

$$E_i = E_{i-1} \exp(-\alpha_i \Delta r_i) \quad (7.16)$$

sendo que E_{i-1} representa a intensidade do campo elétrico presente na entrada da obstrução. A intensidade do campo elétrico após a passagem por n obstruções é expressa na forma:

$$E_n = E_0 \exp\left(-\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i\right) \quad (7.17)$$

Por meio da equação (7.17) pode-se definir a seguinte variável:

$$x = -\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i \quad (7.18)$$

Considerando que o sinal se propaga por um grande número de obstruções e os termos α_i e Δr_i variam de forma aleatória guardando entre si total independência, é possível estimar por meio do teorema do limite central que a variável aleatória “x” apresenta uma distribuição normal definida pela equação:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x - m_x}{\sigma_x}\right)^2\right] \quad (7.19)$$

na qual σ_x^2 e m_x são, respectivamente, a variância e a média da variável aleatória x.

Fazendo uso das equações (7.17) e (7.18), a perda de potência, expressa em dB, sofrida pelo sinal pode ser escrita na forma:

$$PL = 10 \log\left(\frac{P_n}{P_0}\right) = 20 \log\left(\frac{E_n}{E_0}\right) = [20 \log(e)]x \quad (7.20)$$

a qual se constata tratar de uma variável aleatória com distribuição do tipo normal expressa de acordo com a equação:

$$p(PL) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{PL}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{PL - m_{PL}}{\sigma_{PL}}\right)^2\right] \quad (7.21)$$

onde que σ_{PL} e m_{PL} são, respectivamente, o desvio padrão e a média da variável aleatória PL. A média m_{PL} é determinada empregando algum método determinístico de cálculo de perda de

potência e o desvio padrão σ_{PL} é função do ambiente celular (constata-se na prática uma variação entre 4 e 10 dB) [Jak74]. De posse das equações (7.20) e (7.21) a potência P_n , expressa em dBm, é uma variável aleatória determinada por:

$$P_n = P_0 + PL \quad (7.22)$$

com distribuição normal expressa na forma:

$$p(P_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{P_n}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{P_n - m_{P_n}}{\sigma_{P_n}}\right)^2\right] \quad (7.23)$$

sendo o desvio padrão $\sigma_{P_n} = \sigma_{PL}$ e a média $m_{P_n} = P_0 + m_{PL}$.

De acordo com a equação (7.23) o nível de potência do sinal que alcança uma UM é um evento probabilístico. No projeto da área de cobertura de uma célula de um sistema de rádio móvel CDMA deseja-se que a potência do sinal piloto alcance a periferia da célula com um nível P_U que satisfaça a relação E_b/N_0 mínima requerida pelo receptor da UM, admitindo-se para isso um grau de confiabilidade β . Considerando que P_S seja o nível mínimo exigido para a potência do sinal incidente na antena de uma UM, o nível de potência P_U na periferia da célula deve satisfazer a seguinte expressão:

$$\Pr ob(P_U \geq P_S) = \beta \quad (7.24)$$

Estipulando $\beta \geq 0,5$ e fazendo uso das expressões (7.23) e (7.24), pode-se escrever o valor médio do nível de potência P_U na forma:

$$m_{P_U} = v\sigma_{P_U} + P_S \quad (7.25)$$

onde $v = Q^{-1}(1-\beta)$

Por meio da equação (7.25), o nível P_E de potência efetivamente radiada (ERP) na ERB que satisfaz o requisito de projeto expresso em (7.24) é determinado, em dBm, pela equação:

$$P_E = L(R) + v\sigma_{P_U} + P_S \quad (7.26)$$

sendo $L(R)$ a soma das perdas de potência (perda de percurso, perda de penetração em edifícios etc, vide Tabela (7.1) abaixo com valores típicos de um *link budget*), expressas em dB, sofrida pelo sinal P_E desde sua transmissão até sua recepção por uma UM posicionada a uma distância R da ERB. Utilizando o modelo logaritmico de perda de percurso, é possível separar a perda de percurso das demais (contabilizadas em L) e escrever $L(R)$ na forma:

$$L(R) = PL(R_0) + 10\gamma \log\left(\frac{R}{R_0}\right) + L \quad (7.27)$$

Parâmetros	Valor	Unid.	Notas
Potência de Tx destinada ao <i>link</i> direto ¹	43,00	dBm	P_{CHS}
Perda no cabo alimentador da ERB	2,90	dB	L_C
Ganho das antenas da ERB	18,00	dB	G_{ERB}
ERP no <i>link</i> direto	58,10	dBm	$ERP_{CHS}=P_{CHS}-L_C+G_{ERB}$
Ganho da antena da UM	0,00	dB	G_{UM}
Figura de ruído no receptor da UM	6,00	dB	NF
Densidade de ruído térmico na UM ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K, $T_0=300$ K)	-167,83	dBm/Hz	$N_0(\text{dBm/Hz})=10 \log(kT_0)+30+NF$
$(E_b/N_0)(\text{dB})$ requerido pelo receptor da UM	7,50	dB	Q
Taxa de dados	9600	bps	R_b
Potência de Rx mínima na antena da UM	-120,51	dBm	$P_S=Q+10\log(R_b)+N_0(\text{dB})-G_{UM}$
Perda no acoplamento antena-corpo humano	3	dB	L_{AC}
Perda em edifícios	10	dB	L_{Edf}
Perda em automóveis	6	dB	L_{Aut}
Perda de percurso a 1 milha (1,6 Km) do transmissor	109	dB	$PL(R_0)$
Expoente de propagação do ambiente celular	4		γ
Desvio padrão na potência do sinal recebido na UM	8	dB	σ_{P_U}

Tabela (7.1): Parâmetros com valores tipicamente utilizados em *link budget* de sistemas celulares DS/CDMA

¹ Comumente, 20% da potência do *link* direto é destinada ao canal piloto, 2% ao de sincronismo, 14% aos de *paging* e 64% aos de tráfego [Rap99]. Em virtude do sinal piloto ser usado na demodulação coerente dos canais de sincronismo, *paging* e tráfego, reserva-se a maior parcela de potência do *link* ao canal piloto.

7.4 – Cálculo do Fator de Redução (P_{SH})

Para o cálculo de P_{SH} , ver figura (7.4), considera-se primeiramente que para satisfazer a condição ideal apresentada na figura (7.1), com R/D mínimo, o sinal P_U na periferia da célula deve ser maior ou igual a P_S com um grau de confiabilidade β_1 maior que 50% ($\text{Prob}(P_U \geq P_S) = \beta_1 > 0,5$), exigindo uma potência de transmissão P_E expressa pela equação (7.26). Prioriza-se a cobertura do sistema celular; porém quanto maior a confiabilidade em relação à cobertura, maior deve ser o nível de potência transmitida na ERB.

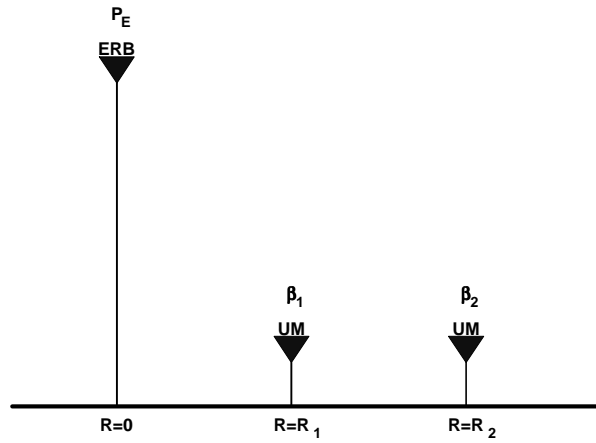


Figura (7.4): Figura suporte para o cálculo do fator P_{SH} .

Admitindo uma confiabilidade β_2 ($\beta_2 < \beta_1$) que satisfaz um requisito de nível de potência de sinal recebido na UM e o nível de potência P_E determinado em razão de β_1 , é possível expandir o raio das células para um valor R_2 determinado pela expressão:

$$R_2 = R_1 10^{\frac{(v_1 - v_2) \sigma_{PU}}{10\gamma}} \quad (7.28)$$

sendo que v_1 e v_2 representam, respectivamente, os valores $Q^{-1}(1-\beta_1)$ e $Q^{-1}(1-\beta_2)$.

Dividindo ambos os lados da expressão (7.28) pela distância D entre ERBs adjacentes e expressando a relação R/D por meio do fator f , obtém-se a equação:

$$f_2 = f_1 10^{\frac{(v_1 - v_2) \sigma_{PU}}{10\gamma}} \quad (7.29)$$

sendo f_1 o valor mínimo permitido ao fator f .

De posse da curva $P_{SH}(R/D)$, ver figura (7.3), e da equação (7.29) pode-se apresentar valores de P_{SH} para um ambiente celular cujo expoente de propagação seja igual a 4 e o desvio padrão do nível de potência do sinal recebido na UM seja igual a 8 dB, considerando valores de β_1 e β_2 compreendidos entre 85% e 95% (rotina: FATPSH.m). Os valores de P_{SH} obtidos estão presentes na tabela (7.2).

$\beta_1(\%)$	$\beta_2(\%)$	f_2	$P_{SH}(f_2)$
95	94	0,61	0,75
95	93	0,62	0,70
95	92	0,64	0,65
95	91	0,66	0,62
95	90	0,68	0,58
90	89	0,59	0,78
90	88	0,61	0,74
90	87	0,62	0,71
90	86	0,63	0,68
90	85	0,65	0,65

Tabela (7.2): **Valores de P_{SH} de um sistema celular DS/CDMA em um ambiente com $\gamma=4$ e $\sigma_{Pu}=8\text{dB}$**

Seja então, por exemplo, uma confiabilidade de 95% para o atendimento de uma UM na periferia da célula, admitindo um desvio padrão de 8 dB na potência recebida e uma condição de sobreposição mínima. Com uma confiabilidade de 90% a UM ainda será atendida na periferia da célula com o raio expandido de aproximadamente 1,2 vezes o da condição de sobreposição mínima, resultando um fator P_{SH} igual a 0,58.

8 – ESTIMATIVA DA CAPACIDADE DE SISTEMAS DS/CDMA

8.1 – Introdução

Este capítulo tem como finalidade apresentar a expressão final da estimativa da capacidade do *link* reverso, a qual vem sendo desenvolvida ao longo deste trabalho. E mais, apresentar um procedimento de análise de estimativa de capacidade para o *link* direto de forma um tanto severa para a capacidade do sistema, em termos de número de usuários com acesso simultâneo.

8.2 – Estimativa da Capacidade do *Link* Reverso

Retomando a equação (6.2), tem-se a incerteza da variável de decisão Z_x expressa na forma:

$$Z_x = \text{Inf}_x + \text{Interf}_x \quad (8.1)$$

na qual Interf_x expressa a MAI devida aos usuários presentes no interior de uma célula não setorizada.

De acordo com a equação (3.16), é possível adicionar na equação (6.2) o efeito da interferência devida aos usuários externos à célula dividindo-se o termo Interf_x pelo fator de eficiência de reuso F , resultando na expressão:

$$Z_x = \text{Inf}_x + \frac{\text{Interf}_x}{F} \quad (8.2)$$

A segunda parcela da equação (8.2) contabiliza o efeito da interferência devida tanto aos usuários internos quanto aos externos à célula (interferência total). Ao se utilizar do recurso

de setorização, essa interferência é reduzida. Tomando por base as equações (5.17) ou (5.18), essa redução pode ser expressa dividindo a interferência total pelo ganho de setorização G_s . Dessa forma, a equação (8.2) é escrita como:

$$Z_x = \text{Inf}_x + \frac{\text{Interf}_x}{FG_s} \quad (8.3)$$

Seguindo o mesmo desenvolvimento aplicado à equação (6.2), tem-se a probabilidade média de erro de bit P_e expressa na forma:

$$P_e = Q\left(\frac{FG_s E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left(\frac{FG_s E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1)}}\right) \quad (8.4)$$

De posse da equação (8.4), o número médio de canais K disponibilizados simultaneamente pelo *link* reverso de uma célula do sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência e que se utiliza dos recursos de setorização e monitoramento de atividade vocal é determinado pela expressão:

$$K = \frac{3G_p}{E[v_x^2] E[\alpha^2]} \left[\left(\frac{FG_s E[v_x]}{Q^{-1}(P_e)} \right)^2 - \text{var}[v_x] \right] + 1 \quad (8.5)$$

Em um sistema celular DS/CDMA, o número médio de usuários U que simultaneamente podem realizar uma chamada CDMA em uma célula do sistema é determinado multiplicando a expressão (8.5) pelo o fator de redução P_{SH} .

Admitindo-se que para implantação de uma portadora CDMA de 1,2288 MHz seja necessário reservar duas bandas de guarda de 0,27 MHz, a faixa de espectro de aproximadamente 1,77 MHz demandaria a desativação de 59 canais AMPS, em um *cluster* de 7 células. O ganho de

capacidade $G_{\text{CDMA/AMPS}}$ que a implantação da portadora CDMA oferece em relação aos canais AMPS desativados é determinado pela equação:

$$G_{\text{CDMA/AMPS}} = \frac{7}{59} K P_{\text{SH}} \quad (8.6)$$

A partir de resultados obtidos em capítulos anteriores, admite-se que um sistema celular hipotético de arquitetura em formato hexagonal com um número de anéis $N \geq 4$ seja caracterizado pelos seguintes valores:

- **Fator de eficiência de reuso de frequência (F):** Faz uso do resultado apresentado pela tabela (3.4) para $N=4$, o qual situa o fator F de um ambiente celular com $\gamma=4$ no intervalo $[0,57;0,76]$ e estipula-se um valor médio de 0,70.
- **Imperfeição no controle de potência:** O grau de imperfeição no controle de potência é expresso pelo desvio padrão σ_{ξ} da variável aleatória ξ . O desvio padrão σ_{ξ} possui valores compreendidos entre 1 e 2 dB com valor médio de 1,5 dB.
- **Ganho de setorização (G_S):** Supondo-se que o sistema setoriza suas células em 120° . De acordo com a tabela (5.1), considera-se então que G_S seja igual a 2,28.
- **Monitoramento da atividade vocal:** Os usuários possuem um fator de atividade vocal médio β igual a 0,5. Durante os períodos de atividade vocal os *frames* são transmitidos à taxa máxima de 9600 bps (condição de boa qualidade de voz).
- **Fator de redução devido ao *soft handoff* (P_{SH}):** Utiliza os valores 0,58 e 0,65 obtidos na tabela (7.2).

F	$\sigma_{\xi}(\text{dB})$	K	P_{SH}	$G_{CDMA/AMPS}$	P_{SH}	$G_{CDMA/AMPS}$
0,76	1,0	224	0,65	17,27	0,58	15,41
0,70	1,0	190	0,65	14,65	0,58	13,07
0,57	1,0	121	0,65	9,33	0,58	8,33
0,76	1,5	208	0,65	16,04	0,58	14,31
0,70	1,5	175	0,65	13,50	0,58	12,04
0,57	1,5	107	0,65	8,25	0,58	7,36
0,76	2,0	186	0,65	14,34	0,58	12,80
0,70	2,0	153	0,65	11,80	0,58	10,53
0,57	2,0	87	0,65	6,71	0,58	5,99

Tabela (8.1): Estimativas de capacidade e ganho $G_{CDMA/AMPS}$ para sistemas celulares DS/CDMA padrão IS-95

De acordo com tabela (8.1) o ganho $G_{CDMA/AMPS}$ apresenta uma variação aproximada entre 6 e 17, intervalo comumente encontrado em projetos de sistemas celulares DS/CDMA padrão IS-95.

8.3 – Estimativa da Capacidade do *Link* Direto

Com base no trabalho de Milstein et al. [Mil92] a capacidade do *link* direto de um sistema DS/CDMA é estimada por meio do cálculo do número de usuários permitido a cada setor de uma célula de modo que a probabilidade média de erro de bit encontrada na saída do decodificador de uma UM equidistante de duas ERBs (célula primária e célula secundária), conforme ilustração apresentada pela figura (8.1), esteja em torno de 10^{-3} , considerando-se que as ERBs do sistema celular são mutuamente equidistantes. A condição imposta a UM caracteriza uma situação de *soft handoff* entre duas células.

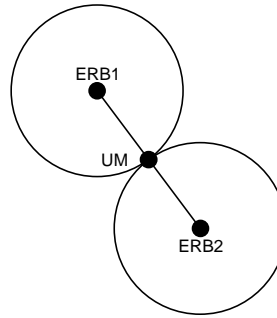


Figura (8.1): **UM equidistante de duas ERBs.**

Os sinais transmitidos pela ERB primária e os transmitidos pela ERB secundária chegam no receptor da UM após percorrem diferentes trajetórias. O sinal $r(t)$ resultante dessa recepção por multipercurso é caracterizado admitindo uma estatística Rayleigh sobre o nível do sinal transmitido pela ERB, descontando a perda de propagação determinística existente entre a ERB e a UM.

Considera-se que o receptor da UM apresente diversidade espacial de segunda ordem. Os sinais $r_1(t)$ e $r_2(t)$, estatisticamente independentes, são combinados de acordo com o diagrama de blocos mostrado na figura (8.2).

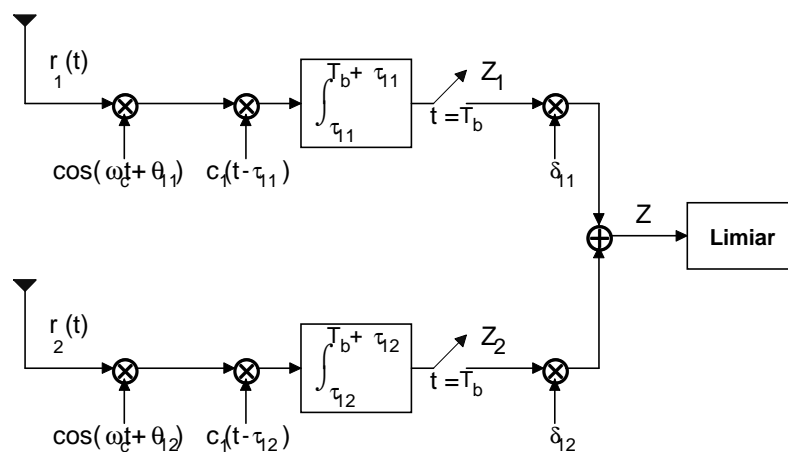


Figura (8.2): **Diagrama de blocos do receptor das UMs.**

O sinal recebido em cada ramo f do receptor na UM pode ser expresso na forma:

$$\begin{aligned} r_f(t) = & \sum_{i=1}^K A \delta_{1f} \alpha_i b_i(t - \tau_{if}) c_i(t - \tau_{if}) \cos(\omega_c(t - \tau_{if}) + \theta_{if}) + \\ & \sum_{j=1}^K A \delta_{2f} \alpha_j b_j(t - \tau_{jf}) c_j(t - \tau_{jf}) \cos(\omega_c(t - \tau_{jf}) + \theta_{jf}) + n(t) \end{aligned} \quad (8.7)$$

sendo A a amplitude com a qual o sinal transmitido por uma ERB alcança a UM após percorrer um caminho direto, o controle de potência não é considerado neste modelamento. As variáveis aleatórias δ_{1f} e δ_{2f} são independentes com distribuição Rayleigh e representam, respectivamente, o efeito de multipercursos sobre os sinais transmitidos pelas ERBs 1 e 2 e recebidos no ramo f do receptor da UM, assim como α_i e α_j representam o efeito do monitoramento da atividade vocal realizado por essas ERBs sobre o sinal transmitido a seus usuários. O ruído devido ao canal de transmissão é representado por $n(t)$ e é do tipo AWGN com densidade espectral de potência igual a N_0 . Os demais componentes da equação (8.7) já estão definidos em (4.8).

Dessa forma, além da ausência de controle de potência, este modelamento admite que os usuários localizam-se na extremidade da célula. Essas considerações resultam em uma estimativa danosa para a capacidade do *link* direto.

Admitindo que os ramos 1 e 2 do receptor da UM demodulem o sinal transmitido pela ERB1, as variáveis aleatórias Z_f , com $f=1,2$, são expressas como:

$$Z_1 = \frac{AT_b}{2} \delta_{11} + \frac{A}{2} \delta_{11} \sum_{i=2}^K \alpha_i I_{i,1}(b_i, \tau_{i,1}, \phi_{i,1}) + \frac{A}{2} \delta_{21} \sum_{j=1}^K \alpha_j I_{j,1}(b_j, \tau_{j,1}, \phi_{j,1}) + \eta_1 \quad (8.8)$$

$$Z_2 = \frac{AT_b}{2} \delta_{12} + \frac{A}{2} \delta_{12} \sum_{i=2}^K \alpha_i I_{i,1}(b_i, \tau_{i,2}, \phi_{i,2}) + \frac{A}{2} \delta_{22} \sum_{j=1}^K \alpha_j I_{j,1}(b_j, \tau_{j,2}, \phi_{j,2}) + \eta_2 \quad (8.9)$$

nas quais $I_{i,1}(b_i, \tau_{i,f}, \phi_{i,f})$ e $I_{j,1}(b_j, \tau_{j,f}, \phi_{j,f})$ são definidas pela equação (4.18) enquanto η_f é expressa por (4.19). Por meio das equações anteriores é possível determinar a variável de decisão Z na forma:

$$Z = \frac{AT_b}{2} (\delta_{11}^2 + \delta_{12}^2) + \text{Interf}_1 \quad (8.10)$$

na qual

$$\begin{aligned} \text{Interf}_1 = & \frac{A}{2} \sum_{i=2}^K \alpha_i (\delta_{11} I_{i,1}(\mathbf{b}_i, \boldsymbol{\tau}_{i,1}, \phi_{i,1}) + \delta_{12} I_{i,1}(\mathbf{b}_i, \boldsymbol{\tau}_{i,2}, \phi_{i,2})) + \\ & \frac{A}{2} \sum_{j=1}^K \alpha_j (\delta_{21} I_{j,1}(\mathbf{b}_j, \boldsymbol{\tau}_{j,1}, \phi_{j,1}) + \delta_{22} I_{j,1}(\mathbf{b}_j, \boldsymbol{\tau}_{j,2}, \phi_{j,2})) + \delta_{11} \eta_1 + \delta_{12} \eta_2 \end{aligned} \quad (8.11)$$

Admitindo que $K \gg 1$, a função densidade de probabilidade (fdp) de Z condicionada a δ_{11} , δ_{12} , δ_{21} e δ_{22} tende a uma gaussiana. De posse das expressões (4.24), (4.25) e (4.27), a média $E[Z]$ e a variância $\text{var}[Z]$ da variável de decisão Z são determinadas como:

$$E[Z] = \frac{AT_b}{2} (\delta_{11}^2 + \delta_{12}^2) \quad (8.12)$$

$$\text{var}[Z] = \text{var}[\text{Interf}_1] \cong \frac{A^2 T_b^2 K E[\alpha^2]}{12 G_p} (\delta_{11}^4 + \delta_{11}^2 \delta_{21}^2 + \delta_{12}^4 + \delta_{12}^2 \delta_{22}^2) + (\delta_{11}^2 + \delta_{12}^2) \frac{N_0 T_b}{4} \quad (8.13)$$

Dessa forma, a probabilidade condicional de erro de bit P_{ec} pode ser expressa na forma:

$$P_{ec}(\delta_{11}, \delta_{12}, \delta_{21}, \delta_{22}) = Q \left(\frac{\delta_{11}^2 + \delta_{12}^2}{\sqrt{\frac{K E[\alpha^2]}{3 G_p} (\delta_{11}^4 + \delta_{11}^2 \delta_{21}^2 + \delta_{12}^4 + \delta_{12}^2 \delta_{22}^2) + \frac{N_0}{2 E_b} (\delta_{11}^2 + \delta_{12}^2)}} \right) \quad (8.14)$$

Definindo uma variável aleatória X como:

$$X = \delta_{11}^2 \delta_{21}^2 + \delta_{12}^2 \delta_{22}^2 \quad (8.15)$$

A fdp de X condicionada a δ_{11} e δ_{12} é determinada pela expressão:

$$f_{X|\delta_{11},\delta_{12}}(X|\delta_{11},\delta_{12}) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2(\delta_{12}^2 - \delta_{11}^2)} \left[e^{\left(-\frac{X}{2\sigma^2\delta_{12}^2}\right)} - e^{\left(-\frac{X}{2\sigma^2\delta_{11}^2}\right)} \right] & \text{para } \delta_{11} \neq \delta_{12} \\ \frac{X}{4\sigma^4\delta_{11}^4} e^{\left(-\frac{X}{2\sigma^2\delta_{11}^2}\right)} & \text{para } \delta_{11} = \delta_{12} \end{cases} \quad (8.16)$$

Considerando que as relações (δ_{11}/σ) , (δ_{12}/σ) e (X/σ^4) podem ser, respectivamente, expressas por meio das variáveis X_1 , X_2 e X_3 , bem como $E_b/N_0 \gg 1$, é possível reescrever a equação (8.14) na forma:

$$P_{ec}(X_1, X_2, X_3) = Q \left(\frac{X_1^2 + X_2^2}{\sqrt{\frac{KE[\alpha^2]}{3G_P}} (X_1^4 + X_2^4 + X_3)} \right) \quad (8.17)$$

De acordo com resultados apresentados por Proakis[Pro89], o ganho de codificação $G_{cod}(\text{dB})$ máximo proporcionado pelo uso de códigos convolucionais (admitindo a condição de *soft decision*) é determinado pela expressão:

$$G_{cod}(\text{dB}) = 10 \log(r d_{free}) \quad (8.18)$$

na qual r e d_{free} representam, respectivamente, a taxa relativa do codificador e a distância mínima entre códigos (função do *constraint length* 'K' do decodificador).

Retomando a seção 2.2.1 (canal de tráfego no *link* direto), tem-se que o decodificador convolucional utilizado nas UMs possui $K=9$, o que resulta em d_{free} igual a 12 e $r=1/2$, bem como trabalha sobre condição de *hard decision*. A condição de *hard decision* obriga que $G_{cod}(\text{dB})$ apresentado pela equação (8.18) seja reduzido em 2,5 dB. Dessa forma, a probabilidade condicional de erro na saída do decodificador convolucional é reescrita na forma:

$$P_{ec}(X_1, X_2, X_3) = Q \left(\frac{X_1^2 + X_2^2}{\sqrt{\frac{KE[\alpha^2]}{G_P G_{cod}} (X_1^4 + X_2^4 + X_3^4)}} \right) \quad (8.19)$$

na qual G_{cod} representa o valor linear de $G_{cod}(\text{dB})$ reduzido em 2,5 dB.

De posse da equação (8.16), a fdp de X_3 condicionada às variáveis X_1 e X_2 é expressa como:

$$f_{X_3|X_1, X_2}(X_3|X_1, X_2) = \begin{cases} \frac{1}{2(X_2^2 - X_1^2)} \left[e\left(-\frac{X_3}{2X_2^2}\right) - e\left(-\frac{X_3}{2X_1^2}\right) \right] & \text{para } X_1 \neq X_2 \\ \frac{X_3}{4X_1^4} e\left(-\frac{X_3}{2X_1^2}\right) & \text{para } X_1 = X_2 \end{cases} \quad (8.20)$$

Enquanto isso, a fdp de X_1 e a de X_2 são determinadas pelas expressões:

$$f_{X_1}(X_1) = X_1 e\left(-\frac{X_1^2}{2}\right) \quad (8.21)$$

$$f_{X_2}(X_2) = X_2 e\left(-\frac{X_2^2}{2}\right) \quad (8.22)$$

Por meio das expressões (8.20), (8.21) e (8.22), a probabilidade média de erro de bit P_e é calculada pela equação:

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty P_{ec}(X_1, X_2, X_3) f_{X_3|X_2, X_2}(X_3|X_2, X_2) f_{X_1}(X_1) f_{X_2}(X_2) dX_1 dX_2 dX_3 \quad (8.23)$$

A equação (8.23) aplicada ao sistema DS/CDMA padrão IS-95, operando sobre uma condição de excelente boa de voz e com seus usuários apresentando um fator de atividade vocal médio β igual a 0,5, resulta uma probabilidade média de erro de bit aproximada de 10^{-3} se o número de canais disponíveis em cada setor de uma célula for igual a 75 (rotina: CHLNKD.m).

Apesar das premissas aqui adotadas este resultado corresponde ao melhor caso determinado para o *link* reverso, considerando-se três setores, conforme Tabela (8.1). Adicionalmente, se considerarmos que existem UMs na célula para as quais o efeito de desvanecimento por multipercurso pode ser desprezado, e nesse caso os sinais oriundos de sua própria ERB serão ortogonais para aquela UM, o resultado tende a melhorar ainda mais. Assim fica evidenciado que o sentido reverso de transmissão é o mais crítico.

9 – CONCLUSÕES

Esta dissertação procurou estabelecer uma metodologia para o cálculo da capacidade de sistemas DS/CDMA, em particular o descrito na norma IS-95. Apesar dessa restrição, grande parte da descrição aplica-se a outros sistemas dessa classe, em particular aos de terceira geração de telefonia celular, em vias de padronização.

Os cálculos desenvolvidos permitiram um entendimento mais aprofundado das limitações impostas, assim como avaliar o impacto de situações não ideais, tão usuais na prática.

Assim a determinação do fator de reuso de frequências permitiu avaliar o impacto de condições de distribuição não uniforme de usuários numa célula, assim como outras condições de propagação que não a usual, onde a atenuação é considerada proporcional à quarta potência da distância. O detalhamento de um controle imperfeito de potência permitiu verificar quão crítico é de fato esse controle, podendo-se prever grandes perdas na capacidade quando não se estiver numa condição próxima à ideal, enfatizando assim a importância dessa característica peculiar do IS-95. O ganho de capacidade devido à setorização também foi determinado e, novamente, percebe-se que com antenas reais o ganho não é o que uma situação ideal poderia prever, especialmente para setorizações com antenas de pequeno ângulo de abertura. Ganhos devidos à monitoração da atividade vocal foram estabelecidos dentro de um cenário mais realista do que se apresenta na literatura aberta e os resultados podem ser considerados mais precisos do ponto de vista de impacto sobre a capacidade do sistema. Finalmente a queda de capacidade devida ao *soft handoff* foi calculada e desse item percebe-se que o mesmo pode ser controlado atuando-se sobre as áreas de cobertura das células individuais. Nesse caso trata-se de uma questão de confiabilidade de cobertura às expensas de perda de capacidade pelo uso de canais adicionais no processo de *soft handoff*.

Como trabalhos futuros, sugere-se:

- 1) Aplicação desses conceitos, e metodologias, em sistemas de terceira geração.

Com um cenário diferente em relação aos parâmetros do sistema e a possibilidade de se ter usuários com diferentes taxas de transmissão todos os cálculos desenvolvidos precisam ser adequados. No entanto, várias premissas e metodologias continuam aplicáveis nesse ambiente;

e

2) Verificar a aplicabilidade, e adequar, os cálculos para ambiente multiusuário.

Novamente tendo como motivação principal os futuros sistemas de terceira geração, as metodologias e cálculos desenvolvidos podem ser adaptados a receptores tipo multiusuário para determinar seu impacto sobre a capacidade do sistema. Em particular grande parte do que foi descrito aplica-se quase diretamente na categoria de receptores multiusuário com canceladores de interferência parcial, por exemplo.

10 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Abr99a] Abrão, T.; Jeszensky, P. J. E. **Detectors multiusuários para DS-CDMA – lineares fixos.** (Em processo de submissão)

[Abr99b] Abrão, T.; Jeszensky, P. J. E. **Detectors multiusuários para DS-CDMA – canceladores de interferência.** (Em processo de submissão)

[Alt96] Altieri, R.; Barreto, A. N.; Brandão, J. C. **Efeito da setorização no desempenho de sistemas de telefonia celular CDMA.** In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações de Telecomunicações, 14, Jul. 1996, Curitiba. Anais...Curitiba: 1996. p.437-42.

[Bal82] Balanis, C. A. **Antenna theory: analyses and design.** New York: Harper & Row Publishers, 1982. 981p.

[Bra68] Brady, P. T. **A statistical analysis of on-off patterns in 16 conversations.** *The Bell System Technical Journal*, v.47, p.73-91, Jan. 1968.

[Bro84] Bronstein, I.; Semendiaev, K. **Manual de matemática para engenheiros e estudantes.** Trad. Felix Bezerra. 2. ed. s.l.: Ed. MIR Moscovo, 1984. 832p.

[Cam96] Cameron, R.; Woerner, B. **Performance analysis of CDMA with imperfect power control.** *IEEE Transactions on Communications*, v.44, n.7, p.777-81, July 1996.

[Fra61] Fraser, J. M.; Bullock, D. B.; Long, N. G. **Over-all characteristics of a TASI system.** *The Bell System Technical Journal*, v.41, p.1439-54, July 1962.

[Gra65] Gradshtyn, I. S.; Ryzhik, I. M. **Table of integrals, series and products.** 4. ed. New York: Academic Press, 1965. 1086p.

- [Jak74] Jakes, W. **Microwave mobile communications**. New York: John Wiley & Sons, 1974. 642p.
- [Jes95] Jeszensky, P. J. E. **Sobre a determinação da capacidade de sistemas CDMA**. Notas de aula, LCS/POLI/USP, 1995.
- [Jes99a] Jeszensky, P. J. E. **Curso básico sobre telefonia móvel celular – parte I - Projeto Atual-Tec**. Cooperação Universidade Empresa. POLI/ USP, Fev. 1999.
- [Jes99b] Jeszensky, P. J. E. **Curso básico sobre telefonia móvel celular – parte II - Projeto Atual-Tec**. Cooperação Universidade Empresa. POLI/USP, Fev. 1999.
- [Jes96] Jeszensky, P. J. E.. **Tópicos sobre telefonia móvel celular digital: detalhes do sistema IS-95**. Notas de aula, LCS/POLI/USP, 1995.
- [Kim93] Kim, K. I. **CDMA cellular engineering issues**. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v.42, n.3, p.345-50, Aug. 1993.
- [Lee95] Lee, W. C. Y. **Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems**. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1995. 664p.
- [Lee97] Lee, W. C. Y. **Mobile communications engineering: theory and applications**. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1997. 689p.
- [Leo92] Leonardo, E. J.; Yacoub, M. D. **Métodos estatísticos para a determinação de cobertura de uma célula em um sistema de rádio móvel**. In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 10, Jul. 1992, Brasília. Anais...Brasília: s. n., 1992. p.539-44.
- [Mac79] MacDonald, V. H. **The cellular concept** . *The Bell System Technical Journal*, v.58, p.15-41, Jan. 1979.

- [Mil92] Milstein, L. B.; Rappaport, T. S. **Performance evaluation for cellular CDMA.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.10, n.4, p.680-9, May 1992.
- [Mos96] Moshavi, S. **Multi-user detection for DS-CDMA communications.** *IEEE Communications Magazine*, v.34, n.10, p.124-36, Oct. 1996.
- [Pad94] Padovani, R. **Reverse link performance of IS-95 based cellular systems.** *IEEE Personal Communications*, v.1, n.3, p.28-34, Third Quarter 1994.
- [Pro89] Proakis, J. G. **Digital communications.** 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1989. 905p.
- [Pap91] Papoulis, A. **Probability, random variables and stochastic processes.** 3. ed. New York: McGraw-Hill, 1991. 666p.
- [Pris96] Priscoi, F. D.; Sestini, F. **Effects of imperfect power control and user mobility on a CDMA cellular network.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.14, n.9, p.1809-16, Dec. 1996.
- [Pur77] Pursley, M. B.; Sarwate, D. V. **Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiples-access communication – part II: code sequence analysis.** *IEEE Transactions on Communications*, v.COM-25, n.8, p.800-3, Aug. 1977
- [Rap92] Rappaport, T. S.; Milstein, L. B. **Effects of radio propagation path loss on DS/CDMA cellular frequency reuse efficiency for the reverse channel.** *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v.41, n.3, p.231-42, Aug. 1992.
- [Rap96] Rappaport, T. S. **Wireless communications: principles and practice.** New Jersey: Prentice Hall PTR, 1996. 641p.
- [Rap99] Rappaport, T. S.; Liberti Jr., J. C. **Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications.** New Jersey: Prentice Hall PTR, 1999. 376p.

- [Smi96] Smith, P. E. C.; Gervelis, C. **Cellular system: design and optimization**. s. n.: McGraw-Hill, 1996. 382p.
- [Sam98] Sampath, A.; Kumar, P. S.; Holtzman, J. M. **Power control and resource management for a multimedia CDMA wireless system**. In: PIMRC, 1995, Toronto.
- [Ver86] Verdú, S. T. **Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels**. *IEEE Transactions on Information Theory*, v.32, n.1, p.85-96, Jan. 1986.
- [Vit93] Viterbi, A. M.; Viterbi, A. J. **Erlang capacity of a power controlled CDMA system**. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.11, n.6, p.892-900, Aug. 1993.
- [Woo98] Woodward, G.; Vucetic, B. **Adaptive detection for DS-CDMA**. *Proceedings of The IEEE*, v.86, n.7, July 1998.
- [Yac93] Yacoub, M. D. **Foundations of mobile radio engineering**. Florida: CRC Press Inc., 1993. 482p.
- [Yac98] Yacoub, M. D.; d'Ávila, C. K. **Reuse Efficiency for non-uniform traffic distributions in CDMA systems**. *Electronics Letters*, v.34, n.13, p.1293-4, June 1998.

11 – ANEXOS

Anexo A - Rotinas Desenvolvidas

Rotina: FATF01.m

%Calcula o fator F de um sistema celular em formato hexagonal com N anéis admitindo a proposta de MacDonald ou a de Kim.

```
clear;
N=100;
Ac=0;
%Valores de f, respectivamente, adotados segundo a proposta de MacDonald ou a de Kim.
f=1
%f=2/sqrt(3);
for n=1:N
    Bc=0;
    for i=1:n
        L=3*(f^2)*(n^2+i^2-n*i);
        G=2*L*log(L/(L-1))-(4*L^2-6*L+1)/(2*(L-1)^2);
        Ac=Ac+G;
        Bc=Bc+G;
    end
end
N
K=1+12*Ac;
F=1/K
%Calcula o percentual correspondente a potência interferente do último em relação a potência interferente total.
Per=12*Bc*F*100
```

Rotina: FATF02.m

%Calcula o fator F de um sistema celular unifilar com N anéis admitindo a proposta de MacDonald ou a de Kim.

```
clear;
N=5
%Valores de f, respectivamente, adotados segundo a proposta de MacDonald ou a de Kim.
f=1;
%f=2/sqrt(3);
Ac=0;
for n=1:N
    L=3*(f^2)*n^2;
    %G=((2*L*log(L/(L-1)))-((4*L^2-6*L+1)/(2*(L-1)^2)));
    G=(2*L*log(L/(L-1)))-((4*L^2-6*L+1)/(2*(L-1)^2));
    Ac=Ac+G;
end
N
K=1+4*Ac;
F=1/K
%Calcula o percentual correspondente a potência interferente do último em relação a potência interferente total.
Per=4*G*100
```

Rotina: FATF03.m

%Fazendo uso da abordagem de Rappaport [Rap92], realiza o cálculo numérico da eficiência de reuso de frequência F de sistemas celulares CDMA com até 4 anéis em um ambiente celular que possa apresentar γ igual a 2, 3 ou 4.

```
clear;
Na=4;
alfa=100;
d=2000;
user=2000;
nteta=500;
nr=500;
Pin=0;
Pout=0;
Nai=0;
A=pi*(d^2);
%Calcula o fator F do sistema em um ambiente com  $\gamma$  igual a 2, 3 ou 4.
```

```
for G=2:1:4
```

```
Pin=0;
```

```
Pout=0;
```

```
Nai=0;
```

```
for a=1:1:Na
```

```
in=0;
```

```
out=0;
```

```
tetai=0;
```

```
tetaj=pi/(8*a);
```

```
dteta=abs(tetaj-tetai)/nteta;
```

%Calcula a potência interferente devida aos usuários situados na região externa das células do anel de ordem a (Pin(a)).

```
for m=1:1:nteta
```

```
yi=tetai+(m-1)*dteta;
```

```
ri=(2*a-1)*d;
```

```
rj=2*d*a-alfa;
```

```
dr=abs(rj-ri)/nr;
```

```
for k=1:1:nr
```

```
xi=ri+(k-1)*dr;
```

```
xj=ri+k*dr;
```

```
pin=((gic(G,a,d,xj,yi)+gic(G,a,d,xi,yi))/2)*xj;
```

```
in=in+pin;
```

```
end
```

```
end
```

%Armazena Pout(a).

```
Pin(a)=16*a*in*dr*dteta;
```

%Calcula a potência interferente devida aos usuários situados na região externa das células do anel de ordem a (Pout(a)).

```
for m=1:1:nteta
```

```
yi=tetai+(m-1)*dteta;
```

```
ri=2*d*a+alfa;
```

```
rj=(2*a+1)*d;
```

```
dr=abs(rj-ri)/nr;
```

```
for k=1:1:nr
```

```
xi=ri+(k-1)*dr;
```

```
xj=ri+k*dr;
```

```
pout=((goc(G,a,d,xj,yi)+goc(G,a,d,xi,yi))/2)*xj;
```

```
out=out+pout;
```

```
end
```

```
end
```

```

%Armazena Pout(a).
    Pout(a)=16*a*out*dr*dteta;
%Aplica os pesos Win e Wout para uma condição de comparação com células hexagonais.
    Win=4*a/(4*a-1);
    Wout=4*a/(4*a+1);
    Nai=Nai+(Win*Pin(a)+Wout*Pout(a));
%Armazena o fator F de sistemas com até 4 anéis.
    F(a)=A/(A+Nai)

```

Rotina: FATORF04.m

%Fazendo uso da abordagem de Rappaport [Rap92], realiza-se o cálculo numérico da eficiência de reuso de frequência F de sistemas celulares CDMA com até 4 anéis constituídos de ERBs com torres apresentando altura única de 10, 40 ou 88 metros e canal direto, respectivamente, centrado nas frequências de 900, 942 e 942 MHz.

```

clear;
Na=4;
AT=[10;40;88];
h=2;
freq=1e6*[900;942;942];
alfa=100;
d=2000;
Pmax=40;
user=2000;
nteta=500;
nr=500;
c=3e8;
A=pi*(d^2);
%Calcula o fator F do sistema para as três possíveis configurações.

```

```

for j=1:1:3
H=AT(j)
f=freq(j);
Pin=0;
Pout=0;
Nai=0;
l=c/f;
for a=1:1:Na
    in=0;
    out=0;
    tetai=0;
    tetaj=pi/(8*a);
    dteta=abs(tetaj-tetai)/nteta;

```

%Calcula a potência interferente devida aos usuários situados na região interna das células do anel de ordem a (Pin(a)).

```

    for m=1:1:nteta
        yi=tetai+(m-1)*dteta;
        ri=(2*a-1)*d;
        rj=2*d*a-alfa;
        dr=abs(rj-ri)/nr;
        for k=1:1:nr
            xi=ri+(k-1)*dr;
            xj=ri+k*dr;
            pin=((gi(H,h,l,alfa,Pmax,a,d,xj,yi)+gi(H,h,l,alfa,Pmax,a,d,xi,yi))/2)*xj;
            in=in+pin;
        end
    end
end

```

%Armazena Pin(a).

Pin(a)=16*a*in*dr*dteta;

%Calcula a potência interferente devida aos usuários situados na região externa das células do anel de ordem a (Pout(a)).

for m=1:1:nteta

yi=tetai+(m-1)*dteta;

ri=2*d*a+alfa;

rj=(2*a+1)*d;

dr=abs(rj-ri)/nr;

for k=1:1:nr

xi=ri+(k-1)*dr;

xj=ri+k*dr;

pout=((go(H,h,l,alfa,Pmax,a,d,xj,yi)+go(H,h,l,alfa,Pmax,a,d,xi,yi))/2)*xj;

out=out+pout;

end

end

%Armazena Pout(a).

Pout(a)=16*a*out*dr*dteta;

%Aplica os pesos Win e Wout para uma condição de comparação com células hexagonais.

Win=4*a/(4*a-1);

Wout=4*a/(4*a+1);

Nai=Nai+(Win*Pin(a)+Wout*Pout(a));

%Armazena o fator F de sistemas com até 4 anéis.

F(a)=A/(A+Nai);

Rotina: INTEGRAL.m

%Calcula a potência com a qual uma célula hexagonal pertencente a um anel de ordem n

%interfere na célula central do sistema celular com 4 anéis. Determinam-se as potências

%interferentes das células que estejam contidas em um anel e apresentem distâncias distintas

%em relação a célula central.

clear;

xs=1.5;

ys=sqrt(3)/2;

q=500;

%Expoente de propagação do meio.

G=4;

%Alimenta uma matriz com as coordenadas (n,m) de cada célula com distância $d_i(n,m)$ distinta.

MERB(1,1)=0; MERB(1,2)=2;

MERB(2,1)=0; MERB(2,2)=4;

MERB(3,1)=1; MERB(3,2)=3;

MERB(4,1)=0; MERB(4,2)=6;

MERB(5,1)=1; MERB(5,2)=5;

MERB(6,1)=0; MERB(6,2)=8;

MERB(7,1)=1; MERB(7,2)=7;

MERB(8,1)=2; MERB(8,2)=6;

MERB(9,1)=0; MERB(9,2)=0;

for c=1:1:9

c

I=0;

n=0;

ERB(1)=MERB(c,1);

ERB(2)=MERB(c,2);

ERBx=MERB(c,1);

ERBy=MERB(c,2);

px=q;

py=q;

```

dx=(4/3)/px;
dy=2/py;
for ix=1:1:px
    for iy=1:1:py
        a=(ERBx-(2/3))+(dx/2)+(ix-1)*dx;
        b=(ERBy-1)+(dy/2)+(iy-1)*dy;
        if a>=0
            vet(1,1)=fix(a);
            vet(1,2)=fix(a)+1;
        else
            vet(1,1)=fix(a)-1;
            vet(1,2)=fix(a);
        end
        if b>=0
            vet(2,1)=fix(b);
            vet(2,2)=fix(b)+1;
        else
            vet(2,1)=fix(b)-1;
            vet(2,2)=fix(b);
        end
        for i=1:1:2
            for k=1:1:2
                x=vet(i,k);
                v=(abs(x)/2)-fix(abs(x)/2);
                if v==0
                    Erbpar(i)=x;
                else
                    Erbimpar(i)=x;
                end
            end
        end
        Dpar=sqrt((((Erbpar(1)-a)*xs)^2)+(((Erbpar(2)-b)*ys)^2));
        Dimpar=sqrt((((Erbimpar(1)-a)*xs)^2)+(((Erbimpar(2)-b)*ys)^2));
        if Dpar<Dimpar
            if Erbpar==ERB
                D=sqrt(((a*xs)^2)+((b*ys)^2));
                interf=(Dpar/D)^G;
                I=I+interf;
                n=n+1;
            end
        end
        if Dimpar<Dpar
            if Erbimpar==ERB
                D=sqrt(((a*xs)^2)+((b*ys)^2));
                interf=(Dimpar/D)^G;
                I=I+interf;
                n=n+1;
            end
        end
    end
end
end
%Armazena o valor das potências interferentes.
Int(c)=I*(dx*xs)*(dy*ys);

```

Rotina: FATORF05.m

```
F=[1,0,0,0;1,1,0,0;1,1,1,0;1,1,1,1];
```


%Integrais obtidas com a aplicação da rotina INTEGRAL.m para um ambiente celular com γ igual a 2, 3 e 4.

```
Int2=[0.44402916862070;0.09464852355951;0.12836354909091;0.04094497613074;0.05296693837125;  
0.02281929706875;0.02816230749924;0.03054651339325;2.59807621135332];
```

```
Int3=[0.25097993303194;0.02142403251221;0.03438414464956;0.00594656842428;0.00879893143921;  
0.00245312660195;0.00337182123687;0.00381325418934;2.59807621135332];
```

```
Int4=[0.16516598975120;0.00522420867455;0.01003692502737;0.00091442268905;0.00155401107234;  
0.00027749466083;0.00042558402424;0.00050224791647;2.59807621135332];
```

%Admitindo um ambiente celular com γ (G) igual a 2.

```
G=2
```

```
Int=Int2;
```

```
for j=1:1:4
```

```
K=1+(6/Int(9))*(F(j,1)*Int(1)+F(j,2)*(Int(2)+Int(3))+F(j,3)*(Int(4)+2*Int(5))+F(j,4)*(Int(6)+2*Int(7)+Int(8)));
```

```
f=1/K
```

```
end
```

%Admitindo um ambiente celular com γ (G) igual a 3.

```
G=3
```

```
Int=Int3;
```

```
for j=1:1:4
```

```
K=1+(6/Int(9))*(F(j,1)*Int(1)+F(j,2)*(Int(2)+Int(3))+F(j,3)*(Int(4)+2*Int(5))+F(j,4)*(Int(6)+2*Int(7)+Int(8)));
```

```
f=1/K
```

```
end
```

%Admitindo um ambiente celular com γ (G) igual a 4.

```
G=4
```

```
Int=Int4;
```

```
for j=1:1:4
```

```
K=1+(6/Int(9))*(F(j,1)*Int(1)+F(j,2)*(Int(2)+Int(3))+F(j,3)*(Int(4)+2*Int(5))+F(j,4)*(Int(6)+2*Int(7)+Int(8)));
```

```
f=1/K
```

```
end
```

Rotina: CURVAS.m

%Curvas para o método de Yacoub [Yac98] aplicado a um sistema celular com N=4 e $\gamma=4$.

```
clear;
```

```
gama=4;
```

%Integrais obtidas com a aplicação da rotina INTEGRAL.m para um ambiente celular com $\gamma=4$.

```
int(1,1)=0.16516598975120;
```

```
int(1,2)=0.00522420867455;
```

```
int(2,2)=0.01003692502737;
```

```
int(1,3)=0.00091442268905;
```

```
int(2,3)=0.00155401107234;
```

```
int(1,4)=0.00027749466083;
```

```
int(2,4)=0.00042558402424;
```

```
int(3,4)=0.00050224791647;
```

```
int(2,1)=0;
```

```
int(3,1)=0;
```

```
int(3,2)=0;
```

```
int(3,3)=0;
```

```
central=2.59807621135332;
```

```
cel=[6,0,0;6,6,0;6,12,0;6,12,6];
```

```
A=3*sqrt(3)/2;
```

```
int=int*(1/A);
```

%Anel 01

```
cel(1,1)=cel(1,1)-1;
```

```
prod=cel*int;
```

```

ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(1)=ac+1;
C1(1)=int(1,1);
cel(1,1)=cel(1,1)+1;
%Anel 02
cel(2,1)=cel(2,1)-1;
prod=cel*int;
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(2)=ac+1;
C1(2)=int(1,2);
cel(2,1)=cel(2,1)+1;
cel(2,2)=cel(2,2)-1;
prod=cel*int;
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(3)=ac+1;
C1(3)=int(2,2);
cel(2,2)=cel(2,2)+1;
%Anel 03
cel(3,1)=cel(3,1)-1;
prod=cel*int;
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(4)=ac+1;
C1(4)=int(1,3);
cel(3,1)=cel(3,1)+1;
cel(3,2)=cel(3,2)-1;
prod=cel*int;
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(5)=ac+1;
C1(5)=int(2,3);
cel(3,2)=cel(3,2)+1;
%Anel 04
cel(4,1)=cel(4,1)-1;
prod=cel*int;
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(6)=ac+1;
C1(6)=int(1,4);
cel(4,1)=cel(4,1)+1;
cel(4,2)=cel(4,2)-1;
prod=cel*int;
ac=0;

```

```

for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(7)=ac+1;
C1(7)=int(2,4);
cel(4,2)=cel(4,2)+1;
cel(4,3)=cel(4,3)-1;
prod=cel*int;
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C2(8)=ac+1;
C1(8)=int(3,4);
cel(4,3)=cel(4,3)+1;
%Célula Central
ac=0;
for j=1:1:4
    ac=ac+prod(j,j);
end
C3=ac;
%Plota as possíveis curvas de uma célula que pertençam a um dos anéis
for i=1:1:8
    j=0;
    for x=0.0001:0.0004:1
        j=j+1;
        n=j;
        X(j)=x;
        Y(j)=1/((1/x)*C1(i)+C2(i));
    end
    grid
    semilogx(X,Y);
    hold on
end
%Plota a curva da célula central
j=0;
for x=0.0001:0.0004:1
    j=j+1;
    X(j)=x;
    Y(j)=1/(1+C3*x);
end
semilogx(X,Y);
end

```

Rotina: FATPCIP.m

%Determina a curva do fator de redução de capacidade (P_{CIP}) em função do grau de %imperfeição no controle de potência do *link* reverso da célula padrão.

```

clear;
Pe=1E-3;
N=128;
y1=0;
y2=10;
erro=1;
while erro>(Pe)^2
    y=(y2+y1)/2;
    P=funcq(y);

```

```

if P>Pe
    y1=y;
else
    y2=y;
end
erro=abs(Pe-P);
end
Kcpp=1+3*N*((1/y)^2);
j=0;
for TdB=0:0.0025:2.5
    j=j+1;
    X(j)=TdB;
    T=TdB*(log(10)/10);
    Fr=(Kcpp-1-3*N*(exp((T^2)/2)-(exp((T^2)/4)))+exp((T^2)/2))/(exp((T^2)/2)*Kcpp);
    Y(j)=100*Fr;
end
plot(X,Y);
grid;

```

Rotina: GSET120.m

%Calcula o ganho de setorização obtido com antenas de largura de feixe de 120°.

%Nome do arquivo texto que contém os dados do diagrama de radiação da antena.

FILE='Nome do arquivo.txt';

%Ganho da antena.

G=11;

%Número de pontos de integração.

N=1000;

for j=1:1:360

A=fscanf(FILE,'%f',2);

B(j,1)=(A(1)*pi)/180;

B(j,2)=10^((G-A(2))/10);

end

B(j+1,1)=2*pi;

B(j+1,2)=B(1,2);

fclose(FILE);

S=0;

Dt=pi/(180*n);

%Para o segundo setor.

for i=61:1:120

P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));

P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));

P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));

P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));

Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));

a1=Tg1;

b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));

P2(1,1)=B(i+240,2)*cos(B(i+240,1));

P2(1,2)=B(i+240,2)*sin(B(i+240,1));

P2(2,1)=B(i+240+1,2)*cos(B(i+240+1,1));

P2(2,2)=B(i+240+1,2)*sin(B(i+240+1,1));

Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));

a2=Tg2;

b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));

for j=1:1:n

t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;

x1=b1/(tan(t1)-a1);

```

y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i,1)+j*Dt;
x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i+240,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i+240,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
for i=121:1:180
P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;
b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i-120,2)*cos(B(i-120,1));
P2(1,2)=B(i-120,2)*sin(B(i-120,1));
P2(2,1)=B(i-120+1,2)*cos(B(i-120+1,1));
P2(2,2)=B(i-120+1,2)*sin(B(i-120+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
x1=b1/(tan(t1)-a1);
y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i,1)+j*Dt;
x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i-120,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
if tan(t1)==0
t1=1e-10;
end
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i-120,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;

```

```

S=S+G;
end
end
%Para o terceiro setor.
for i=181:1:240
P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;
b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i+120,2)*cos(B(i+120,1));
P2(1,2)=B(i+120,2)*sin(B(i+120,1));
P2(2,1)=B(i+120+1,2)*cos(B(i+120+1,1));
P2(2,2)=B(i+120+1,2)*sin(B(i+120+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
x1=b1/(tan(t1)-a1);
y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i,1)+j*Dt;
x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i+120,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i+120,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
for i=241:1:300
P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;
b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i-240,2)*cos(B(i-240,1));
P2(1,2)=B(i-240,2)*sin(B(i-240,1));
P2(2,1)=B(i-240+1,2)*cos(B(i-240+1,1));
P2(2,2)=B(i-240+1,2)*sin(B(i-240+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n

```

```

t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
x1=b1/(tan(t1)-a1);
y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i,1)+j*Dt;
x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i-240,1)+(j-1)*Dt;
if tan(t1)==0
    t1=1e-10;
end
x1=b2/(tan(t1)-a2);
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i-240,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
S=S*(Dt/(2*pi));
GS=3/(1+3*S)

```

Rotina: GSET60.m

%Calcula o ganho de setorização obtido com antenas de largura de feixe de 60°.

%Nome do arquivo texto que contém os dados do diagrama de radiação da antena.

FILE='Nome do arquivo.txt';

%Ganho da antena.

G=11;

%Número de pontos de integração.

N=1000;

for j=1:1:360

A=fscanf(FILE,'%f',2);

B(j,1)=(A(1)*pi)/180;

B(j,2)=10^((G-A(2))/10);

end

B(j+1,1)=2*pi;

B(j+1,2)=B(1,2);

fclose(FILE);

S=0;

Dt=pi/(180*n);

%Para o segundo setor:

for i=31:1:60

P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));

P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));

P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));

P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));

Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));

a1=Tg1;

b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));

P2(1,1)=B(i+300,2)*cos(B(i+300,1));

```

P2(1,2)=B(i+300,2)*sin(B(i+300,1));
P2(2,1)=B(i+300+1,2)*cos(B(i+300+1,1));
P2(2,2)=B(i+300+1,2)*sin(B(i+300+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
    t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
    x1=b1/(tan(t1)-a1);
    y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
    r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
    t2=B(i,1)+j*Dt;
    x2=b1/(tan(t2)-a1);
    y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
    r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
    t1=B(i+300,1)+(j-1)*Dt;
    x1=b2/(tan(t1)-a2);
    y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
    r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
    t2=B(i+300,1)+j*Dt;
    x2=b2/(tan(t2)-a2);
    y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
    r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
    G1=r11/r21;
    G2=r12/r22;
    G=(G1+G2)/2;
    S=S+G;
end
end
for i=61:1:90
    P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
    P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
    P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
    P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
    Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
    a1=Tg1;
    b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
    P2(1,1)=B(i-60,2)*cos(B(i-60,1));
    P2(1,2)=B(i-60,2)*sin(B(i-60,1));
    P2(2,1)=B(i-60+1,2)*cos(B(i-60+1,1));
    P2(2,2)=B(i-60+1,2)*sin(B(i-60+1,1));
    Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
    a2=Tg2;
    b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
    for j=1:1:n
        t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b1/(tan(t1)-a1);
        y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
        r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i,1)+j*Dt;
        x2=b1/(tan(t2)-a1);
        y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
        r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
        t1=B(i-60,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b2/(tan(t1)-a2);
        if tan(t1)==0
            t1=1e-10;
        end
    end
end

```



```

y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i-60,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
%Para o terceiro setor.
for i=91:1:120
P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;
b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i+240,2)*cos(B(i+240,1));
P2(1,2)=B(i+240,2)*sin(B(i+240,1));
P2(2,1)=B(i+240+1,2)*cos(B(i+240+1,1));
P2(2,2)=B(i+240+1,2)*sin(B(i+240+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
x1=b1/(tan(t1)-a1);
y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i,1)+j*Dt;
x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i+240,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i+240,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
for i=121:1:150
P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;

```

```

b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i-120,2)*cos(B(i-120,1));
P2(1,2)=B(i-120,2)*sin(B(i-120,1));
P2(2,1)=B(i-120+1,2)*cos(B(i-120+1,1));
P2(2,2)=B(i-120+1,2)*sin(B(i-120+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
    t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
    x1=b1/(tan(t1)-a1);
    y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
    r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
    t2=B(i,1)+j*Dt;
    x2=b1/(tan(t2)-a1);
    y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
    r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
    t1=B(i-120,1)+(j-1)*Dt;
    x1=b2/(tan(t1)-a2);
    if tan(t1)==0
        t1=1e-10;
    end
    y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
    r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
    t2=B(i-120,1)+j*Dt;
    x2=b2/(tan(t2)-a2);
    y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
    r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
    G1=r11/r21;
    G2=r12/r22;
    G=(G1+G2)/2;
    S=S+G;
end
end
%Para o quarto setor.
for i=151:1:180
    P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
    P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
    P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
    P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
    Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
    a1=Tg1;
    b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
    P2(1,1)=B(i+180,2)*cos(B(i+180,1));
    P2(1,2)=B(i+180,2)*sin(B(i+180,1));
    P2(2,1)=B(i+180+1,2)*cos(B(i+180+1,1));
    P2(2,2)=B(i+180+1,2)*sin(B(i+180+1,1));
    Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
    a2=Tg2;
    b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
    for j=1:1:n
        t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b1/(tan(t1)-a1);
        y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
        r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i,1)+j*Dt;
        x2=b1/(tan(t2)-a1);
        y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));

```

```

r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i+180,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i+180,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
for i=181:1:210
P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;
b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i-180,2)*cos(B(i-180,1));
P2(1,2)=B(i-180,2)*sin(B(i-180,1));
P2(2,1)=B(i-180+1,2)*cos(B(i-180+1,1));
P2(2,2)=B(i-180+1,2)*sin(B(i-180+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
x1=b1/(tan(t1)-a1);
y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i,1)+j*Dt;
x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i-180,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
if tan(t1)==0
t1=1e-10;
end
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i-180,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
%Para o quinto setor.
for i=211:1:240

```

```

P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
a1=Tg1;
b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
P2(1,1)=B(i+120,2)*cos(B(i+120,1));
P2(1,2)=B(i+120,2)*sin(B(i+120,1));
P2(2,1)=B(i+120+1,2)*cos(B(i+120+1,1));
P2(2,2)=B(i+120+1,2)*sin(B(i+120+1,1));
Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
a2=Tg2;
b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
for j=1:1:n
    t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
    x1=b1/(tan(t1)-a1);
    y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
    r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
    t2=B(i,1)+j*Dt;
    x2=b1/(tan(t2)-a1);
    y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
    r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
    t1=B(i+120,1)+(j-1)*Dt;
    x1=b2/(tan(t1)-a2);
    y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
    r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
    t2=B(i+120,1)+j*Dt;
    x2=b2/(tan(t2)-a2);
    y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
    r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
    G1=r11/r21;
    G2=r12/r22;
    G=(G1+G2)/2;
    S=S+G;
end
end
for i=241:1:270
    P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
    P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
    P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
    P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
    Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
    a1=Tg1;
    b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
    P2(1,1)=B(i-240,2)*cos(B(i-240,1));
    P2(1,2)=B(i-240,2)*sin(B(i-240,1));
    P2(2,1)=B(i-240+1,2)*cos(B(i-240+1,1));
    P2(2,2)=B(i-240+1,2)*sin(B(i-240+1,1));
    Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
    a2=Tg2;
    b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
    for j=1:1:n
        t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b1/(tan(t1)-a1);
        y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
        r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i,1)+j*Dt;

```

```

x2=b1/(tan(t2)-a1);
y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
t1=B(i-240,1)+(j-1)*Dt;
x1=b2/(tan(t1)-a2);
if tan(t1)==0
    t1=1e-10;
end
y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
t2=B(i-240,1)+j*Dt;
x2=b2/(tan(t2)-a2);
y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
G1=r11/r21;
G2=r12/r22;
G=(G1+G2)/2;
S=S+G;
end
end
%Para o sexto setor.
for i=271:1:300
    P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
    P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
    P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
    P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
    Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
    a1=Tg1;
    b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
    P2(1,1)=B(i+60,2)*cos(B(i+60,1));
    P2(1,2)=B(i+60,2)*sin(B(i+60,1));
    P2(2,1)=B(i+60+1,2)*cos(B(i+60+1,1));
    P2(2,2)=B(i+60+1,2)*sin(B(i+60+1,1));
    Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
    a2=Tg2;
    b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
    for j=1:1:n
        t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b1/(tan(t1)-a1);
        y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
        r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i,1)+j*Dt;
        x2=b1/(tan(t2)-a1);
        y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
        r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
        t1=B(i+60,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b2/(tan(t1)-a2);
        y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
        r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i+60,1)+j*Dt;
        x2=b2/(tan(t2)-a2);
        y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
        r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
        G1=r11/r21;
        G2=r12/r22;
        G=(G1+G2)/2;
        S=S+G;
    end
end

```

```

end
for i=301:1:330
    P1(1,1)=B(i,2)*cos(B(i,1));
    P1(1,2)=B(i,2)*sin(B(i,1));
    P1(2,1)=B(i+1,2)*cos(B(i+1,1));
    P1(2,2)=B(i+1,2)*sin(B(i+1,1));
    Tg1=(P1(2,2)-P1(1,2))/(P1(2,1)-P1(1,1));
    a1=Tg1;
    b1=P1(2,2)-(Tg1*P1(2,1));
    P2(1,1)=B(i-300,2)*cos(B(i-300,1));
    P2(1,2)=B(i-300,2)*sin(B(i-300,1));
    P2(2,1)=B(i-300+1,2)*cos(B(i-300+1,1));
    P2(2,2)=B(i-300+1,2)*sin(B(i-300+1,1));
    Tg2=(P2(2,2)-P2(1,2))/(P2(2,1)-P2(1,1));
    a2=Tg2;
    b2=P2(2,2)-(Tg2*P2(2,1));
    for j=1:1:n
        t1=B(i,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b1/(tan(t1)-a1);
        y1=b1/(1-(a1/tan(t1)));
        r11=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i,1)+j*Dt;
        x2=b1/(tan(t2)-a1);
        y2=b1/(1-(a1/tan(t2)));
        r12=sqrt((x2^2)+(y2^2));
        t1=B(i-300,1)+(j-1)*Dt;
        x1=b2/(tan(t1)-a2);
        if tan(t1)==0
            t1=1e-10;
        end
        y1=b2/(1-(a2/tan(t1)));
        r21=sqrt((x1^2)+(y1^2));
        t2=B(i-300,1)+j*Dt;
        x2=b2/(tan(t2)-a2);
        y2=b2/(1-(a2/tan(t2)));
        r22=sqrt((x2^2)+(y2^2));
        G1=r11/r21;
        G2=r12/r22;
        G=(G1+G2)/2;
        S=S+G;
    end
end
S=S*(Dt/(2*pi));
GS=6/(1+6*S)

```

Rotina: FATGATV.m

**%Determina a curva do fator de ganho de capacidade (G_{ATV}) em função do fator de atividade
%vocal médio (beta) dos usuários e da condição de qualidade de voz admitida.**

clear;

%Desvio padrão, em dB, que expressa o grau de imperfeição no controle de potência.

TdB=2;

Pe=1E-3;

N=128;

y1=0;

y2=10;

erro=1;

```

while erro>(Pe)^3
y=(y2+y1)/2;
P=funcq(y);
if P>Pe
y1=y;
else
y2=y;
end
erro=abs(Pe-P);
end
Kcpp=1+3*N*((1/y)^2);
T=TdB*(log(10)/10);
b=exp((T^2)/8);
d=exp((T^2)/2);
j=0;
for beta=0.4:0.002:0.6
j=j+1;
% Para uma condição de excelente qualidade de voz.
a=(7*beta+1)/8;
c=(63*beta+1)/64;
% Para uma condição de boa qualidade de voz.
a=(9*beta+2)/16;
c=(36*beta+1)/64;
%Para uma condição de aceitável qualidade de voz.
a=(7*beta+2)/16;
c=(24*beta+1)/64;
X(j)=beta;
Fr=((Kcpp-1)*(b^2)+c*d-3*N*(d-(b^2)))/(Kcpp*c*d);
Y(j)=Fr;
end
%Plota gráfico.
plot(X,Y);
grid;

```

Rotina: FATPSH.m

%Determina a curva do fator de redução de capacidade (P_{SH}) em função da relação R/D
%apresentada por um sistema celular com 10 anéis.

```

clear;
N=10;
f1=0;
f2=0;
for n=1:1:N
f1=f1+(2*n-1);
if n<=(N-1)
f2=f2+n;
end
end
j=0;
for f=(sqrt(3)/3):0.001:(sqrt(3)/2)
j=j+1;
x(j)=f;
%Cálculo de I2 e I3.
teta=acos(1/(2*f));
I2=2*(f^2)*teta-f*sin(teta);
beta=asin((sqrt(12*(f^2)-3)-1)/(4*f));
I3=(sqrt(3)/4)*(1-sqrt(12*(f^2)-3))+3*(f^2)*beta;

```

%Cálculo das áreas A3, A2 e A1.

```
A3=I3;
A2=I2-(2*I3);
A1=pi*(f^2)-6*(A2+A3);
```

%Cálculo da somatória de áreas S3, S2 e S1.

```
S3=6*A3*f1;
S2=6*A2*(f1+f2);
S1=A1*(1+(6*f2));
```

%Cálculo do Fsh.

```
Psh=(S1+S2+S3)/(S1+2*S2+3*S3);
y(j)=Psh;
end
```

T=j;

%Plota gráfico.

```
plot(x,y,'b');
grid;
```

Rotina: CHLNKD.m

%Pe no link direto (BS-MS), considerando fading do tipo Rayleigh e UM na região de transição entre duas células, fazendo uso de diversidade.

```
clear;
beta=0.5;
Gcod=3.36;
Gp=128;
K=75;
Sm=(63*beta+1)/64;
```

```
xi=0;
xf=5;
x3f=225;
```

```
px=(48/1.12);
px3=(100/1.2);
cont=1;
while cont<=10
px=round(px*1.12);
px3=round(px3*1.2);
```

```
dx=(xf-xi)/px;
dx3=(x3f-xi)/px3;
```

```
val=0;
for p1=1:1:px
x1=xi+(p1-0.5)*dx;
for p2=1:1:px
x2=xi+(p2-0.5)*dx;
for p3=1:1:px3
x3=xi+(p3-0.5)*dx3;
num=f1(x1,x2,x3,Gcod,Gp,K,Sm);
acres=funcq(num)*f2(x1,x2,x3)*f3(x1)*f3(x2);
val=val+acres;
end
end
end
Pe=val*(dx^2)*dx3
ind=log10(Pe)
```



```

mat(cont,1)=cont;
mat(cont,2)=px;
mat(cont,3)=px3;
mat(cont,4)=K;
mat(cont,5)=Pe;
mat(cont,6)=ind;
mat(cont,7)=px*px*px3;
end

```

Sub-rotina: GI.m

```

function[gi]=gi(H,h,l,alfa,Pmax,a,d,r,teta)
rl=sqrt(r^2+(2*d*a)^2-2*(2*d*a)*r*cos(teta));
gi=((rl/alfa)^n(H,h,l,alfa,Pmax,rl))*((alfa/r)^n(H,h,l,alfa,Pmax,r));

```

Sub-rotina: GO.m

```

function[go]=go(H,h,l,alfa,Pmax,a,d,r,teta)
rl=sqrt(r^2+(2*d*a)^2-2*(2*d*a)*r*cos(teta));
go=((rl/alfa)^n(H,h,l,alfa,Pmax,rl))*((alfa/r)^n(H,h,l,alfa,Pmax,r));

```

Sub-rotina: N.m

```

function[n]=n(H,h,l,alfa,Pmax,r)
Dd=sqrt((H+h)^2+r^2)-sqrt((H-h)^2+r^2);
beta=(2*pi/l)*Dd;
PLfs=10*log10((4*pi*sqrt(alfa^2+(H-h)^2)/l)^2);
t=(sin(beta/2))^2;
if r<2000
    if t<=0.00000000000001
        PL=Pmax;
    else
        PLtr=10*log10(((2*pi*r/l)^2)/t);
        PL=PLtr-PLfs;
        if PL>=Pmax
            PL=Pmax;
        end
    end
else
    PLtr=10*log10(((2*pi*r/l)^2)/t);
    PL=PLtr-PLfs;
end
if r==100
    n=0;
else
    n=PL/(10*log10(r/alfa));
end

```

Sub-rotina: GIC.m

```

function[gic]=gic(G,a,d,r,teta)
rl=sqrt(r^2+(2*d*a)^2-2*(2*d*a)*r*cos(teta));
gic=(rl/r)^G;

```

Sub-rotina: GOC.m

```
function[goc]=goc(G,a,d,r,teta)
rl=sqrt(r^2+(2*d*a)^2-2*(2*d*a)*r*cos(teta));
goc=(rl/r)^G;
```

Sub-rotina: FUNCQ.m

```
function[funcq]=funcq(x)
Dy=0.001;
p=(10-x)/Dy;
f1=0;
for n=1:1:p
    y=x+(n-0.5)*Dy;
    f1=f1+exp(-(y^2)/2);
end
funcq=(1/sqrt(2*pi))*f1*Dy;
```

Anexo B - Trabalho Submetido para Publicação

INFLUÊNCIA DE UM CONTROLE IMPERFEITO DE POTÊNCIA E MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL NA CAPACIDADE DE SISTEMAS DS/CDMA

Márcio Wagner Duarte Rolim e Paul Jean Etienne Jeszensky

LCS - Laboratório de Comunicações e Sinais da EPUSP
Caixa Postal 61548 - São Paulo, SP

SUMÁRIO

Neste artigo examina-se a influência conjunta de um controle imperfeito de potência e do monitoramento da atividade vocal sobre a capacidade de sistemas DS/CDMA

1- INTRODUÇÃO

Na literatura a capacidade de sistemas DS/CDMA é geralmente determinada em condições idealizadas, vide [Rap96] por exemplo, e os desvios dessa condição ideal são incorporados na expressão final com termos que diminuem, ou aumentam, essa capacidade segundo fatores independentes. Assim, os efeitos devidos à setorização, redução por soft *handoff* etc são considerados como fatores multiplicativos, e esse raciocínio admite implicitamente uma alteração da MAI (Multiple Access Interference) isolada para cada efeito. Mostra-se nesse artigo que a influência da atividade vocal e do controle imperfeito de potência é melhor representada quando considerada em conjunto. Os resultados apresentados para o *link* reverso são mais realistas do ponto de vista de projeto de sistemas.

2 – CONTROLE DE POTÊNCIA

2.1 - Modelagem do *Link* Reverso de um Sistema DS/CDMA sob Controle Imperfeito de Potência

A figura 1 apresenta o modelo proposto por Cameron e Woerner [Cam96] para o *link* reverso de um sistema DS/CDMA assíncrono, composto de uma célula isolada que não emprega o recurso de setorização e com capacidade para K usuários. Essa modelagem tem como finalidade estimar a redução de capacidade no *link* reverso promovida por um controle imperfeito de potência, tendo como parâmetro comparativo a capacidade K' resultante de uma condição ideal de controle de potência.

Nesse modelo o sinal $r(t)$ na entrada do receptor é expresso como [Pur77]:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

sendo que $n(t)$ representa o efeito resultante de todas as interferências introduzidas pelo canal de transmissão e modelado como um ruído aditivo branco e Gaussiano (AWGN), com densidade espectral de potência N_0 . O sinal $s(t)$ resulta da soma dos sinais $s_k(t)$, com $k=1, \dots, K$, dos K usuários submetidos ao controle imperfeito de potência, todos na forma:

$$s_k(t) = \sqrt{2P} v_k b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c(t - \tau_k) + \theta_k) \quad (2)$$

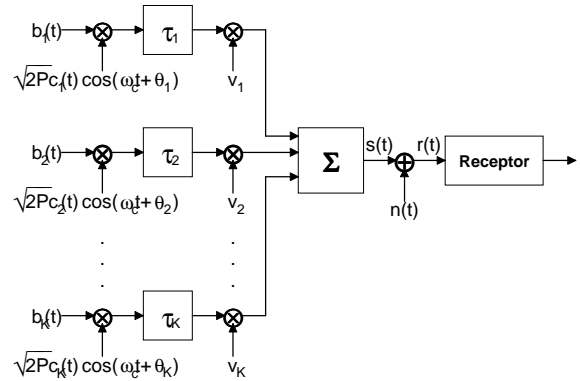


Figura 1: Modelagem do link reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência.

Na expressão (2) tem-se que:

i) $b_k(t - \tau_k)$ e $c_k(t - \tau_k)$ representam respectivamente o sinal de informação e o código de um usuário k que chegam ao receptor com um atraso τ_k . Os sinais $b_k(t)$ e $c_k(t)$ são definidos como:

$b_k(t) = \pm 1$ no intervalo $jT_b \leq t < (j+1)T_b$ para $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$, sendo T_b o tempo de bit.

$c_k(t) = \pm 1$ no intervalo $jT_c \leq t < (j+1)T_c$ para $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$, sendo T_c o tempo de chip.

A relação T_b/T_c determina o chamado ganho de processamento G_p e neste desenvolvimento considera-se ter um valor inteiro.

ii) Os termos τ_k e θ_k representam respectivamente o atraso de propagação e o ângulo de fase do sinal transmitido pelo usuário k. Esses atrasos e defasagens são variáveis aleatórias cujas funções densidade de probabilidade consideram-se uniformemente distribuídas sobre os intervalos $0 \leq \tau_k < T_b$ e $0 \leq \theta_k < 2\pi$, respectivamente.

iii) ω_c determina a frequência da portadora.

iv) P é uma constante que representa o nível de potência que se deseja para os sinais na entrada do receptor, obtido em uma condição de controle perfeito de potência.

v) O efeito do controle imperfeito de potência é expresso pela variável aleatória v_k , na forma:

$$v_k = \sqrt{\frac{P_k}{P}} \quad (3)$$

na qual P_k representa o nível de potência com o qual um usuário k sob controle imperfeito de potência chega no receptor da ERB. Dessa forma, a variável v_k tem sua função densidade de probabilidade determinada pela função densidade de probabilidade apresentada pela variável aleatória P_k .

A figura 2 mostra o diagrama do receptor do sinal $r(t)$, no qual se admite que primeiramente o sinal $r(t)$ é transladado em frequência para banda base, para então ser multiplicado por uma réplica da sequência de espalhamento $c_x(t)$ em sincronismo com a do transmissor, sendo que a escolha de $c_x(t)$ deve-se ao fato de se desejar receber informações referentes ao usuário x . Em seguida, esse sinal entra em um correlador que no instante T_b apresenta como resposta uma variável aleatória Z_x .

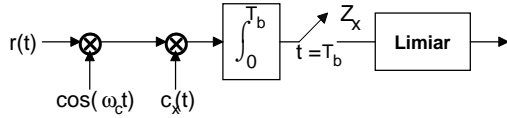


Figura 2: Modelagem do receptor DS/CDMA.

A variável aleatória Z_x é expressa na forma:

$$Z_x = \int_0^{T_b} r(t) c_x(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4)$$

Admitindo que as variáveis aleatórias v_k variam lentamente de modo a considerá-las constantes no intervalo de tempo de integração T_b e supondo que o receptor possua uma curva de resposta abaixo de $2\omega_c$, a equação (4) pode ser escrita como:

$$Z_x = \text{Inf}_x + \text{Interf}_x + \eta_x \quad (5)$$

O termo Inf_x representa a informação recebida do usuário "x" afetada pela incerteza v_x de seu controle imperfeito de potência, expressa na forma:

$$\text{Inf}_x = b_0^{(x)} \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b v_x \quad (6)$$

no qual o dado desejado é $b_0^{(x)} \in \{-1, 1\}$, definido sobre o intervalo de tempo $[0, T_b]$. Já o termo Interf_x representa a interferência indesejada dos demais usuários, também chamada de MAI, escrita como:

$$\text{Interf}_x = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \frac{\sqrt{2P}}{2} v_k \int_0^{T_b} b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_x(t) \cos(\phi_k) dt \quad (7)$$

no qual $\phi_k = \theta_k - \omega_0 \tau_k$. Observando os intervalos de integração e considerando as funções de correlação cruzada parciais par e ímpar, respectivamente definidas por:

$$R_{k,x}(\tau) = \int_0^{\tau} c_k(t - \tau) c_x(t) dt \quad (8)$$

$$\hat{R}_{k,x}(\tau) = \int_{\tau}^{T_b} c_k(t - \tau) c_x(t) dt \quad (9)$$

A equação (7) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\text{Interf}_x = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K v_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k) \quad (10)$$

onde:

$$I_{k,x}(b_k, \tau, \phi) = T_b^{-1} [b_{-1}^{(k)} R_{k,x}(\tau) + b_0^{(k)} \hat{R}_{k,x}(\tau)] \cos(\phi) \quad (11)$$

na qual $b_{-1}^{(k)}$ e $b_0^{(k)}$ são dois bits de dados consecutivos transmitidos pelo k -ésimo usuário no intervalo de tempo de um bit do x -ésimo usuário. Essa parcela é denominada de interferência de múltiplo acesso normalizada na saída do x -ésimo receptor devida ao k -ésimo sinal interferente e tem seus resultados limitados ao intervalo $[-1, 1]$. E, por último, o termo η_x representa a interferência devida ao ruído branco gaussiano, expressa na forma:

$$\eta_x = \int_0^{T_b} n(t) c_x(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (12)$$

Devido à incerteza da variável de decisão Z_x , faz-se necessário estimar a probabilidade média de erro de bit P_e na saída do receptor. Observa-se que P_e é um fator limitante da capacidade do sistema. Admitindo que a transmissão dos dados seja equiprovável, P_e pode ser expressa como:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{Pr ob}[Z_x | b_0^{(x)} = 1 < 0] + \frac{1}{2} \text{Pr ob}[Z_x | b_0^{(x)} = -1 > 0] \quad (13)$$

Considerando a simetria do problema, a equação (13) pode ser reescrita na forma:

$$P_e = \text{Pr ob}[Z_x | b_0^{(x)} = 1 < 0] \quad (14)$$

A variável de decisão Z_x , expressa em (5), tem sua variância $\text{var}[Z_x]$ e sua média $E[Z_x]$ respectivamente determinadas como:

$$\text{var}[Z_x] = \text{var}[\text{Inf}_x] + \text{var}[\text{Interf}_x] + \text{var}[\eta_x] \quad (15)$$

sendo que:

$$\text{var}[\text{Inf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \text{var}[v_x] \quad (16)$$

E, de acordo com resultados apresentados por Pursley [Pur77], tem-se que:

$$\text{var}[\eta_x] = \frac{N_0 T_b}{4} \quad (17)$$

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (18)$$

A variável aleatória $I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)$ possui média nula e, considerando seqüências randômicas de comprimento N ($N = G_p$), tem sua variância determinada pela expressão:

$$\text{var}[I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)] = E[I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)^2] = \frac{1}{3G_p} \quad (19)$$

A variância do produto de n variáveis aleatórias independentes y_j , com ao menos uma apresentando média nula, pode ser determinada pela expressão:

$$\text{var}\left[\prod_{j=1}^n y_j\right]_{\substack{E[y_1]=0 \\ \dots/ou \\ E[y_2]=0 \\ \dots/ou \\ E[y_n]=0}} = \prod_{j=1}^n E[y_j^2] \quad (20)$$

De posse do segundo momento da variável $I_{k,x}$ (b_k, τ, ϕ) e utilizando a propriedade expressa em (20), a equação (18) pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[I_{k,x}] = \frac{P T_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) \quad (21)$$

Por meio das equações (16), (17) e (21), a variância de Z_x pode ser escrita como:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{P T_b^2}{2} \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) + \frac{N_0}{2P T_b} \right] \quad (22)$$

Em virtude das variáveis aleatórias $I_{k,x}$ (b_k, τ, ϕ) e η_x apresentarem média nula, a $E[Z_x]$ é expressa por:

$$E[Z_x] = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b E[v_x] \quad (23)$$

Para uma célula que comporte um grande número de usuários utilizando seqüências randômicas de espalhamento com período relativamente grande, é possível estimar, de acordo com o teorema do limite central, que a função densidade de probabilidade da variável de decisão Z_x tende a uma gaussiana. Desse modo, P_e pode ser estimada por meio da expressão:

$$P_e = Q\left(\frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left[E[v_x] \left(\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) + \left(2 \frac{E_b}{N_0}\right)^{-1}\right)^{-1/2}\right] \quad (24)$$

na qual a razão E_b/N_0 representa a relação sinal-ruído na entrada do receptor e $Q(x)$ é a integral de uma gaussiana normalizada de x a ∞ . Admitindo que a razão E_b/N_0 seja suficientemente grande, de modo que na equação (24) o termo $(2 E_b/N_0)^{-1}$ possa ser considerado de pouca influência quando comparado aos demais, P_e pode ser reescrita na forma:

$$P_e = Q\left[E[v_x] \left(\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1)\right)^{-1/2}\right] \quad (25)$$

Para um sistema sob controle perfeito de potência, tem-se que $\text{var}[v_x]=0$ e $E[v_x]=1$ e a probabilidade média de erro de bit pode ser obtida por meio da equação (25) resultando:

$$P_e = Q\left(\left(\frac{1}{3G_p} (K'-1)\right)^{-1/2}\right) \quad (26)$$

na qual K' representa a capacidade do *link* reverso, considerando uma condição ideal de controle perfeito de potência.

2.2 – Perda de Capacidade devida ao Controle Imperfeito de Potência

Para que o sistema sob controle imperfeito de potência tenha o mesmo desempenho que o apresentado sob uma condição ideal de controle perfeito de potência, isso em termos de probabilidade média de erro de bit, é necessário que K' sofra uma redução. Igualando o argumento da função $Q(x)$ das equações (25) e (26) é possível determinar um fator F_R que promove essa redução de capacidade; e expressá-lo na forma:

$$F_R = \frac{K}{K'} = \frac{E[v_x^2] + (K'-1)E[v_x]^2 - 3G_p \text{var}[v_x]}{K' E[v_x^2]} \quad (27)$$

Priscoli e Sestini [Pri96], consideram que a imperfeição no controle de potência é refletida no nível da energia por bit de informação E_{bk} , com a qual o sinal de um usuário k chega no receptor da ERB controladora da chamada. Assim, E_{bk} apresenta uma variação em torno do valor desejado E_b , de acordo com uma distribuição do tipo log-normal. Dessa forma, E_{bk} é expressa por:

$$E_{bk} = E_b 10^{(\xi_k/10)} \quad (28)$$

na qual ξ_k é uma variável aleatória gaussiana com média zero e desvio padrão σ_ξ . Pode-se afirmar que quanto maior o valor de σ_ξ , expresso em dB, mais imperfeito é o controle de potência. Particularmente, a condição ideal de um controle perfeito de potência é obtida com $\sigma_\xi=0$ dB. De acordo com a citação de Viterbi e Viterbi [Vit93], experimentalmente, verifica-se que o desvio padrão σ_ξ apresenta valores compreendidos entre 1 e 2 dB. A variável aleatória v_k pode ser obtida por meio da equação (28), resultando na expressão:

$$v_k = 10^{(\xi_k/20)} \quad (29)$$

cujas função densidade de probabilidade é escrita, ver Papoulis [Pap91], na forma:

$$f_{v_k}(v_k) = \frac{20 \log(e)}{\sqrt{2\pi} \sigma_\xi v_k} \exp\left[-\frac{(20 \log(v_k))^2}{2\sigma_\xi^2}\right] \quad (30)$$

Com esse resultado é possível determinar tanto a média $E[v_k]$ quanto a variância $\text{var}[v_k]$ da variável aleatória v_k e expressá-las como:

$$E[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma_\xi^2}{8}\right)} \quad (31)$$

$$\text{var}[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma_\xi^2}{2}\right)} - e^{\left(\frac{\sigma_\xi^2}{4}\right)} \quad (32)$$

nas quais σ é definido como:

$$\sigma = \frac{\sigma_\xi}{10 \log(e)} \quad (33)$$

Com as equações (26), (27), (31) e (32) é possível determinar a curva que expressa o fator F_R como função da imperfeição no

controle de potência denotada pelo desvio padrão σ_ξ . A figura 3 apresenta a curva do fator de redução de capacidade (F_R) do link reverso de um sistema DS/CDMA sob controle perfeito de potência com $G_p=128$ e que admita uma probabilidade média de erro de bit P_e igual a 10^{-3} .

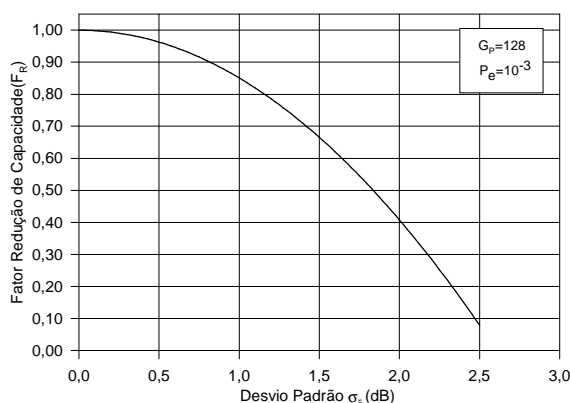


Figura 3: Impacto do controle imperfeito de potência na redução de capacidade do link reverso.

Com base nessa curva, tem-se que para um desvio padrão σ_ξ variando entre 1 e 2 dB o link reverso sofre uma redução de capacidade entre 14,82 % e 57,93%.

3 – MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL

Define-se fator de atividade vocal como o percentual do tempo de duração da chamada em que se identifica a presença de sinal de voz no canal; caracterizada quando o nível desse sinal encontra-se acima de determinado limiar.

No trabalho de Fraser et al. [Fra61], verifica-se em um experimento realizado com 74 pessoas em 32 conversações telefônicas que ao se considerar como sinal de voz todo sinal com nível acima de -40 dBm tem-se, em média, cada canal apresentando atividade vocal em cerca de 40% do tempo de duração da conversação. Já um experimento conduzido por Brady [Bra68] com 32 pessoas em 16 conversações telefônicas, fazendo uso de um detector de voz com limiares em -45 dBm, -40 dBm e -35 dBm, observa-se que utilizando o limiar de decisão em -40 dBm, em média, cada canal apresenta um fator de atividade vocal de 39,5%, sendo que o desvio padrão apresentado pelas amostras é de 8,37%. Em sistemas móveis o ruído de fundo e as vibrações podem ativar o detector de atividade de voz. Sendo assim, um fator de atividade de voz médio em sistemas desse tipo é de 50% [Rap96].

Em sistemas DS/CDMA, definidos no padrão IS-95, uma forma de reduzir MAI é diminuindo a energia contida em cada *frame* transmitido por um usuário; fazendo uso de *vocoders* com a taxa de transmissão de bits em um nível mínimo nos períodos de ausência de atividade vocal e em três possíveis níveis nos períodos de atividade vocal. Dessa forma, diminuindo-se a interferência que cada usuário causa nos demais é possível proporcionar um aumento de capacidade ao sistema.

O *vocoder* utilizado no padrão IS-95 é do tipo CELP (*Coded Excited Linear Predictive*). Nesse tipo de *vocoder* para cada

trecho de 20 ms (*frames*) de sinal de voz além de determinar se o segmento é vocálico ou não-vocálico e obter, fazendo uso de técnicas de predição linear, os coeficientes do filtro sintetizador de voz, encontra, dentre um conjunto de sinais estocásticos (ruído branco Gaussiano de média nula), o que melhor sintetiza o trecho vocálico quando utilizado como excitação do filtro sintetizador. Essas informações, codificadas em seqüências de bits, são transmitidas e no receptor, outro filtro sintetizador reconstitui a versão aproximada do trecho de voz.

Durante os períodos em que não há atividade vocal, a taxa de bit na entrada do codificador convolucional é de 1200 bps enquanto que nos períodos de atividade vocal a taxa de bit pode ser de 2400, 4800 ou 9600 bps. Quanto maior a taxa, melhor a fidelidade do trecho de voz sintetizado.

De acordo com a figura 4, cada *frame* de 20 ms transmitido no link reverso é composto, dependendo da taxa, de 2, 4, 8 ou 16 grupos de 12 bits, denominados de grupo de controle de potência. O sistema se encarrega de dispor de forma aleatória esses grupos dentro do *frame*. Dessa forma, dentro do período de um *frame* o sistema pode transmitir por todos os 20 ms ou em intervalos de 1,25 ms, determinados aleatoriamente. No link direto, a transmissão à taxa de 9600 bps ocorre da mesma forma que a do link reverso. Porém, para transmitir em taxas mais baixas cada bit em um grupo de controle de potência tem sua largura estendida e sua potência reduzida por um fator 2, 4 ou 8 vezes, respectivamente de acordo com as taxas de 4800, 2400 e 1200 bps. Sendo assim, a transmissão no link direto ocorre de forma contínua, mas com potência reduzida.

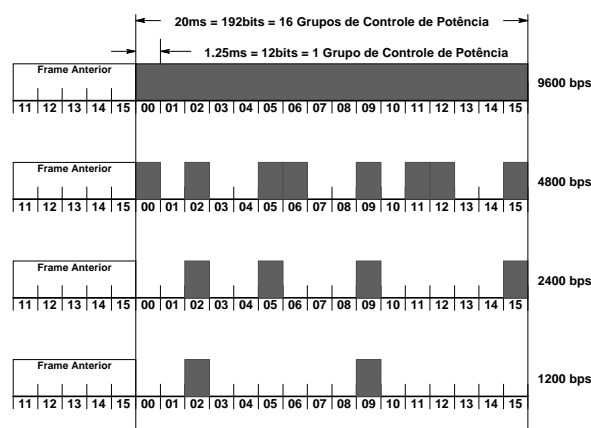


Figura 4: Grupos de controle de potência transmitidos em função da taxa de bit.

De posse dessas informações, tem-se como objetivo determinar o ganho médio de capacidade do link reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência fazendo uso do recurso de monitoramento da atividade vocal. Essa determinação será em relação ao link reverso de um sistema no qual o controle de potência é perfeito, porém não se utiliza o recurso de monitoramento da atividade vocal.

3.1 – Ganho de Capacidade devido ao Monitoramento da Atividade Vocal

Admitindo que para o cálculo do ganho médio de capacidade obtido com a transmissão de *frames* a taxas variáveis o efeito de

transmitir *frames* à taxa variável seja o mesmo que o obtido com a recepção à taxa máxima de 9600 bps, porém com bits em um nível de energia E_b igual a:

$$E_b = PT_b \alpha \quad (34)$$

sendo P a potência do sinal sob uma condição de controle perfeito de potência, T_b o tempo de bit e α uma variável que, de acordo com a taxa 1200, 2400, 4800 ou 9600 bps, pode assumir respectivamente os valores 0,125, 0,25, 0,5 ou 1. Em virtude da taxa de transmissão de bits constituir-se em um evento aleatório, α , na realidade, é uma variável aleatória discreta. Com base na modelagem do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência, descrito no item (2.1), a interferência pode ser reescrita:

$$\text{Interf}_x = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \sqrt{\frac{P}{2}} v_k \alpha_k \int_0^{T_b} b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_x(t) \cos(\phi_k) dt \quad (35)$$

e analogamente à (10):

$$\text{Interf}_x = \sqrt{\frac{P}{2}} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K v_k \alpha_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k) \quad (36)$$

A probabilidade média de erro de bit P_e , fator limitante da capacidade do sistema, é expressa pela equação (14). A variância $\text{var}[\text{Interf}_x]$ é dada por:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k \alpha_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (37)$$

Fazendo uso dos resultados das equações (19) e (20), a equação anterior pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \quad (38)$$

A variância de Z_x é determinada pela expressão:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{PT_b^2}{2} \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \right] \quad (39)$$

A $E[Z_x]$ é dada por (23) e ao ratificar a tendência da função densidade de probabilidade da variável Z_x comportar-se como uma gaussiana, P_e pode ser estimada pela expressão:

$$P_e = Q\left(\frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left(E[v_x] \left(\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1)\right)^{-1/2}\right) \quad (40)$$

Retomando a equação (26) que estima P_e de um sistema sob controle perfeito de potência o ganho médio obtido com o emprego do recurso de monitoramento da atividade vocal sob uma condição de controle imperfeito de potência pode ser

estimado igualando o argumento da função $Q(x)$ das equações (40) e (26), o que resulta em sua expressão na forma:

$$G_{ATV} = \frac{K}{K'} = \frac{E[v_x^2] E[\alpha^2] + (K' - 1) E[v_x]^2 - 3G_p \text{var}[v_x]}{K' E[v_x^2] E[\alpha^2]} \quad (41)$$

A variável aleatória v_x tem sua média $E[v_x]$ e variância $\text{var}[v_x]$ respectivamente determinadas pelas equações (31) e (32). Em relação à caracterização estatística da variável aleatória α torna-se necessário conhecer tanto a estimativa do fator de atividade vocal β dos usuários quanto a estimativa do uso que o *vocoder* faz das diferentes taxas de bits durante a codificação dos *frames* de sinal de voz. Dessa forma, com base em um critério puramente arbitrário de performance para o sistema que associa melhor qualidade de voz com o uso mais freqüente de maiores taxas de bits, definiram-se possíveis funções densidade de probabilidade (fdp) para a variável α .

1) Condição de boa qualidade de voz. Considera-se que durante os períodos de atividade vocal os *frames* são transmitidos à taxa máxima de 9600 bps. Sendo assim, fdp de α é definida como:

$$P_1(\alpha) = \beta \delta(\alpha - 1) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (42)$$

e o segundo momento da variável aleatória α , $E[\alpha^2]$, pode ser expresso como:

$$E[\alpha^2] = \frac{63\beta + 1}{64} \quad (43)$$

2) Condição de média qualidade de voz. Estipula-se que durante os períodos de atividade vocal 50% dos *frames* são transmitidos com taxa de 9600 bps, 25% à taxa de 4800 bps e os 25% restantes à taxa de 2400 bps, resultando em escrever uma fdp na forma:

$$P_2(\alpha) = 0,5\beta \delta(\alpha - 1) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (44)$$

e em expressar $E[\alpha^2]$ como:

$$E[\alpha^2] = \frac{36\beta + 1}{64} \quad (45)$$

3) Condição de aceitável qualidade de voz. Admite-se que durante os períodos de atividade vocal 25% dos *frames* são transmitidos com taxa de 9600 bps, 50% à taxa de 4800 bps e os 25% restantes à taxa de 2400 bps, o que resulta em expressar a fdp como:

$$P_3(\alpha) = 0,25\beta \delta(\alpha - 1) + 0,5\beta \delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (46)$$

e o $E[\alpha^2]$ na forma:

$$E[\alpha^2] = \frac{24\beta + 1}{64} \quad (47)$$

As figuras 5 a 7 a seguir mostram a curva de ganho de capacidade proporcionado ao *link* reverso de um sistema DS/CDMA que faz uso do recurso de monitoramento de

atividade vocal tanto sob controle perfeito quanto imperfeito de potência

Considera-se que o sistema apresente $G_p=128$ e admita uma probabilidade média de erro de bit $P_e=10^{-3}$. Os gráficos apresentados nas figuras demonstram que ao se considerar um certo grau σ_ξ de imperfeição no controle de potência, qualquer melhoria na qualidade da voz sintetizada implica em uma necessária redução na capacidade do sistema, como forma de garantir determinada probabilidade de erro de bit P_e .

Dessa forma, para um sistema celular DS/CDMA cujo o grau σ_ξ de imperfeição no controle de potência seja de 1dB e admitindo que seus usuários possuam um fator de atividade vocal médio β igual a 0,5, a estimativa para o ganho médio de capacidade do link reverso nas condições de aceitável, média e boa qualidade de voz os respectivos valores de 4,16, 2,85 e 1,69.

Num cálculo convencional teríamos para um controle imperfeito de potência caracterizado por $\sigma_\xi=1$ dB e uma atividade vocal com $\beta=0,4$ um ganho de $G_{ATV} = 0,85 \times 2,4 \approx 2,0$, enquanto o cálculo conjunto oferece um valor ligeiramente superior.

4 - CONCLUSÕES

Nesse trabalho determinou-se a influência conjunta de um controle imperfeito de potência e do monitoramento da atividade vocal sobre a capacidade de sistemas DS/CDMA, obtendo-se expressões analíticas que permitem um cálculo mais preciso dessa influência conjunta para uso em projetos de sistemas.

5 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Bra68] Brady, P. T. **A statistical analysis of on-off patterns in 16 conversations.** *The Bell System Technical Journal*, v.47, p.73-91, Jan. 1968.

[Cam96] Cameron, R.; Woerner, B. **Performance analysis of CDMA with imperfect power control.** *IEEE Transactions on Communications*, v.44, n.7, p.777-81, July 1996.

[Fra61] Fraser, J. M.; Bullock, D. B.; Long, N. G. **Over-all characteristics of a TASI system.** *The Bell System Technical Journal*, v.41, p.1439-54, July 1962.

[Pap91] Papoulis, A. **Probability, random variables and stochastic processes.** 3. ed. New York: McGraw-Hill, 1991. 666p.

[Pris96] Priscoli, F. D.; Sestini, F. **Effects of imperfect power control and user mobility on a CDMA cellular network.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.14, n.9, p.1809-16, Dec. 1996.

[Pur77] Pursley, M. B.; Sarwate, D. V. **Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiples-access communication – part II: code sequence analysis.** *IEEE Transactions on Communications*, v.COM-25, n.8, p.800-3, Aug. 1977.

[Rap96] Rappaport, T. S. **Wireless communications: principles and practice.** New Jersey: Prentice Hall PTR, 1996. 641p.

[Vit93] Viterbi, A. M.; Viterbi, A. J. **Erlang capacity of a power controlled CDMA system.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.11, n.6, p.892-900, Aug. 1993.

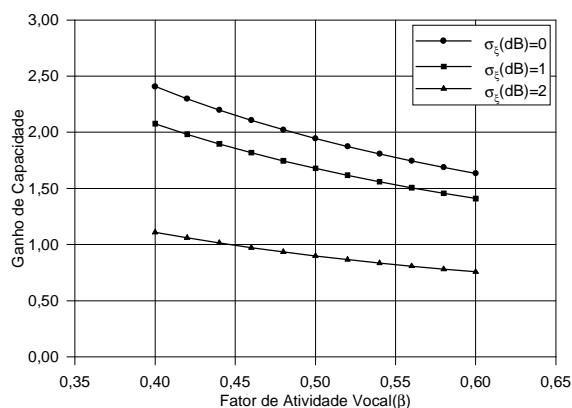


Figura 5: Ganho de capacidade em condição de boa qualidade de voz.

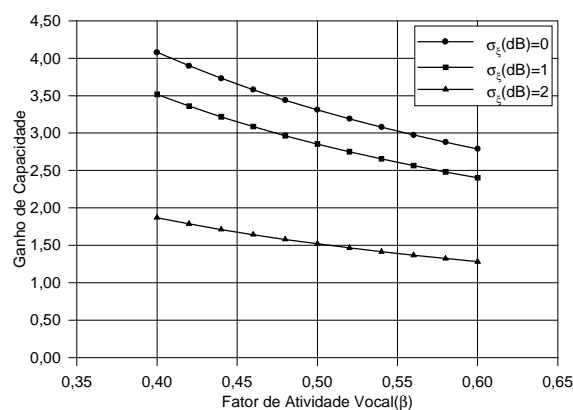


Figura 6: Ganho de capacidade em condição de média qualidade de voz.

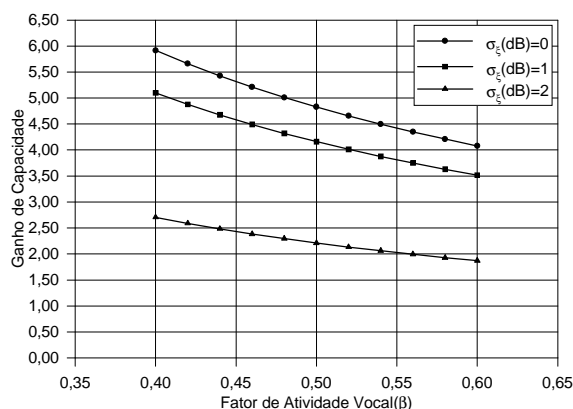


Figura 7: Ganho de capacidade em condição de aceitável qualidade de voz.