

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações



EFICIÊNCIA DOS PROTOCOLOS TCP/RLP SOBRE SISTEMAS SEM FIO
WCDMA USANDO ARRANJOS LINEARES DE ANTENAS

Autor: Teógenes Brito da Nóbrega

Orientador: Celso de Almeida

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos
exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr Celso de Almeida (Orientador) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr Marcelo Sampaio de Alencar - DEE/UFCG

Prof. Dr Maurício Ferreira Magalhães - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr Renato Baldini Filho - FEEC/UNICAMP

Campinas - SP, 11 de Novembro de 2002

*“Se tu choras por teres perdido o sol,
as lágrimas te impedirão de veres as estrelas.”*

(Autor desconhecido)

Aos meus amados pais, João Patrocínio da Nóbrega e Hildete Brito da Nóbrega.

Agradecimentos

À CAPES, Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro.

Ao Prof. Dr Celso de Almeida, pela criteriosa e constante orientação durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Dr Renato Baldini Filho e ao Prof. Dr Roger Pierre Fabris Hoefel, pela cooperação por meio de críticas, comentários e sugestões durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas de laboratório que contribuíram, diretamente ou indiretamente, para o andamento deste trabalho: Gustavo Fraidenaich, Gonzalo Fernando C. Olmedo, Magno Fernandes da Rocha, Rodrigo Pereira Ramos e Silvia Regina Coelho.

Aos amigos Cláudio Guimarães Chemmes, Eudemario Sousa de Santana, Fábio Adriano G. L. da Silva, Gustavo Peres Barbosa de Castro, Helcio Wagner da Silva, Irênio de Jesus Júnior, Juracy Emanuel Magalhães, Manoel Henrique da Nóbrega Marinho, Rafael Paoliello Guimarães e Rodrigo Gusmão Cavalcanti pelo convívio durante este período.

A Euxélia Cortês Negrão de Brito, Jailson de Brito, José Taré de Brito e família, Maria Helena da Silva, Secundino Terceiro de Brito e Wilson Pereira, pela forma carinhosa como fui recebido por todos.

Aos meus irmãos Sarah Brito da Nóbrega e Antonio Olindo dos Santos Neto e às minhas “segundas mães” Ivete de Medeiros Brito e Maria de Fátima Pereira da Silva, pelo carinho e apoio.

Resumo

Neste trabalho, examina-se o desempenho geral da pilha de protocolos TCP/RLP (*Transmission Control Protocol/Radio Link Protocol*) num enlace sem fio WCDMA (*Wide-band Code Division Multiple Access*) típico.

De fato, foca-se na dinâmica das camadas TCP e RLP da pilha de protocolos, pois a flutuação de desempenho do sistema é em grande parte causada pelos mecanismos ARQ (*Automatic Repeat reQuest*) implementados nessas duas camadas. Os resultados, analíticos e obtidos por simulação, apresentados aqui podem prover orientação para aqueles que buscam melhorar ainda mais o desempenho do sistema.

Além disso, também se estudou o uso de arranjos lineares de antenas nos receptores localizados nas estações rádio-base de sistemas celulares WCDMA. Modelam-se os efeitos do desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência, interferência de múltiplo acesso e ruído térmico. Mostra-se, para o enlace reverso, o ganho de capacidade alcançado pelo uso do arranjo de antenas. Particularmente, são derivadas expressões para probabilidade de erro de bit e relação sinal-ruído-mais-interferência.

O comportamento TCP em redes mistas (*wireless-cum-wireline*) também é ilustrado. Os modelos caracterizam, quantitativamente, o vazão de dados e atraso médio dos segmentos TCP em função da taxa de bit, da probabilidade de perda de pacote e do tempo de viagem de ida-e-volta (RTT).

Palavras-chave: TCP, RLP, vazão de dados, atraso médio, WCDMA, arranjo linear de antenas, probabilidade de erro de bit, desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência.

Abstract

In this work, the overall performance of the TCP/RLP (Transmission Control Protocol/Radio Link Protocol) protocol stack on a typical WCDMA (Wide-band Code Division Multiple Access) wireless link is examined.

As a matter of fact, the dynamics of the TCP and RLP layers of the protocol stack is focused on since the variation on the system performance is largely caused by ARQ (Automatic Repeat reQuest) mechanisms implemented at these two layers. Analytical and simulation results presented in this work can provide guidance to those attempting to further improve performance issues.

Besides, the use of linear antenna array at base-station receivers for cellular WCDMA systems is also studied. The effects of frequency selective Rayleigh fading, multiple access interference and thermal noise are modeled. The increase of capacity that is achieved by using an antenna array for the reverse link is shown. In particular, expressions for SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) and bit-error probability are derived.

The TCP behavior in wireless-cum-wireline networks is also illustrated. The models quantitatively characterize TCP throughput and average packet delay as functions of the constant bit rate, the packet drop-rate and the round trip time.

Key Words: TCP, RLP, throughput, average packet delay, WCDMA, linear antenna arrays, bit-error probability, frequency selective Rayleigh fading.

Glossário

Para facilitar o entendimento do trabalho, pelo leitor, apresentam-se aqui as variáveis, funções e acrônimos empregados no corpo do trabalho.

Lista de Variáveis

α	Desvanecimento
γ_b	Relação sinal-ruído-mais-interferência de bit
$\gamma_{n,m}$	Relação sinal-ruído-mais-interferência por canal de diversidade
$(\Delta f)_c$	Banda de coerência do canal seletivo em frequência
ζ	Relação entre os tamanhos dos segmentos TCP de reconhecimento e de dados
η_{RLP}	Vazão de dados do protocolo RLP
η_{TCP}^{ar}	Vazão de dados do protocolo TCP no canal sem fio
η_{TCP}^{rm}	Vazão de dados do protocolo TCP numa rede mista
η_{TCP}	Vazão de dados efetiva do protocolo TCP numa rede mista
λ	Comprimento eletromagnético da onda da portadora WCDMA
ϕ_k	Fase inicial do sinal do k -ésimo usuário móvel
ν	Velocidade do Móvel
ρ	Fator de Carga da Célula
σ^2	Parâmetro da V.A. Rayleigh
τ_k	Atraso do sinal CDMA do k -ésimo usuário desde sua transmissão
τ_p	Tempo de propagação na interface aérea
τ_{TCP}	Atraso médio fim-a-fim dos segmentos TCP
τ_{TCP}^{ar}	Tempo de propagação do segmento TCP na interface aérea
τ_{TCP}^{rf}	Atraso médio na ida (ou volta) de um segmento TCP através da rede física
τ_{min}	Tempo mínimo de propagação do segmento TCP na interface aérea
\vec{a}_i	Assinatura espacial do i -ésimo usuário
$c(\cdot)$	Seqüência de espalhamento do sinal CDMA
C	Constante

$cwnd$	Janela de congestionamento TCP
$d(\cdot)$	Seqüência de bits de informação transmitida pelo usuário móvel
D	Distância entre os elementos do arranjo de antenas
E_b	Energia de bit
f_0	Frequência da portadora WCDMA
f_d	Frequência Doppler
G	Ganho de processamento
$h(\cdot)$	Resposta impulsiva do canal por canal de diversidade
H_{RLP}	Número de bits de cabeçalho por quadro RLP
H_{TCP}	Número de bits de cabeçalho por segmento TCP
I_{RLP}	Número de bits de informação por quadro RLP
I_{TCP}	Número de bits de informação por segmento TCP
K	Número de usuários na célula, cada qual com ganho de processamento G
L	Número de caminhos resolvíveis (ramos de diversidade)
M	Número de elementos do arranjo de antenas
n_G	Número de ganhos de processamento diferentes presentes na célula
N	Número de quadros RLP por segmento TCP
N_c	Número de <i>chips</i> no quadro WCDMA
N_0	Energia bilateral do ruído branco
N_p	Número de quadros RLP por quadro WCDMA
N_{RLP}	Número total de bits por quadro RLP
N_s	Número de <i>slots</i> por quadro WCDMA
N_{TCP}	Número total de bits do segmento TCP
P_b	Probabilidade de erro de bit
P_{erro}	Probabilidade de perda de segmento TCP numa rede mista
P_{RLP}	Probabilidade de erro de RLP
r	Número máximo permitido de repetições na camada RLP
$\mathbf{r}(\cdot)$	Sinal recebido, em banda básica, pelo arranjo de antenas
R_b	Taxa de bits do usuário na camada física, o canal WCDMA
RTT	Tempo de ida-e-volta TCP
$s(\cdot)$	Sinal transmitido por um usuário móvel
S	Número de setores da célula
T	Tempo de bit dos usuários cujo ganho de processamento vale G
T_c	Tempo de <i>chip</i>
T_i	Tempo de bit dos usuários cujo ganho de processamento vale G_i
T_{RLP}	Tempo de transmissão do quadro RLP

W Largura de banda efetiva do sinal passa-baixa transmitido

Lista de Funções

$[\cdot]$ Operador que retorna o menor inteiro maior que seu argumento
 $\lfloor \cdot \rfloor$ Operador que retorna o maior inteiro menor que seu argumento
 $\lceil \cdot \rceil$ Operador que retorna a parte inteira do seu argumento
 $[\cdot]^H$ Operador Hermitiano
 $[\cdot]^T$ Operador Transposto
 $\delta(\cdot)$ Função impulso, ou delta de Dirac
 $E[\cdot]$ Operador que retorna o valor esperado do seu argumento
 $J_0(\cdot)$ Função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero
 $\min[\cdot]$ Função que retorna o valor mínimo do seu argumento
 $p(\cdot)$ Função densidade de probabilidade
 $p_T(\cdot)$ Pulso retangular de duração T segundos
 $Q(\cdot)$ Função de Erro Gaussiana (Leon-Garcia 1989, pág. 126)
 $\text{Re}[\cdot]$ Operador que retorna a parte real do seu argumento
 $\text{Var}[\cdot]$ Operador que retorna a variância do seu argumento

Lista de Acrônimos

3G Terceira Geração
ARQ *Automatic Repeat reQuest*
BPSK *Binary Phase-Shift Keying*
CCITT *Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique*
CDMA *Code Division Multiple Access*
CRC *Cyclic Redundancy Check*
DCH *Dedicated Channel*
DPCCH *Dedicated Physical Control Channel*
DPDCH *Dedicated Physical Data Channel*
EIA *Electronic Industries Association*
ERB Estação radiobase
fdp Função Densidade de Probabilidade
FBI *Feedback Information*

ICMP	<i>Internet Control Message Protocol</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
IPCP	<i>Internet Protocol Control Protocol</i>
LCP	<i>Link Control Protocol</i>
MIP	<i>Multipath Intensity Profile</i>
NAK	<i>Negative Acknowledgment</i>
PPP	<i>Point-to-Point Protocol</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
RLP	<i>Radio Link Protocol</i>
RTT	<i>Round Trip Time</i>
Rx	Receptor(a)
SINR	<i>Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i>
SNDCF	<i>SubNetwork Dependent Convergence Function</i>
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i>
TFCI	<i>Transport Format Combination Indicator</i>
TIA	<i>Telecommunications Industry Association</i>
TPC	<i>Transmission Power Control</i>
TTI	<i>Transmission Time Interval</i>
Tx	Transmissor(a)
TPC	<i>Transmission Power Control</i>
VA	Variável Aleatória
VSG	<i>Variable Spreading Gain</i>
WCDMA	<i>Wide-band Code Division Multiple Access</i>

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Descrição do Problema e Revisão Bibliográfica	1
1.2	Objetivos do Trabalho	3
1.3	Organização do Trabalho	3
2	Arranjo de Antenas	5
2.1	Modelo do Sistema	5
2.1.1	Modelo do Sinal CDMA	6
2.2	Modelo do Canal	7
2.2.1	Modelo do Canal com o Uso do Arranjo de Antenas	8
2.3	Receptor Rake 2D	10
2.4	Probabilidade de Erro de Bit	14
2.5	Conclusão	19
3	Sistemas CDMA Multi-taxas	20
3.1	Introdução	20
3.2	Modelo do Sinal CDMA Multi-taxa	21
3.3	Cálculo de SINR	23
3.4	Carga Equivalente	24
3.5	Resultados Numéricos	25
3.5.1	SINR	25
3.5.2	Probabilidade de Erro de Bit	27
3.6	Conclusão	28
4	O Protocolo RLP	30
4.1	Introdução	30
4.2	Retransmissão de Quadros na Camada RLP	35
4.3	Probabilidade de Erro RLP	36

4.4	Vazão de dados RLP	40
4.5	Conclusão	43
5	O Protocolo TCP	44
5.1	Introdução	44
5.2	Probabilidade de Erro TCP	44
5.3	Vazão de dados TCP na Interface Aérea	48
5.4	Atraso TCP na Interface Aérea	50
5.5	Servidor TCP Local na ERB	54
5.5.1	Atraso fim-a-fim dos Segmentos TCP	56
5.6	Redes Mistas	58
5.6.1	Vazão de dados TCP	59
5.7	Conclusão	65
6	Considerações Finais	67
6.1	Trabalhos Futuros	67
A	Manipulações Algébricas	69
A.1	Operações com o Vetor de Assinatura Espacial do Sinal CDMA	69
A.2	Cálculo de Variâncias	70
A.2.1	Interferência Causada pelos Múltiplos Percursos do Mesmo Usuário	70
A.2.2	Interferência Causada pelos Outros Usuários	71
A.2.3	Variância do Ruído Branco	72
A.2.4	Sistemas CDMA Multitaxas	73
B	Modelo de Simulação	75
B.1	Introdução	75
B.2	Interferência em Sistemas CDMA	76
B.3	Mobilidade dos Usuários	76

Lista de Figuras

2.1	Estrutura de uma célula sem setorização e de outra com 3 setores.	5
2.2	Disposição do arranjo linear de antenas em cada setor.	6
2.3	Modelo de canal sem fio.	7
2.4	Modelo de chegada do sinal CDMA do k -ésimo usuário ao arranjo de antenas.	9
2.5	Estrutura do receptor tipo RAKE.	11
2.6	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e do número de antenas do arranjo, em células sem setorização ($S = 1$) e $G = 128$	15
2.7	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por bit em função da carga da célula e do número de antenas do arranjo, em células sem setorização ($S = 1$) e $G = 128$	16
2.8	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e da setorização aplicada na célula, sem o uso de arranjos ($M = 1$) para $G = 128$	17
2.9	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por bit em função da carga da célula e da setorização aplicada na célula, sem o uso de arranjos ($M = 1$) para $G = 128$	17
2.10	Probabilidade de erro de bit em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e $G = 128$	18
2.11	Probabilidade de erro de bit em função da carga e do número de setores da célula, com $M = 2$ e $G = 128$	19
3.1	Sistema com Ganho de Processamento Variável.	21
3.2	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 3$ e $G_0 = 128$	26
3.3	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por bit em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 3$ e $G_0 = 128$	26

3.4	Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 2$ e $G_0 = 128$	27
3.5	Probabilidade de erro de bit função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e $G_0 = 128$	28
3.6	Probabilidade de erro de bit função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 3$ e $G_0 = 128$	28
4.1	Estrutura da pilha de protocolos usada no padrão IS-95.	31
4.2	Estrutura de quadros do enlace reverso do padrão WCDMA	32
4.3	Modelo simplificado da pilha de protocolos.	33
4.4	Quadro RLP para tráfego primário à taxa nominal.	34
4.5	Modelo de retransmissões na camada RLP.	36
4.6	Probabilidade de erro RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	38
4.7	Probabilidade de erro RLP, para usuários em alta (AM) e baixa (BM) mobilidades, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo em células não setorizadas e com a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	38
4.8	Probabilidade de erro RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	39
4.9	Probabilidade de erro RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	40
4.10	Vazão de dados RLP para usuários em alta mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	41
4.11	Vazão de dados RLP para usuários em alta mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	41
4.12	Vazão de dados RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	42

4.13	Vazão de dados RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	42
5.1	Arquitetura típica em redes mistas.	45
5.2	Servidor TCP local, na ERB.	46
5.3	Probabilidade de erro de bloco TCP, para usuários em baixa (BM) mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, com $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	46
5.4	Probabilidade de erro de bloco TCP, para usuários em baixa mobilidade, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	47
5.5	Probabilidade de erro de bloco TCP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	48
5.6	Vazão de dados TCP, para usuários em baixa mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando-se $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	49
5.7	Vazão de dados TCP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, considerando-se $r = 1$, $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	49
5.8	Vazão de dados TCP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, considerando-se $r = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	50
5.9	Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em baixa mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	52
5.10	Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	53
5.11	Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, considerando $r = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	53

5.12	Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de setores da célula, considerando-se $M = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	54
5.13	Modelo da pilha de protocolos com o servidor TCP situado na ERB.	55
5.14	Atraso TCP normalizado fim-a-fim para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando-se $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	57
5.15	Atraso TCP normalizado fim-a-fim para usuários em alta mobilidade em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando $r = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	57
5.16	Atraso TCP normalizado fim-a-fim para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, considerando $M = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.	58
5.17	Modelo da pilha de protocolos com o servidor TCP situado longe da ERB.	59
5.18	Janela de congestionamento TCP.	60
5.19	Vazão de dados TCP em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pelo número máximo de retransmissões na camada RLP, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $P_c = 10^{-4}$ e $\tau_p=3,3$ μ s.	62
5.20	Vazão de dados TCP de uma rede mista em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pela probabilidade de congestionamento na rede com fio, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $r = 1$ e $\tau_p=3,3$ μ s.	63
5.21	Vazão de dados TCP de uma rede mista em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pelo número máximo de retransmissões na camada RLP, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $P_c = 10^{-4}$ e $\tau_p=3,3$ μ s.	64
5.22	Vazão de dados TCP de uma rede mista em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pelo número máximo de retransmissões na camada RLP, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $P_c = 10^{-4}$ e $\tau_p=3,3$ μ s.	65
5.23	Vazão de dados TCP em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pela probabilidade de congestionamento na rede com fio, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $r = 1$ e $\tau_p=3,3$ μ s.	65
B.1	Modelo de simulação de eventos discretos.	76
B.2	Modelo utilizado na simulação do sistema.	77

Lista de Tabelas

3.1	Taxa de bits e ganhos de processamento do canal dedicado reverso WCDMA.	21
4.1	Comprimento dos quadros RLP para quadros de tráfego primário e secundário segundo o padrão IS-99.	33
4.2	Parâmetros da camada RLP para uma taxa de 30 kbps ($G_0 = 128$).	34
4.3	Parâmetros da camada RLP para uma taxa de 120 kbps ($G_0 = 32$).	34
5.1	Número mínimo de pacotes RLP necessários para fragmentar um segmento TCP e atraso mínimo TCP, assumindo-se $\tau_p = 3,3 \mu s$	51
5.2	Derivações dos valores da constante C sob diferentes considerações.	61

Capítulo 1

Introdução

A transmissão de dados entre terminais móveis por meio de enlaces sem fio tem tido a atenção dos pesquisadores há algum tempo (Bischl & Lutz 1995). Particularmente, devido ao rápido crescimento na área de comunicações sem fio e à popularidade da Internet, a provisão de serviços para aplicações como correio eletrônico, navegação, transferência de arquivos, etc. para tais enlaces tem ganhado importância (por exemplo, Chockalingam & Bao 2000, Zorzi, Chockalingam & Rao 2000, Bai, Ogielski & Wu 1999, Bao 1996).

1.1 Descrição do Problema e Revisão Bibliográfica

Dentre as diversas técnicas de acesso múltiplo de usuários a um determinado meio de transmissão (Proakis 1995, cap. 15), CDMA (*Code Division Multiple Access*) é sem dúvida uma das técnicas mais utilizadas em sistemas de comunicações móveis.

Espera-se que a demanda por redes sem fio multimídia aumente rapidamente em um futuro muito próximo. Essas redes de comunicação celular sem fio de terceira geração devem ser projetadas para suportar tráfego multimídia, incluindo voz, vídeo, imagens, dados e combinações entre estes, os quais têm diferentes exigências de taxa de bits, bem como de taxa de erro. Além disso, o uso de arranjo de antenas tem sido proposto como uma alternativa viável para o aumento de capacidade em sistemas CDMA (Naguib, Paulraj & Kailath 1994).

Normalmente, propõe-se o uso do arranjo de antenas na ERB com o objetivo de melhorar o desempenho do sistema no enlace reverso, ou seja, do móvel para ERB. Porém, Naguib et al. (1994) afirmam que com o uso de arranjo de antenas na ERB, haverá um diagrama de radiação direcionado ao móvel no enlace direto, ou seja, da ERB para o móvel, para efetivamente aumentar a capacidade do sistema. Para estar apta a formar esses feixes, a célula precisa de uma estimativa da resposta do canal para cada móvel. Contudo, pelo fato

dos enlaces direto e reverso ocuparem bandas distintas, é certo que a resposta do canal na transmissão e recepção seja significativamente descorrelacionada. Desta forma, não existe a reciprocidade dos pesos de ponderação entre transmissão e recepção.

Com o uso de arranjo de antenas, normalmente, presume-se que os sinais recebidos pelas antenas do arranjo sejam idealmente ponderados e combinados de modo a suprimir a interferência dos outros usuários e combater o desvanecimento no sinal desejado. Salz & Winters (1994) mostraram uma degradação no desempenho do arranjo de antenas devido ao efeito da correlação do desvanecimento nos elementos do arranjo.

Em (Ye & Haimovich 2000), tem-se um estudo sobre o desempenho de sistemas celulares CDMA usando arranjo de antenas em canais com desvanecimento Rayleigh. Expressões analíticas da probabilidade de erro de bit foram desenvolvidas levando em conta sombreamento, desvanecimento, erro no controle de potência, diversidade espacial e atividade vocal.

Graças à constante evolução da Internet, alcançando cada vez mais usuários e englobando várias novas tecnologias, novos tipos de terminais¹, tais como equipamentos móveis, têm ganhado popularidade. Espera-se que as redes sem fio conectadas à Internet tornem-se abundantes em um futuro próximo. Por isso, o estudo dessa nova arquitetura na Internet é tão importante.

Os usuários dessas redes sem fio necessitam de transmissões confiáveis para navegar na Internet, usar correio eletrônico, transferir arquivos ou acessar banco de dados, e o protocolo TCP (*Transmission Control Protocol*) é o protocolo de transporte dominante que todas essas aplicações utilizam. Contudo, o protocolo TCP foi projetado, e depois modificado² à medida em que isso foi necessário, com certas considerações em mente. Por exemplo, assumia-se que as perdas de segmentos eram decorrentes de congestionamento na rede, pois erros de transmissão em redes físicas³ eram relativamente raros. Porém, isso não é verdadeiro em ambientes sem fio em que, devido ao desvanecimento e à mobilidade dos usuários, erros de transmissão são mais comuns. Assim sendo, as implementações convencionais do protocolo TCP não funcionam bem em ambientes de transmissão tão heterogêneos (Pentikousis 2000).

O uso de um protocolo de enlace, RLP (*Radio Link Protocol*), tem sido proposto como uma alternativa para minimizar as diversas incompatibilidades que têm surgido entre o protocolo TCP e o ambiente sem fio e suas idiossincrasias, à medida em que a conectividade da Internet alcança usuários móveis de sistemas celulares (por exemplo, Bao 1996, Bai et al. 1999, Wong & Leung 1999).

¹Do inglês: *Hosts*

²Algoritmos complementares foram desenvolvidos

³Do inglês: *Wired Networks*

Eis, então, a principal função do protocolo da camada de enlace: esconder as perdas no canal sem fio do protocolo TCP pela retransmissão de seus segmentos perdidos sobre o enlace sem fio usando um protocolo ARQ (*Automatic Repeat reQuest*) (por exemplo, Bao 1996, Bai et al. 1999, Wong & Leung 1999, Chockalingam & Bao 2000, Bai, Zhu, Rudraptna & Ogielski 2000).

A principal vantagem do emprego de protocolos da camada de enlace para a recuperação de perdas do canal sem fio é que sua implementação está confinada à camada de enlace entre a ERB (Estação radiobase) e os terminais móveis, de modo que ele ajusta-se naturalmente à estrutura em camadas TCP/IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*), sem necessidade de mudanças no protocolo TCP (Wong & Leung 1999).

1.2 Objetivos do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo geral a avaliação da eficiência do conjunto de protocolos TCP/RLP em canais sem fio WCDMA (*Wide-band Code Division Multiple Access*), supondo a utilização de arranjo de antenas lineares na ERB. Como métricas dessa eficiência, têm-se a vazão de dados⁴ e o atraso médio dos segmentos TCP.

Para tanto, considera-se um sistema unicelular, em que a célula tem formato circular. A célula pode conter S setores, cada um dos quais empregando um arranjo linear de antenas omnidirecionais com M elementos igualmente espaçados. Consideram-se K usuários uniformemente distribuídos na célula.

Supõe-se que o canal apresente desvanecimento por múltiplos percursos do sinal entre móvel e ERB. Além disso, considera-se o canal com desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência.

1.3 Organização do Trabalho

Nesse capítulo, apresenta-se um breve contexto, dentro do qual o trabalho foi desenvolvido, bem como uma revisão de trabalhos recentes ilustrando como o arranjo de antenas pode ser usado para aumentar a capacidade de sistemas WCDMA, bem como o ganho de desempenho no protocolo TCP, em ambientes sem fio, decorrente do uso de um protocolo de enlace (RLP) entre a ERB e o móvel.

Mostra-se, no Capítulo 2, por meio de expressões da relação sinal-ruído-mais-interferência e probabilidade de erro de bit, a influência do uso de arranjo de antenas no ganho

⁴Do inglês: *Throughput*

de desempenho do sistema WCDMA.

No Capítulo 3, mostra-se que todo o desenvolvimento feito no Capítulo 2 é válido para sistemas multimídia com ganho de processamento variável.

No Capítulo 4, a partir dos resultados derivados nos Capítulos 2 e 3, apresenta-se o comportamento do protocolo RLP no canal WCDMA por meio de parâmetros como probabilidade de erro e vazão de dados RLP.

O Capítulo 5 mostra, por intermédio de simulação e expressões analíticas, o comportamento do protocolo TCP para canais WCDMA sem fio. Para tal, examinam-se aspectos como vazão e atraso médios TCP.

No Capítulo 6, apresentam-se algumas considerações finais e sugestões para futuros trabalhos.

Visando facilitar a leitura e compreensão do trabalho pelo leitor, algumas manipulações algébricas usadas como resultados intermediários no desenvolvimento do trabalho são apresentados no Apêndice A.

O modelo de simulação empregado para validar algumas expressões derivadas nos Capítulos 4 e 5 é descrito no Apêndice B.

Capítulo 2

Arranjo de Antenas

Neste capítulo, apresentam-se o modelo espaço-temporal do canal sem fio, bem como o modelo de arranjo linear de antenas e setorização da célula como técnicas de supressão de interferência, limitante de capacidade em sistemas WCDMA.

2.1 Modelo do Sistema

Um arranjo de antenas é formado por um conjunto de antenas espacialmente distribuídas, em que os sinais de diferentes usuários atingem cada elemento do arranjo com fases diferentes, devido aos diferentes percursos entre cada elemento do arranjo e o usuário. Combinando adequadamente esses sinais, pode-se reduzir a interferência causada pelos sinais dos outros usuários, bem como combater o desvanecimento do próprio sinal de interesse.

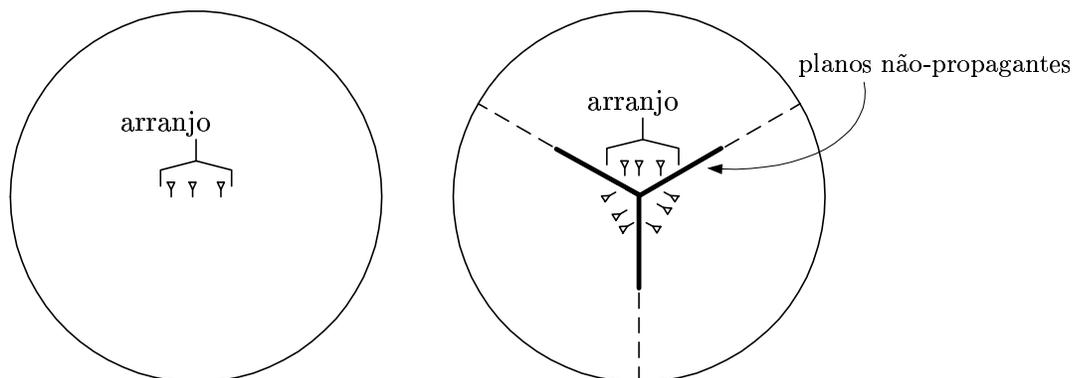


Figura 2.1: Estrutura de uma célula sem setorização e de outra com 3 setores.

Neste trabalho, supõe-se uma célula circular com a estação radiobase (ERB) localizada no centro da célula. Toda a análise a respeito da relação sinal-ruído-mais-interferência e

da probabilidade de erro de bit será feita considerando que esta célula pode conter S setores e que cada um desses setores possui um arranjo linear de antenas contendo M elementos, conforme mostra a Figura 2.1.

Supõe-se que na ERB, por trás dos arranjos, sejam posicionados planos não-propagantes para evitar que o sinal de usuários de um dado setor cheguem aos arranjos dos outros setores. Desta forma, supondo-se os usuários uniformemente distribuídos pela célula, tem-se aí uma redução para $1/S$ no valor da interferência que chega ao arranjo.

Cada arranjo é posicionado de forma que o eixo que contém as antenas seja perpendicular ao eixo central do setor, conforme mostrado na Figura 2.2.

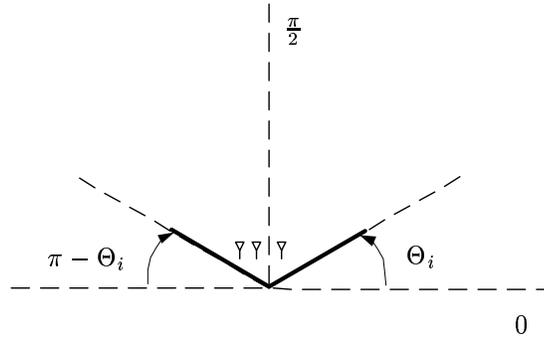


Figura 2.2: Disposição do arranjo linear de antenas em cada setor.

2.1.1 Modelo do Sinal CDMA

Considera-se um canal CDMA compartilhado por K usuários simultâneos. A cada usuário é atribuída uma seqüência de espalhamento $c_k(t)$ de duração T , em que T é o tempo de duração de bit, dada por (Proakis 1995, pág. 849)

$$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_k(n)p_{T_c}(t - nT_c),$$

em que $p_{T_c}(\cdot)$ representa um pulso retangular com intervalo de duração de um *chip* (T_c) e $c_k(\cdot)$ uma seqüência pseudo-aleatória de G *chips* que tomam valores em $\{\pm 1\}$.

A seqüência de bits de informação do k -ésimo usuário, denotada por $d_k(t)$ cujos valores dos bits de informação pertencem ao conjunto $\{\pm 1\}$, é dada por (Proakis 1995, pág. 850)

$$d_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_k(n)p_T(t - nT),$$

em que $p_T(\cdot)$ representa um pulso retangular com intervalo de duração de um símbolo (T).

Assim sendo, o sinal equivalente passa-baixas correspondente ao sinal transmitido pelo k -ésimo usuário é dado por (Proakis 1995, pág. 850)

$$s_k(t) = Ad_k(t - \tau_k)c_k(t - \tau_k), \quad (2.1)$$

em que A representa a amplitude do sinal transmitido, τ_k o atraso do sinal transmitido pelo k -ésimo usuário. O ganho de processamento, G , é definido como $G = T/T_c$.

2.2 Modelo do Canal

Na análise de desempenho de sistemas usando arranjo de antenas, é importante entender a relação entre a resposta do arranjo e o canal com múltiplos percursos seletivo em frequência. Num sistema sem fio, o sinal transmitido por meio do canal interage com o ambiente de diversas formas, resultando na presença de muitos componentes do sinal no receptor, conforme pode ser visto na Figura 2.3.

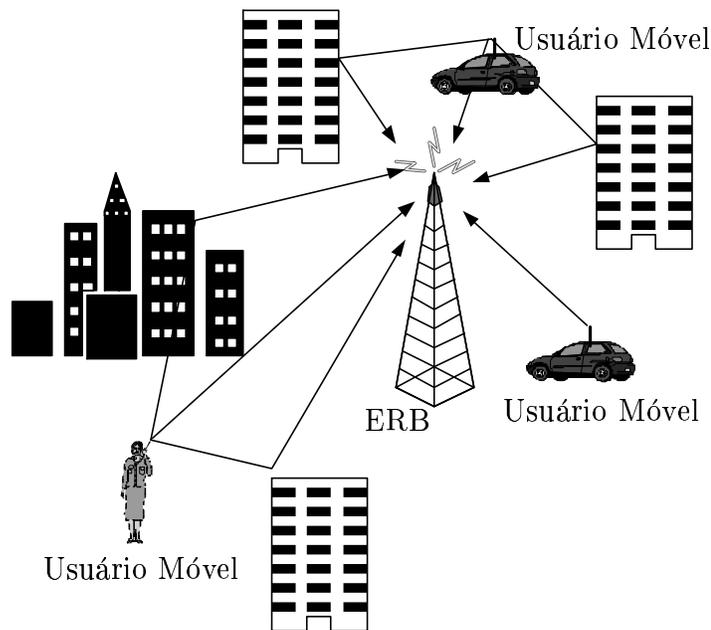


Figura 2.3: Modelo de canal sem fio.

Cada componente do sinal experimenta um ambiente de multi-percursos diferente, que determina a amplitude $\alpha_{l,k}(t)$, deslocamento de fase $\psi_{l,k}(t)$ e atraso $\tau_{k,l}$ do l -ésimo componente de multi-percurso para o k -ésimo usuário. Assume-se que o atraso dos múltiplos

percursos seja múltiplo inteiro de um intervalo de *chip*.

Portanto, a resposta impulsiva do canal entre o receptor na ERB e o k -ésimo usuário é representada por um canal variante no tempo e modelada por (Liberti & Rappaport 1999, pág. 162)

$$h_k(\tau, t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{l,k}(t) e^{j\psi_{l,k}(t)} \delta(\tau - lT_c), \quad (2.2)$$

em que $\delta(\cdot)$ representa a função delta de Dirac, $L = \lfloor \frac{W}{(\Delta f)_c} \rfloor$ representa o número de caminhos resolvíveis do canal (Proakis 1995, pág. 777), $W \approx \frac{1}{T_c}$ representa a largura de banda efetiva do sinal passa-baixa transmitido, $(\Delta f)_c$ é a banda de coerência do canal seletivo (Proakis 1995, pág. 764) e $\{\alpha_{l,k}(t) e^{j\psi_{l,k}(t)}\}$ representa um processo Gaussiano complexo independente, em que $\{\alpha_{l,k}(t)\}$ representa o desvanecimento do canal modelado por uma distribuição Rayleigh e $\{\psi_{l,k}(t)\}$ representa a fase introduzida pelo canal como uma variável aleatória independente e uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$.

De agora em diante, admitir-se-á que o canal apresenta um desvanecimento lento, ou seja, que a duração dos símbolos transmitidos entre e usuários móveis é bem maior que o tempo de coerência do canal. Assim sendo, a atenuação e a fase introduzidos no sinal em cada um dos múltiplos percursos entre o móvel e a ERB são considerados constantes durante o intervalo de um símbolo, isto é, $\alpha_{l,k}(t) e^{j\psi_{l,k}(t)} = \alpha_{l,k} e^{j\psi_{l,k}}$.

2.2.1 Modelo do Canal com o Uso do Arranjo de Antenas

A partir deste ponto, introduzir-se-á o modelo de um arranjo linear de antenas apresentado para o canal sem fio, descrito pela Equação (2.2). Conforme mencionado anteriormente, será usado um arranjo linear de M antenas omnidirecionais igualmente espaçadas. Consequentemente, a nova resposta impulsiva do canal com múltiplos percursos, entre o k -ésimo usuário e a m -ésima antena, pode ser escrita como

$$h_{k,m}(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{\sqrt{M}} \alpha_{l,k,m} e^{j\psi_{l,k,m}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} D(m-1) \cos(\theta_{l,k})} \delta(\tau - lT_c), \quad (2.3)$$

em que D representa a distância entre os elementos do arranjo, λ é o comprimento de onda da portadora eletromagnética, $\alpha_{l,k,m}$ e $\psi_{l,k,m}$ representam, respectivamente, o desvanecimento e a fase introduzidos pelo canal no l -ésimo percurso, na m -ésima antena para o k -ésimo usuário, e $\theta_{l,k}$ o ângulo de chegada do sinal do k -ésimo usuário por meio do l -ésimo percurso, em

relação ao eixo do arranjo, conforme ilustrado pela Figura 2.4. O termo $\frac{2\pi}{\lambda}D(m-1)\cos(\theta_{l,k})$ na Equação (2.3) representa a diferença de fase no trecho de comprimento Δ_{lm} , representado na Figura 2.4. Já o termo $\frac{1}{\sqrt{M}}$ que aparece na definição de $h_{k,m}(\tau, t)$ é usado como um fator de normalização, de modo que $|\mathbf{a}(\theta_{l,k}) \cdot \mathbf{a}(\theta_{l,k})^H|^2 = 1$, em que $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ será definido posteriormente.

Observe que a consideração feita que os sinais atingem o arranjo com um mesmo ângulo de chegada, $\theta_{l,k}$, só é válida quando se admite que a distância entre o móvel e a ERB seja muito maior que a separação entre as antenas.

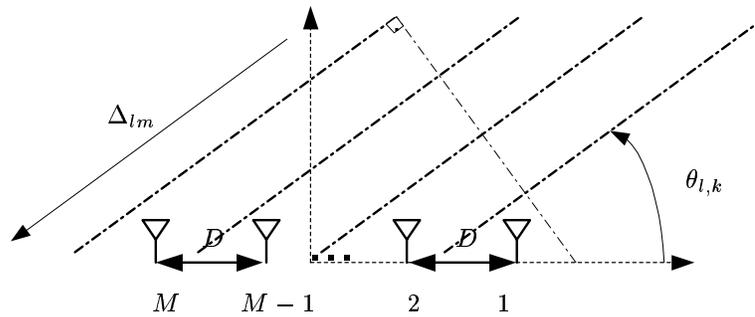


Figura 2.4: Modelo de chegada do sinal CDMA do k -ésimo usuário ao arranjo de antenas.

Define-se

$$a_m(\theta_{l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \alpha_{l,k,m} e^{j\psi_{l,k,m}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}D(m-1)\cos(\theta_{l,k})}. \quad (2.4)$$

Assim sendo, usando a Equação (2.4) pode-se reescrever a Equação (2.3) como

$$h_{k,m}(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_m(\theta_{l,k}) \delta(\tau - lT_c). \quad (2.5)$$

Para representar a resposta impulsiva do canal para o sinal entre o k -ésimo usuário e todas as antenas do arranjo pode-se empregar a seguinte notação vetorial

$$\mathbf{h}_k(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \delta(\tau - lT_c), \quad (2.6)$$

em que $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ é normalmente definido como o vetor de assinatura espacial do k -ésimo usuário, dado por

$$\mathbf{a}(\theta_{l,k}) = [a_1(\theta_{l,k}) \quad a_2(\theta_{l,k}) \cdots a_m(\theta_{l,k}) \cdots a_M(\theta_{l,k})]^T, \quad (2.7)$$

com $a_m(\theta_{l,k})$ dado por (2.4).

2.3 Receptor Rake 2D

O sinal recebido por intermédio do arranjo de antenas referente ao sinal do k -ésimo usuário pode ser escrito como

$$\mathbf{r}_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} s_k(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}).$$

Portanto, o sinal recebido pelo arranjo de antenas, correspondente à superposição de todos os sinais referentes aos K/S usuários ativos no setor mais o ruído aditivo, é dado por

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=0}^{(K-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} s_k(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t), \quad (2.8)$$

em que $\mathbf{n}(t)$ representa o vetor de envoltória complexa do ruído gaussiano branco, de média zero e variância N_0 , isto é (Proakis 1995, pág. 852)

$$E[n_i(t)n_j^*(\tau)] = N_0\delta(t - \tau)\delta(i - j), \quad (2.9)$$

em que $n_i(t)$ representa o ruído na i -ésima antena.

O receptor Rake 2D combina os sinais nos domínios espacial e temporal, empregando um filtro espacial para cada um dos ML percursos do sinal do usuário de referência para formar-se a variável de decisão, $u(T)$. Supondo que se consigam estimar perfeitamente os parâmetros espaço-temporais dos usuários móveis (atenuação, atraso e diferença de fase) em relação a cada elemento do arranjo, tem-se um Rake 2D casado temporal e espacialmente com o canal de cada usuário.

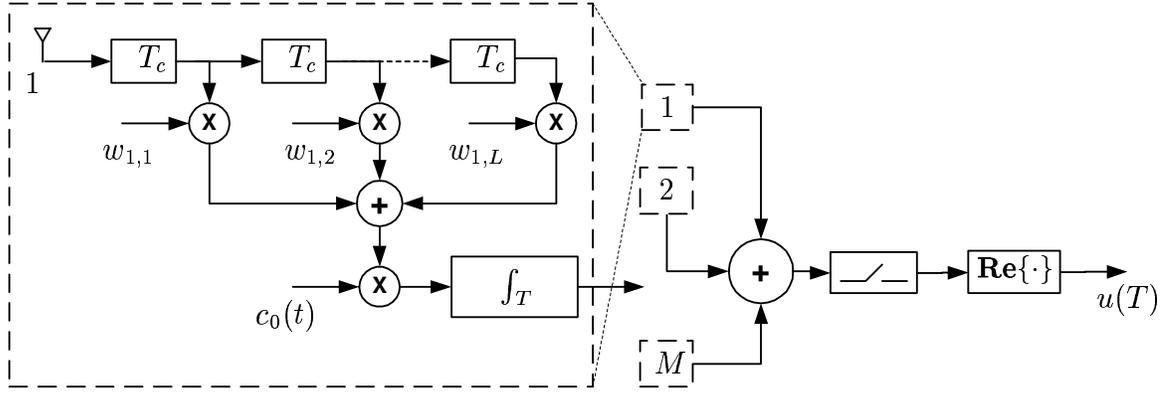


Figura 2.5: Estrutura do receptor tipo RAKE.

Assim sendo, pode-se usar o vetor de ponderação do receptor Rake (\mathbf{w}) casado com o vetor de assinatura espacial (\mathbf{a}) do usuário de referência, isto é, $\mathbf{w}(\theta_{l,k}) = \mathbf{a}(\theta_{l,k})$.

A partir deste ponto, o usuário de referência para cálculo de SINR será identificado pelo índice $k = 0$. Define-se a variável de decisão, $u(T)$, como sendo o resultado da filtragem espaço-temporal de todo o sinal CDMA recebido pelo arranjo, tendo como objetivo a decodificação do sinal do usuário de referência. Por conseguinte, tem-se (Proakis 1995, pág. 799)

$$u(T) = \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \int_{nT_c + \tau_0}^{nT_c + \tau_0 + T} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) c_0(t - nT_c - \tau_0) \mathbf{r}(t) dt \right\}. \quad (2.10)$$

Substituindo a Equação (2.8) na Equação (2.10), vem

$$\begin{aligned} u(T) &= \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \int_{nT_c + \tau_0}^{nT_c + \tau_0 + T} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) c_0(t - nT_c - \tau_0) \left[\sum_{k=0}^{(K-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} s_k(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t) \right] dt \right\} \\ &= \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{k=0}^{(K-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} \int_{nT_c + \tau_0}^{nT_c + \tau_0 + T} c_0(t - nT_c - \tau_0) s_k(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) dt + N(T) \right\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

em que

$$N(T) = \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \int_{nT_c + \tau_0}^{nT_c + \tau_0 + T} c_0(t - nT_c - \tau_0) \mathbf{n}(t) dt.$$

Substituindo a Equação (2.1) na Equação (2.11), tem-se

$$u(T) = \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{k=0}^{(K-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} AI_{k,l,n}(T, \tau_k) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + N(t) \right\}, \quad (2.12)$$

em que $I_{k,l,n}(T, \tau_k)$ é definido por

$$I_{k,l,n}(T, \tau_k) = \int_{nT_c + \tau_0}^{nT_c + \tau_0 + T} d_k(t - lT_c - \tau_k) c_0(t - nT_c - \tau_0) c_k(t - lT_c - \tau_0) dt.$$

Assume-se que as seqüências de espalhamento espectral usadas sejam aleatórias, binárias, independentes e de média nula. Assim sendo, num sistema CDMA assíncrono, tem-se (Pursley 1977)

$$E[I_{k,l,n}^2(T, \tau_k)] = \frac{2T^2}{3G}, \quad l \neq n \quad (2.13)$$

com $E[I_{k,l,n}(T, \tau_k)] = 0$.

Reescreve-se $u(T)$, dada pela Equação (2.12), como

$$u(T) = u_s(T) + u_{mpi}(T) + u_{mai}(T) + \mathbf{Re} \{N(T)\}, \quad (2.14)$$

em que $u_s(T)$ representa a parcela de $u(T)$ correspondente ao sinal do usuário de referência, com $k = 0$ e $l = n$, $u_{mpi}(T)$ representa a interferência gerada pelos próprios múltiplos percursos do sinal do usuário de referência e $u_{mai}(T)$ corresponde a toda a interferência causada pelos sinais de todos os demais usuários interferentes.

Desenvolvendo (2.12), tem-se u_s dado por

$$u_s(T) = \mathbf{Re} \left\{ A \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{n,0}) \int_{nT_c + \tau_0}^{nT_c + \tau_0 + T} d_0(t - lT_c - \tau_k) c_0(t - nT_c - \tau_0) c_0(t - lT_c - \tau_0) dt \right\}.$$

Assumindo $d_0 = 1$, ou seja, que o usuário 0 transmite o bit +1, tem-se

$$u_s(T) = AT \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{n,0}) \right\}. \quad (2.15)$$

Usando a Equação (A.2), pode-se reescrever a equação anterior como

$$u_s(T) = \frac{AT}{M} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{m=1}^M \alpha_{n,0,m}^2, \quad (2.16)$$

O termo em $u(T)$ que corresponde à interferência gerada pelos múltiplos percursos do sinal do usuário de interesse, $u_{mpi}(T)$, é dado por

$$u_{mpi}(T) = A \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L-1} \mathbf{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{l,0}) \} I_{0,l,n}(T, \tau_0). \quad (2.17)$$

Já o termo em $u(T)$ que corresponde à interferência gerada pelos sinais de todos os outros usuários, $u_{mai}(T)$, é dado por

$$u_{mai}(T) = A \sum_{k=1}^{(K-1)/S} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \} I_{k,l,n}(T, \tau_k). \quad (2.18)$$

Evocando o teorema central do limite (Leon-Garcia 1989, pág. 281), pode-se assumir que à medida em que o número de usuários interferentes cresce, $u_{mpi}(T)$, $u_{mai}(T)$ e $\mathbf{Re} \{ N(T) \}$ tornam-se VAs assintoticamente gaussianas, condicionadas aos ganhos dos braços do receptor Rake (Kong & Milstein 1999), em que essas VA gaussianas têm média zero e variâncias $\text{Var}[u_{mpi}(T)]$, $\text{Var}[u_{mai}(T)]$ e σ_N^2 dadas, respectivamente, pelas Equações (A.6), (A.7) e (A.9). Portanto, a variável de interesse, que é a soma de VA gaussianas, também é uma VA gaussiana condicionada aos pesos dos braços do receptor Rake (Kong & Milstein 1999), isto é,

$$u(T) \sim \text{N}(m_u, \sigma_u^2),$$

cujas média (m_u) e variância (σ_u^2) são dadas por

$$m_u = \frac{AT}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \quad (2.19)$$

$$\sigma_u^2 = \text{Var}[u_{mai}(T)] + \text{Var}[u_{mpi}(T)] + \sigma_N^2. \quad (2.20)$$

Substituindo as Equações (A.6), (A.7) e (A.9) na Equação (2.20), tem-se

$$\begin{aligned} \sigma_u^2 &= \frac{A^2 T^2 (K-1)L}{3G S M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \\ &+ \frac{A^2 T^2 (L-1)}{3G M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \\ &+ \frac{N_0 T}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2. \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.4 Probabilidade de Erro de Bit

A probabilidade de erro, condicionada aos pesos dos ramos do receptor Rake, é dada por (Kong & Milstein 1999)

$$\begin{aligned} P \left(\text{erro} \left| \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 \right. \right) &= \Pr (u(T) < 0) \\ &= \Pr \left(x(T) > \frac{m_u}{\sigma_u} \right), \end{aligned}$$

em que $x(T) = \frac{u(T) - m_u}{\sigma_u} \sim N(0, 1)$. Assim sendo, tem-se (Leon-Garcia 1989, pág. 124)

$$P \left(\text{erro} \left| \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 \right. \right) = Q \left(\sqrt{2\gamma_b} \right), \quad (2.22)$$

em que $Q(\cdot)$ representa a Função de Erro Gaussiana (Leon-Garcia 1989, pág. 126) e γ_b é dada por

$$\gamma_b = \frac{m_u^2}{2\sigma_u^2}. \quad (2.23)$$

Usando as Equações (2.19) e (2.21) na Equação (2.23), tem-se

$$\gamma_b = \frac{\sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M \alpha_{n,0,i}^2}{\frac{2}{3G} \left[L \left(\frac{K-1}{S} + 1 \right) - 1 \right] E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}. \quad (2.24)$$

Defina-se

$$\gamma_{n,m} = \frac{\alpha_{n,0,m}^2}{\frac{2}{3G} \left(L \left(\frac{K-1}{S} + 1 \right) - 1 \right) E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}.$$

Desta forma, pode-se reescrever a Equação (2.24) como

$$\gamma_b = \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{m=1}^M \gamma_{n,m}, \quad (2.25)$$

em que $\gamma_{n,m}$ representa a SINR instantânea do sinal do usuário de referência, do n -ésimo percurso resolvível, recebido pela m -ésima antena do arranjo, isto é, por canal de diversidade.

Assim sendo,

$$\begin{aligned}
 \bar{\gamma}_{n,m} &= E[\gamma_{n,m}] \\
 &= \frac{E[\alpha_{n,0,m}^2]}{\frac{2}{3G} \left[L \left(\frac{K-1}{S} + 1 \right) - 1 \right] E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \\
 &= \frac{E[\alpha^2]}{\frac{2}{3G} \left[L \left(\frac{K-1}{S} + 1 \right) - 1 \right] E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}, \tag{2.26}
 \end{aligned}$$

em que assumiu-se um canal com um perfil de intensidade de multipercurso MIP (*Multipath Intensity Profile*) constante, isto é, $E[\alpha_{n,0,m}^2] = E[\alpha^2] = \sigma^2$. Definindo a energia por bit como $E_b = \frac{L\sigma^2 A^2 T}{2}$, pode-se reescrever a Equação (2.26) como

$$\bar{\gamma}_{n,m} = \frac{1}{\frac{2}{3G} \left[L \left(\frac{K-1}{S} + 1 \right) - 1 \right] + ML \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}}. \tag{2.27}$$

Define-se o fator de carregamento da célula, ρ , como

$$\rho = \frac{K-1}{G}. \tag{2.28}$$

Ao observar a Figura 2.6, verifica-se que à medida em que se aumenta o número de antenas no arranjo, M , a relação sinal-ruído-mais-interferência por caminho de diversidade, $\bar{\gamma}_{n,m}$, diminui. Aparentemente, isso seria um contra-senso, pois não faria sentido usar o arranjo de antenas para se obter uma queda de SINR.

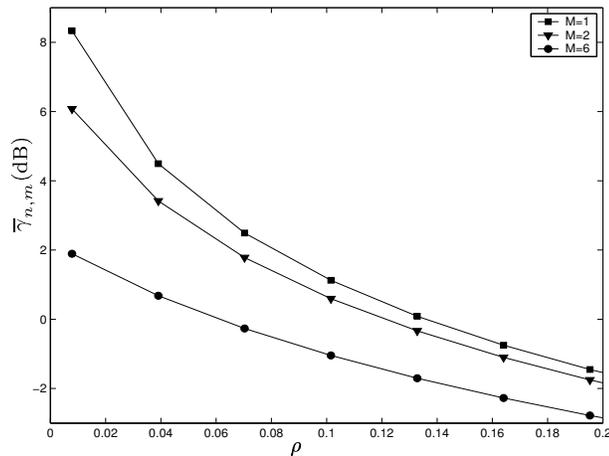


Figura 2.6: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e do número de antenas do arranjo, em células sem setorização ($S = 1$) e $G = 128$.

Por exemplo, para o caso em que $\bar{\gamma}_{n,m} = 1$ dB, uma célula sem arranjo de antenas ($M = 1$) teria uma carga máxima de 10,3%. Usando um arranjo de 2 antenas ter-se-ia $\rho = 0,087$ e com $M = 6$ ter-se-ia um fator de carga ainda pior, $\rho = 0,027$. Da mesma forma, mantendo-se a carga da célula em $\rho = 0,04$, ter-se-ia $\bar{\gamma}_{n,m} = 0,7$ dB numa célula com um arranjo de 6 antenas, $\bar{\gamma}_{n,m} = 3,4$ dB numa célula com um arranjo de 2 antenas e $\bar{\gamma}_{n,m} = 4,5$ dB sem uso de arranjos.

Porém, com a combinação de maneira apropriada desses sinais recebidos por meio do arranjo de antenas, chega-se a uma SINR de bit, $\bar{\gamma}_b$, bem maior do que quando não se utiliza o arranjo, conforme indica a Figura 2.7.

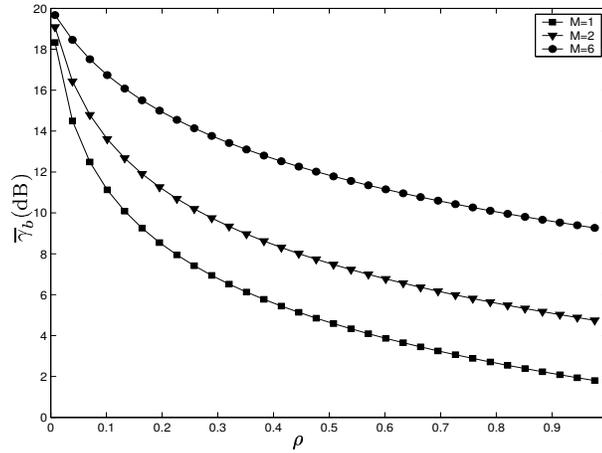


Figura 2.7: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por bit em função da carga da célula e do número de antenas do arranjo, em células sem setorização ($S = 1$) e $G = 128$.

Observe na Figura 2.7 que para $\bar{\gamma}_b = 10$ dB a carga máxima seria de 14% em células sem setorização, de 27% em uma célula com um arranjo de 2 antenas e de 81% para uma célula usando um arranjo de 6 antenas.

As Figuras 2.8 e 2.9 ilustram o comportamento da relação sinal-ruído-mais-interferência com respeito à setorização da célula. Verifica-se que mesmo quando se analisa a relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade, $\bar{\gamma}_{n,m}$, um aumento na setorização gera ganho de SINR.

Conforme pode ser visto na Figura 2.8, para $\bar{\gamma}_{n,m} = 1$ dB, temos $\rho = 0,103$ em uma célula sem setorização e com uma carga de 29,3% em uma célula com 3 setores. Já para uma carga de 10% na célula, tem-se $\bar{\gamma}_{n,m} = 4,5$ dB em uma célula com 3 setores e $\bar{\gamma}_{n,m} = 1,1$ dB em uma célula sem setorização.

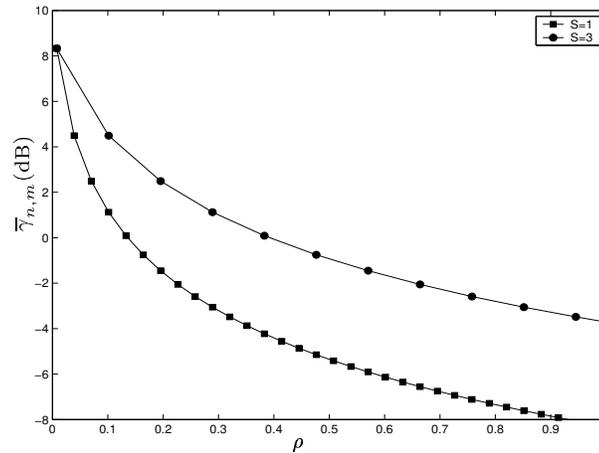


Figura 2.8: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e da setorização aplicada na célula, sem o uso de arranjos ($M = 1$) para $G = 128$.

Observa-se na Figura 2.9, o comportamento de $\bar{\gamma}_b$ de acordo com o número de setores empregado na célula. Em que, com uma carga de 60%, obtém-se um ganho de aproximadamente 4,5 dB em $\bar{\gamma}_b$ passando-se de $S = 1$ para $S = 3$.

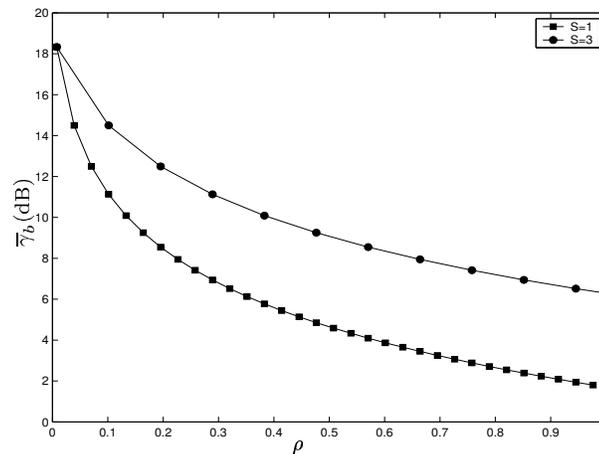


Figura 2.9: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por bit em função da carga da célula e da setorização aplicada na célula, sem o uso de arranjos ($M = 1$) para $G = 128$.

Canais Seletivos em Frequência com MIP Constante

Quando se supõe que o canal sem fio apresente um MIP constante, γ_b é melhor modelada como uma soma de VA de distribuição Gama com todos os $\gamma_{n,m}$ identicamente distribuídos com mesma média, com grau de liberdade 1 (Kong & Milstein 1999). Desta forma, mostra-se em (Proakis 1995, pág. 780) que γ_b tem uma distribuição Gama com ML graus de liberdade,

ou seja,

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(ML - 1)! (\bar{\gamma}_b / ML)^{ML}} \gamma_b^{ML-1} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{(\bar{\gamma}_b / ML)}\right). \quad (2.29)$$

Usando a fdp (função densidade de probabilidade) da SINR instantânea, dada pela Equação (2.29), para descondicionar a probabilidade de erro de bit condicionada aos pesos dos ramos do Rake, dada pela Equação (2.22), obtém-se a probabilidade de erro de bit média (Proakis 1995, pág. 781)

$$P_b = \left[\frac{1}{2}(1 - \zeta)\right]^{ML} \sum_{i=0}^{ML-1} \binom{ML-1+i}{i} \left[\frac{1}{2}(1 + \zeta)\right]^i, \quad (2.30)$$

em que $\zeta = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + ML}}$.

A probabilidade de erro de bit representa um parâmetro da maior importância nessa análise de desempenho do arranjo de antenas. Novamente, observa-se o quanto o uso do arranjo de antenas pode melhorar o desempenho do sistema.

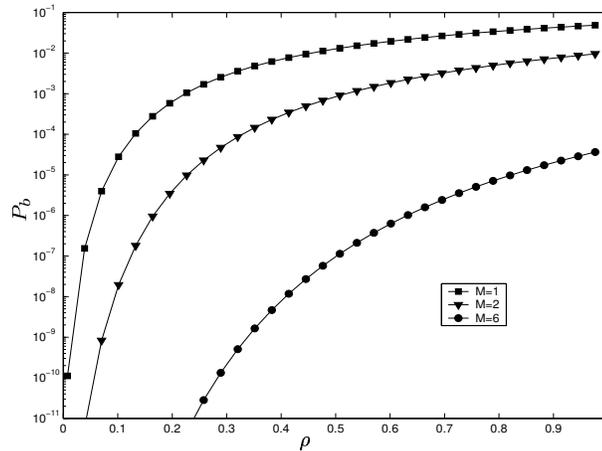


Figura 2.10: Probabilidade de erro de bit em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e $G = 128$.

Como pode-se ver na Figura 2.10, com uma carga de 20% caso fossem usadas apenas 2 antenas por arranjo ter-se-ia uma probabilidade de erro de bit de aproximadamente 4×10^{-6} . Sem o uso de arranjos ($M = 1$) ter-se-ia uma probabilidade de erro de bit de aproximadamente 6×10^{-4} .

Por outro lado, mantendo-se uma probabilidade de erro de bit constante, por exemplo $P_b = 10^{-5}$, ter-se-ia um aumento na carga da célula de 8,5% para 23% passando-se de $M = 1$

para $M = 2$ e de 23% para 82% passando-se de $M = 2$ para $M = 6$.

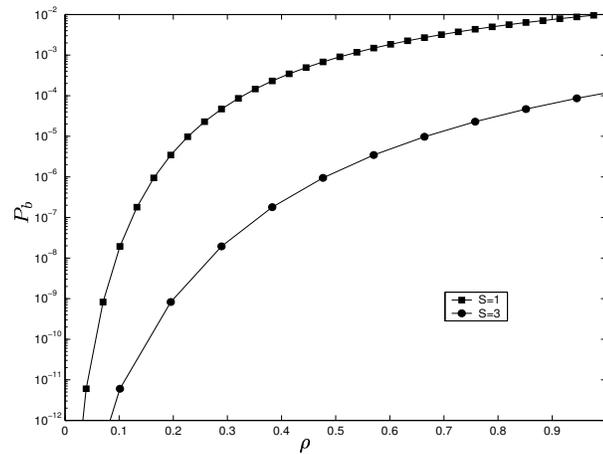


Figura 2.11: Probabilidade de erro de bit em função da carga e do número de setores da célula, com $M = 2$ e $G = 128$.

A Figura 2.11 mostra o comportamento da probabilidade de erro de bit em função do número de setores empregado na célula. Observe que com uma carga da célula de 100%, obter-se-ia uma redução da probabilidade de erro de 10^{-2} para 10^{-4} com uso de três setores na célula.

2.5 Conclusão

Nesse capítulo, mostrou-se o ganho de desempenho proporcionado pelo uso de arranjo linear de antenas nos receptores localizados nas ERBs, ganho este que pode ser medido em termos da relação sinal-interferência-mais-ruído ou do fator de carregamento da célula.

Mostrou-se que, para um dado carregamento da célula, o aumento do número de antenas por arranjo na célula proporciona um aumento na relação sinal-interferência-mais-ruído do sistema. Por outro lado, para se atingir uma determinada relação sinal-interferência-mais-ruído, consegue-se um maior carregamento da célula à medida em que se aumenta o número de antenas por arranjo.

Capítulo 3

Sistemas CDMA Multi-taxas

Neste capítulo, introduzir-se-á no modelo do sistema uma nova característica dos sistemas CDMA de faixa larga de terceira geração (3G) propostos, a capacidade do sistema comportar usuários com diferentes taxas de bits. Mostra-se que todos os resultados obtidos no Capítulo 2 são válidos para tais sistemas.

3.1 Introdução

Existem muitas formas de se obter um sistema com multi-taxas. Entre elas, podem-se citar a atribuição de mais de uma seqüência de espalhamento a um mesmo usuário móvel (o usuário passa a ter mais de um código em paralelo), ganho de processamento variável (VSG¹), etc. (Ottosson & Svensson 1995).

Em (Holma & Toskala 2000), propõe-se para os sistemas WCDMA o uso de múltiplos códigos, bem como o uso de ganho de processamento variável pelos usuários como alternativas para que usuários possam transmitir dados com taxas de bits variáveis. Contudo, o foco deste capítulo é o de estudar os sistemas com VSG, mantendo-se a banda de espalhamento constante, conforme ilustrado na Figura 4.2.

No Capítulo 2, toda a análise foi feita considerando todos os usuários móveis com o mesmo ganho de processamento (G). A partir deste ponto, investigar-se-á o cenário em que podem co-existir na célula grupos de usuários móveis (K_i) com diferentes ganhos de processamento (G_i), conforme mostra a Figura 3.1.

¹Do inglês: *Variable Spreading Gain*

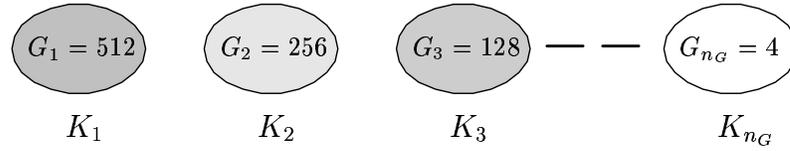


Figura 3.1: Sistema com Ganho de Processamento Variável.

As diferentes classes de serviço, com suas diferentes taxas de bits e seus respectivos ganhos de processamento, disponíveis para os usuários dos sistemas WCDMA são descritas na Tab. 3.1 (Holma & Toskala 2000, pág. 86).

Ganho de Processamento	Taxa de bits no canal (kbps)
256	15
128	30
64	60
32	120
16	240
8	480
4	960
4, com 6 códigos em paralelo	5760

Tabela 3.1: Taxa de bits e ganhos de processamento do canal dedicado reverso WCDMA.

3.2 Modelo do Sinal CDMA Multi-taxa

Considerando o sistema com ganho de processamento variável, é conveniente reescrever o sinal equivalente passa-baixas transmitido correspondente ao k -ésimo usuário como

$$s_{i,k}(t) = Ad_{i,k}(t - \tau_k)c_{i,k}(t - \tau_k), \quad (3.1)$$

em que $d_{i,k}(t)$ e $c_{i,k}(t)$ são as seqüências de bit e de espalhamento do k -ésimo usuário, cujo ganho de processamento (G_i) é dado por $G_i = T_i/T_c$, em que T_i representa o intervalo de tempo de bit dos usuários cujo ganho de processamento é G_i e τ_k representa o atraso correspondente do sinal do k -ésimo usuário.

Agora, generalizando (2.8), e considerando que o receptor na ERB recebe sinais de todos os usuários interferentes com seus diferentes ganho de processamento, o modelo do sinal recebido, em banda básica, é dado por

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{i=0}^{n_G-1} \sum_{k=0}^{(K_i-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} s_{i,k}(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t). \quad (3.2)$$

em que n_G representa o número de diferentes ganhos de processamento entre os usuários ativos na célula (vide Figura 3.1) e K_i o número de usuários com ganho de processamento G_i .

Assim sendo, a variável de decisão $u(T)$, anteriormente definida pela Equação (2.10), para usuários com um mesmo ganho de processamento, passará a ser definida por $u_0(T)$ para identificar o usuário de referência e será dada por

$$\begin{aligned} u_0(T) &= \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) c_{0,0}(t - nT_c - \tau_0) \left[\sum_{i=0}^{n_G-1} \sum_{k=0}^{(K_i-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} s_{i,k}(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t) \right] dt \right\} \\ &= \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{i=0}^{n_G-1} \sum_{k=0}^{(K_i-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_{0,0}(t - nT_c - \tau_0) s_{i,k}(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) dt + N_0(T) \right\}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

em que

$$N_0(T) = \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_{0,0}(t - nT_c - \tau_0) \mathbf{n}(t) dt.$$

Substituindo (3.1) em (3.3), obtém-se

$$u_0(T) = \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{i=0}^{n_G-1} \sum_{k=0}^{(K_i-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} AI_{i,k,l,n}(T, \tau_k) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + N_0(T) \right\}, \quad (3.4)$$

em que $I_{i,k,l,n}(T, \tau_k)$ é definido por

$$I_{i,k,l,n}(T, \tau_k) = \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} d_{i,k}(t - lT_c - \tau_k) c_{0,0}(t - nT_c - \tau_0) c_{i,k}(t - lT_c - \tau_0) dt.$$

Segundo Ottosson & Svensson (1995), tem-se

$$E[I_{i,k,l,n}^2] = \begin{cases} \frac{2T_0^2}{3G_0}, & \text{caso } G_i = G_0; \\ \frac{2G_i T_0^2}{3G_0^2}, & \text{caso contrário;} \end{cases} \quad (3.5)$$

em que G_i representa i -ésimo valor de ganho de processamento, T_0 e G_0 o tempo de bit e ganho de processamento do usuário de referência.

Para se calcular a SINR da variável de decisão $u_0(T)$ precisa-se, novamente, dos termos da Equação (2.14). Os valores de $u_s(T)$ e $u_{mpi}(T)$ e $\mathbf{Re}\{N_0(t)\}$ são idênticos aos obtidos no Capítulo 2, pois tratam, respectivamente, do sinal de interesse, da interferência causada pelos múltiplos percursos do sinal do usuário de referência e do ruído branco aditivo.

Porém, a interferência de múltiplo acesso, $u_{mai}(T)$, causada pelos sinais dos outros usuários ativos na célula tem sua definição modificada, passando a ser dada por

$$u_{mai}(T) = \mathbf{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{i=0}^{n_G-1} \sum_{k=0}^{(K_i-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} A I_{i,k,l,n}(T, \tau_k) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \right\}. \quad (3.6)$$

3.3 Cálculo de SINR

Desta forma, observando as mesmas considerações feitas no Capítulo 2, a variável de decisão aleatória assintoticamente gaussiana $u_o(T)$ tem média (m_{u_o}) dada pela Equação (2.19) e variância ($\sigma_{u_o}^2$) dada pela Equação (2.20), em que $\text{Var}[u_{mpi}(T)]$ é dada pela Equação (A.6), σ_N^2 pela Equação (A.9) e $\text{Var}[u_{mai}(T)]$ pela Equação (A.11).

Dadas as considerações anteriores, e substituindo seus respectivos valores na Equação (2.20), tem-se

$$\begin{aligned} \sigma_{u_o}^2 &= \frac{A^2 T^2 (L-1)}{3G_0 M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \\ &+ \frac{A^2 T_0^2}{3G_0 S} \left(\sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{G_0}{G_j} K_j - 1 \right) \frac{L}{M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \\ &+ \frac{N_0 T}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Analogamente, pode-se reescrever γ_b , dada por (2.23), como

$$\gamma_b = \frac{\sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M \alpha_{n,0,i}^2}{\frac{2}{3G_0} \left\{ L \left[\frac{1}{S} (G_0 \sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{K_j}{G_j} - 1) + 1 \right] - 1 \right\} E[\alpha^2] + \frac{2N_0 M}{A^2 T_0}} \quad (3.8)$$

Assim sendo, pode-se reescrever a equação (3.8) como

$$\gamma_b = \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M \gamma_{n,i} \quad (3.9)$$

cuja média ($\bar{\gamma}_b$) é dada por

$$\begin{aligned}
\bar{\gamma}_b &= E[\gamma_b] \\
&= \frac{\sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} E[\alpha_{n,0,i}^2]}{\frac{2}{3G_0} \left\{ L \left[\frac{1}{S} (G_0 \sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{K_j}{G_j} - 1) + 1 \right] - 1 \right\} E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T_0}} \\
&= \frac{MLE[\alpha^2]}{\frac{2}{3G_0} \left\{ L \left[\frac{1}{S} (G_0 \sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{K_j}{G_j} - 1) + 1 \right] - 1 \right\} E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T_0}}. \tag{3.10}
\end{aligned}$$

Usando, novamente, $E_b = \frac{L\sigma^2 A^2 T}{2}$ e $\sigma^2 = E[\alpha^2]$, pode-se reescrever a Equação (3.10) como

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{2}{3MLG_0} \left\{ L \left[\frac{1}{S} (G_0 \sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{K_j}{G_j} - 1) + 1 \right] - 1 \right\} + \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}}. \tag{3.11}$$

Observe que, tomando todos os usuários com mesmo ganho de processamento, isto é, $G_j = G_0, j = 1 \dots n_G$, a Equação (3.10) reduz-se à Equação (2.25), derivada para sistemas com um único ganho de processamento, G .

3.4 Carga Equivalente

Observe na Equação (3.11), que o termo $\sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{K_j}{G_j}$ representa a interferência causada por todos os usuários com os n_G valores de ganho de processamento sobre o usuário de referência com ganho G_0 . Assim sendo, substituindo os valores presentes na Tabela 3.1 no termo descrito anteriormente, tem-se

$$\begin{aligned}
\sum_{j=0}^{n_G-1} \frac{K_j}{G_j} &= \frac{K_4}{4} + \frac{K_8}{8} + \dots + \frac{K_{256}}{256} \\
&= \frac{64K_4}{256} + \frac{32K_8}{256} + \dots + \frac{K_{256}}{256} \tag{3.12}
\end{aligned}$$

$$= \frac{K_4}{4} + \frac{\frac{1}{2}K_8}{4} + \dots + \frac{\frac{1}{64}K_{256}}{4}. \tag{3.13}$$

Observando a Equações (3.12) e (3.13), verifica-se que os usuários causam uma interferência diretamente proporcional às suas taxas de bits, e, conseqüentemente, inversamente proporcional a seus ganhos de processamento. Isto é, um usuário com maior taxa de bits (menor ganho de processamento) causa mais interferência no usuário de referência do que um usuário de menor taxa de bits (maior ganho de processamento).

Por exemplo, pela Equação (3.12) pode-se ver que um usuário com $G = 4$ (taxa de bits de 1920 kbps) interfere 64 vezes mais que um usuário com $G = 256$ (taxa de bits de 15 kbps). Da mesma forma, pela Equação (3.13), vê-se que seriam necessários 2 usuários com $G = 8$ (taxa de bits de 940 kbps) para se produzir a interferência equivalente àquela gerada por 1 usuário com $G = 4$ (taxa de bits de 1920 kbps).

A partir deste ponto, a menos que explicitamente indicado em contrário, o fator de carga da célula (ρ) apresentado como abcissa de todas as figuras, será calculado a partir do número equivalente de usuários tendo como referência o ganho de processamento do usuário de referência, ou seja,

$$\rho = \frac{K_0^{equ} - 1}{G_0}, \quad (3.14)$$

em que

$$K_0^{equ} = G_0 \sum_{j=0}^{\eta-1} \frac{K_j}{G_j}.$$

Assim sendo, pode-se reescrever (3.11) como

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{2\rho}{3MS} + \frac{2}{3MG_0} \left(1 - \frac{1}{L}\right) + \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1}}. \quad (3.15)$$

3.5 Resultados Numéricos

Apresentam-se nesta seção, algumas figuras para ilustrar o comportamento da SINR e da probabilidade de erro de bit em função da carga equivalente, do número de setores e do número de antenas por arranjo empregados na célula.

3.5.1 SINR

As Figuras 3.2 e 3.3 mostram, respectivamente, a variação de $\bar{\gamma}_{n,m}$ e $\bar{\gamma}_b$ em função do fator de carga equivalente, de acordo com o número de antenas empregadas por arranjo numa célula com 3 setores.

Observando a Figura 3.2, percebe-se que para uma carga na célula de 10% é necessário $\bar{\gamma}_{n,m} = 0,7$ dB em uma célula com 6 antenas no arranjo, $\bar{\gamma}_{n,m} = 3,5$ dB em uma célula com 3 antenas por arranjo e $\bar{\gamma}_{n,m} = 4,5$ dB em uma célula sem uso de arranjo de antenas. Por outro lado, mantendo-se $\bar{\gamma}_{n,m} = 1$ dB obtém-se uma carga de 8% na célula com

6 antenas por arranjo, uma carga de 26% em uma célula de 3 antenas no arranjo e de 30% em uma célula sem uso de arranjo de antenas.

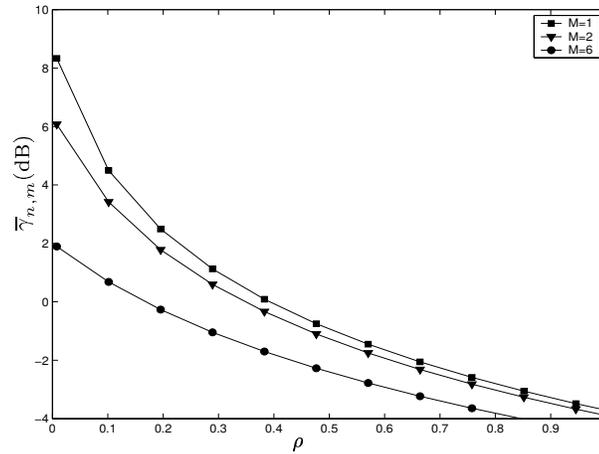


Figura 3.2: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 3$ e $G_0 = 128$.

Veja que, mesmo em células setorizadas, com o aumento no número de antenas por arranjo, $\bar{\gamma}_{n,m}$ cai novamente. Por outro lado, o ganho em $\bar{\gamma}_b$ pode ser visto por meio da Figura 3.3.

Observando a Figura 3.3, vê-se que para $\bar{\gamma}_b = 10$ dB obtém-se $\rho = 2,42$ com 6 antenas por arranjo, $\rho = 0,80$ com 2 antenas por arranjo e $\rho = 0,39$ sem uso de arranjo de antenas. Já para $\rho = 1,5$, obtém-se $\bar{\gamma}_b = 12$ dB com 6 antenas por arranjo, $\bar{\gamma}_b = 7,5$ dB com 2 antenas por arranjo e $\bar{\gamma}_b = 4,6$ dB sem uso de arranjo de antenas.

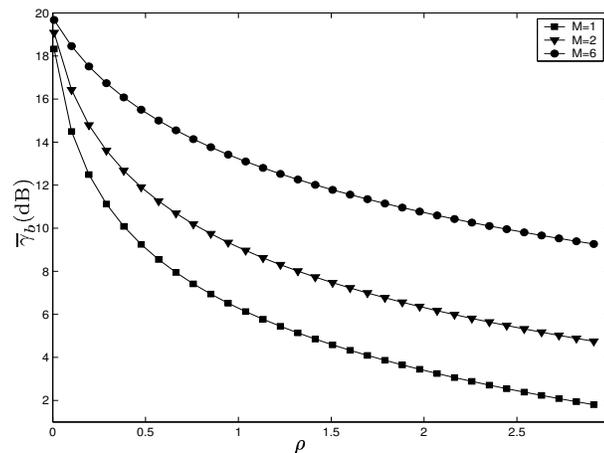


Figura 3.3: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por bit em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 3$ e $G_0 = 128$.

A Figura 3.4 mostra o ganho em $\bar{\gamma}_{n,m}$ decorrente da setorização da célula, supondo

a utilização de arranjos de 2 antenas em cada setor. Perceba que para uma carga de 10% necessita-se de uma SINR por canal de diversidade de 0,6 dB sem setorização e de 3,5 dB em células com 3 setores. Já com $\bar{\gamma}_{n,m} = 10$ dB obtém-se uma carga equivalente de 8,7% com $S = 1$ e 24,5% em células com 3 setores.

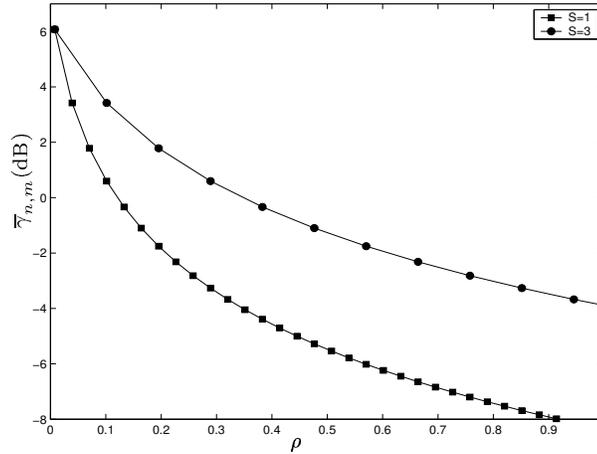


Figura 3.4: Relação sinal-ruído-mais-interferência média por caminho de diversidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 2$ e $G_0 = 128$.

3.5.2 Probabilidade de Erro de Bit

Considerando, novamente, canais seletivos com MIP constante, todas as considerações feitas no Capítulo 2 permanecem válidas. Assim sendo, pode-se usar a expressão de $\bar{\gamma}_b$ dada pela Equação (3.11) na expressão para a probabilidade de erro de bit, dada pela Equação (2.30).

A Figura 3.5 mostra o comportamento da probabilidade de erro de bit de acordo com o número de setores na célula, supondo-se que não se utilizam arranjo de antenas. Observe que para uma carga da célula de 20% tem-se $P_b = 6 \times 10^{-4}$ numa célula sem setorização e $P_b = 4 \times 10^{-6}$ numa célula com 3 setores. Por outro lado, para uma probabilidade de erro de bit máxima de 10^{-4} , pode-se ter uma carga máxima de 13% em uma célula sem setorização e de 38% em uma célula com 3 setores.

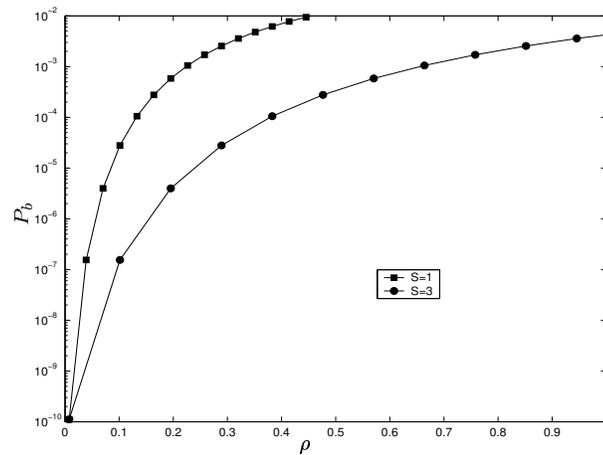


Figura 3.5: Probabilidade de erro de bit função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e $G_0 = 128$.

Na Figura 3.6 mostra-se a probabilidade de erro de bit em função do número de antenas por arranjo (M), supondo uma célula com 3 setores. Note-se que, para uma probabilidade de erro de bit máxima de 10^{-6} , a máxima carga da célula é de 15% sem uso de arranjos, de 48% com 2 antenas por arranjo e 67% com 6 antenas por arranjo. Da mesma forma, mantendo-se $\rho = 1$, obtém-se $P_b = 10^{-9}$ com 6 antenas por arranjo, $P_b = 10^{-4}$ com 2 antenas por arranjo e $P_b = 4 \times 10^{-3}$ sem uso de arranjos.

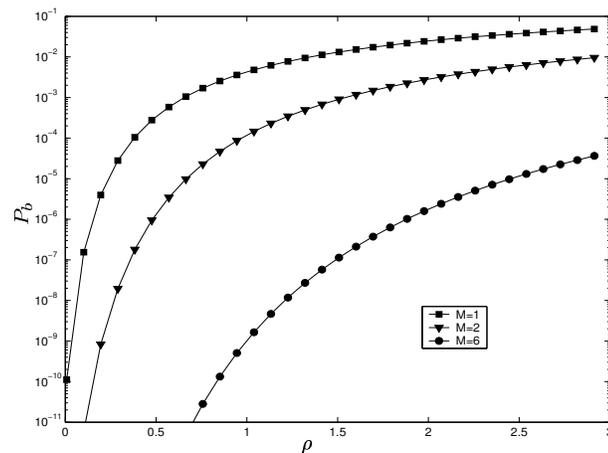


Figura 3.6: Probabilidade de erro de bit função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 3$ e $G_0 = 128$.

3.6 Conclusão

Nesse capítulo, estenderam-se as expressões para SINR e probabilidade de erro de bit, derivadas no Capítulo 2 para sistemas WCDMA com um único ganho de processamento (G),

para sistemas WCDMA cujos usuários podem utilizar diferentes valores de ganho de processamento.

Capítulo 4

O Protocolo RLP

Neste capítulo apresenta-se, por intermédio de expressões analíticas e de simulação, a eficiência do protocolo RLP na transmissão de dados no canal WCDMA (*Wide-band Code Division Multiple Access*) sem fio, seletivo em frequência, considerando os cenários descritos nos Capítulos 2 e 3.

4.1 Introdução

Com o grande crescimento da demanda por serviços na Internet, inclusive por sistemas móveis, o estudo do comportamento dos protocolos TCP/IP (*Transmission Control Protocol/ Internet Protocol*) (Comer 1991) em canais sem fio, particularmente enlaces CDMA (*Code Division Multiple Access*), tem crescido muito ultimamente (Bai et al. 2000). A avaliação da vazão na transmissão de dados em sistemas sem fio, para canais com desvanecimento Rayleigh (por exemplo, Chang 1991, Bischl & Lutz 1995, Zorzi et al. 2000, Chockalingam & Bao 2000) já existe há algum tempo.

A aplicação direta dos protocolos TCP/IP em um ambiente sem fio pode degradar seriamente seu desempenho, pois esses protocolos foram criados para trabalhar em Redes com Fio¹, em que a taxa de perda de pacotes é muito pequena e está em grande parte relacionada ao congestionamento da rede.

Por conta disso, propõe-se o uso de um protocolo de enlace adicional (por exemplo, Bao 1996, Bai et al. 1999, Wong & Leung 1999, Bai et al. 2000), no caso o protocolo RLP (*Radio Link Protocol*). Esse protocolo situa-se abaixo dos protocolos TCP/IP e acima da camada física CDMA, conforme ilustrado na Figura 4.1. Seu objetivo é reduzir a taxa de perda de segmentos TCP no canal sem fio a um determinado nível, de modo a não perturbar

¹Do inglês: *Wired/Wireline Networks*

significativamente o desempenho na camada TCP que irá eventualmente eliminar todos os erros detectáveis.

Async Data	FAX	
Application Interface		
TCP		
IP		ICMP
SNDCF	IPCP	LCP
PPP		
RLP		
IS-95		

Figura 4.1: Estrutura da pilha de protocolos usada no padrão IS-95.

Segundo Bao (1996), a Figura 4.1 ilustra uma pilha de protocolos típica recomendada pelo padrão TIA/EIA/IS-95. Os protocolos ICMP (*Internet Control Message Protocol*), IP (*Internet Protocol*), SNDCF (*SubNetwork Dependent Convergence Function*), IPCP (*Internet Protocol Control Protocol*), LCP (*Link Control Protocol*) e PPP (*Point-to-Point Protocol*) são essencialmente os mesmos usados em redes com fio.

De maneira similar ao protocolo TCP, o protocolo RLP usa um mecanismo de controle de erro ARQ para reduzir a taxa de perda de quadros. Contudo, ao contrário do protocolo TCP, o mecanismo ARQ implementado na camada RLP é um protocolo de repetição seletiva finita baseada em NAK (*Negative Acknowledgment*), o qual não elimina completamente os erros detectáveis.

Por fim, a camada física CDMA ilustrada na Figura 4.1 pelo padrão IS-95. Nos modelos para a camada física do enlace reverso de sistemas WCDMA (Holma & Toskala 2000), ilustrado na Figura 4.2, os usuários podem transmitir seus dados no canal de dados dedicado (DCH) em *slots* com duração de 2560 *chips* ou 667 μ s. Como ilustrado, o quadro DPCCH é dividido em quatro campos: Piloto, TFCI (*Transport Format Combination Indicator*), TPC (*Transmission Power Control*) e FBI (*Feedback Information*) que são transmitidos por meio do canal de controle físico dedicado DPCCH (*Dedicated Physical Control Channel*) para serem usados pelo sistema para controle de potência, estimação do canal, procedimentos na camada física, etc.

Presume-se que o protocolo RLP não empregue correção de erros, apenas detecção. Assim sendo, conforme será justificado posteriormente, espera-se que a camada física não

realize entrelaçamento² (Proakis 1995, pág. 468) dos dados da camada RLP. Portanto, o parâmetro TTI (*Transmission Time Interval*), período de entrelaçamento do sistema WCDMA que determina o período resguardado pelos receptores para decodificar os dados transmitidos, perde um pouco de seu significado, além de introduzir um atraso adicional nas retransmissões de quadros realizadas pela camada RLP. Desta forma, para maior eficiência da camada RLP, e conseqüentemente da camada TCP, considerar-se-á que o receptores possam decodificar os dados transmitidos por intermédio dos canais de dados dedicados a cada *slot*, ou seja, $TTI = T_f/15 = 667 \mu s$, vide Figura 4.2. Em (Holma & Toskala 2000, pág. 86), apresenta-se $TTI = 10, 20, 40$ ou 80 ms.

Segundo Holma & Toskala (2000, pág. 85), os usuários podem alterar suas taxas de bits a cada quadro, ilustrado na Figura 4.2, em que as respectivas taxas empregadas pelos usuários no canal de dados (DPDCH) são informadas por meio do canal de controle (DPCCH). Observe que, mesmo variando o ganho de processamento dos usuários, a banda de espalhamento dos sinais mantém-se constante, 2560 *chips* por *slot*.

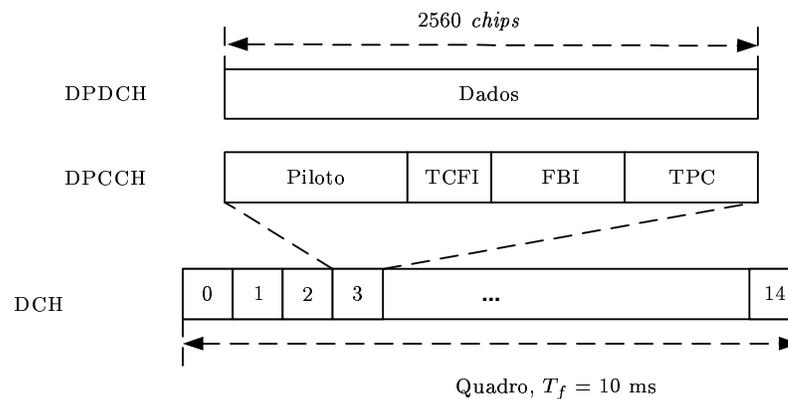


Figura 4.2: Estrutura de quadros do enlace reverso do padrão WCDMA .

Um modelo simplificado da comunicação de dados sem fio CDMA, na pilha de protocolos anterior, é mostrado na Figura 4.3. Nesse modelo, o móvel troca dados com a ERB sobre um canal sem fio. Essas pilhas de protocolos são simétricas, na prática dadas pela Figura 4.1. Os protocolos ICMP, IP, SNDCEF, IPCP, LCP e PPP são eliminados desta pilha simplificada porque eles geram uma quantidade fixa de “*overhead*” no desempenho do sistema. Por outro lado, os mecanismos de ARQ implementados nas camadas RLP e TCP contribuem com a maior flutuação de desempenho do sistema.

Neste trabalho, o foco da atenção está em aspectos de desempenho das camadas RLP e TCP do modelo simplificado apresentado na Figura 4.3. Primeiramente, examina-se

²Do inglês: *Interleaving*

a eficiência do protocolo RLP. A partir daí, no Capítulo 5, compara-se, por intermédio de expressões analíticas e de simulação, o desempenho do conjunto TCP/RLP em relação a aspectos de qualidade de serviço, tais como vazão e atraso médios.

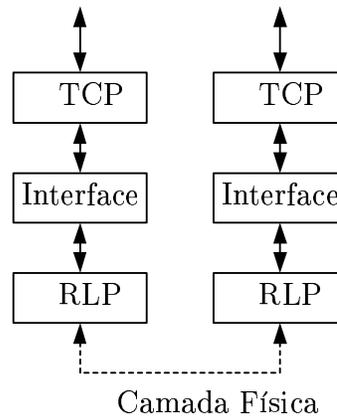


Figura 4.3: Modelo simplificado da pilha de protocolos.

O protocolo RLP provê o serviço de fluxos de dados para suas camadas superiores em ambos os enlaces CDMA, direto e reverso. Em geral, o protocolo RLP fragmenta pacotes das camadas superiores em vários pacotes quadros RLP quando esses pacotes são maiores que seus quadros RLP. Essa fragmentação do segmento TCP em quadros RLP de comprimento menor faz com que a probabilidade de se receber com erro um quadro RLP do outro lado da interface aérea seja bem menor do que se fosse transmitido todo um segmento TCP por meio do canal CDMA, conforme pode ser visto pela aproximação dada pela Equação (4.4), em que a probabilidade de erro de bloco é proporcional ao comprimento do bloco.

Os quadros RLP podem ter comprimentos variáveis de acordo com o tipo de tráfego, isto é, de acordo com a taxa de bits solicitada pelas camadas superiores. Em (Bao 1996), lista-se a seguinte tabela com os possíveis tamanhos dos quadros RLP:

Tráfego Primário		Tráfego Secundário	
Tipo de Quadro	Bits por Quadro	Tipo de Quadro	Bits por Quadro
Taxa nominal	171	Taxa 1	168
Meia taxa	80	Taxa 7/8	152
Oitavo de taxa	16	Taxa 3/4	128
-	-	Taxa 1/2	88
<i>Blank</i>	0	<i>Blank</i>	0
<i>Erase</i>	0	<i>Erase</i>	0

Tabela 4.1: Comprimento dos quadros RLP para quadros de tráfego primário e secundário segundo o padrão IS-99.

Neste caso, o quadro RLP à taxa nominal é ilustrado pela Figura 4.4, em que I_{RLP} (172 bits) são os bits de informação do quadro RLP, F são 12 bits usados por um código para detecção de erros (CRC³) e T são mais 8 bits usados para codificação do quadro RLP.

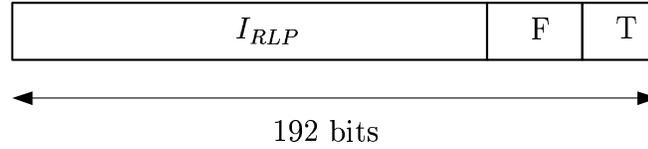


Figura 4.4: Quadro RLP para tráfego primário à taxa nominal.

Esses tamanhos de quadro RLP apresentados na Tabela 4.1 foram propostos tendo-se em mente o padrão CDMA IS-95, cujos quadros de 20 ms poderiam ser usados para transmitir dados a uma taxa de até 9,6 kbps. Porém, nas propostas para o WCDMA potencializam-se taxas da ordem de 2,0 Mbps. Assim sendo, eventualmente essa estrutura de quadros terá que ser repensada para poder agregar essas maiores taxas de bits.

Nos sistemas WCDMA, pode-se ter uma maior flexibilidade no que se refere aos parâmetros dos quadros RLP, por exemplo, sua duração (T_{RLP}) e seu número de bits (N_{RLP}). Como se tem uma taxa de *chips* constante, vide Figura 4.2, um quadro RLP com um dado número de bits pode ter sua duração alterada de acordo com o ganho de processamento (G_i) empregado pelo usuário, dado por

$$T_{RLP} = \frac{N_{RLP} G_i}{N_s N_c} T_f, \quad (4.1)$$

em que N_c representa o número de *chips* por *slot*, T_f o tempo de quadro e N_s o número de *slots* por quadro WCDMA.

Para efeito de avaliação das expressões posteriormente definidas e de uso em simulação, definir-se-ão dois cenários de utilização RLP, descritos nas Tabelas 4.2 e 4.3.

Parâmetro	Valor
I_{RLP}	172 bits
H_{RLP}	20 bits
$N_{RLP} = H_{RLP} + I_{RLP}$	192 bits
G_i	128
T_{RLP}	6,40 ms
R_b	30 kbps

Tabela 4.2: Parâmetros da camada RLP para uma taxa de 30 kbps ($G_0 = 128$).

Parâmetro	Valor
I_{RLP}	288 bits
H_{RLP}	32 bits
$N_{RLP} = H_{RLP} + I_{RLP}$	320 bits
G_i	32
T_{RLP}	2,67 ms
R_b	120 kbps

Tabela 4.3: Parâmetros da camada RLP para uma taxa de 120 kbps ($G_0 = 32$).

³Do inglês: *Cyclic Redundancy Check*

em que I_{RLP} representa o número de bits de informação por quadro RLP, H_{RLP} o número de bits de cabeçalho por quadro RLP, N_{RLP} o número total de bits por quadro RLP e a taxa de bits do usuário (R_b) é dada por

$$R_b = \frac{N_c N_s}{G_i T_f}. \quad (4.2)$$

4.2 Retransmissão de Quadros na Camada RLP

Na transmissão de dados, o protocolo RLP trabalha como um protocolo de repetição seletiva finita baseado em NAK. Como o número de tentativas de retransmissão na camada RLP é finito, pode ser que o protocolo RLP não consiga eliminar completamente todos os erros detectáveis. Essencialmente, assume-se que o protocolo RLP funciona como segue.

Quando a camada RLP do lado receptor percebe um quadro RLP com erro, ela transmite para a camada do lado transmissor um NAK desse quadro. Caso esse erro persista, esse processo repete-se até que o número máximo de retransmissões da camada RLP, r , seja atingido. A partir deste ponto, o protocolo RLP aborta nova tentativa de retransmitir esse quadro e passa o conteúdo do quadro RLP com erro para as camadas de protocolo superiores. A análise final dos segmentos corrompidos é feita pelo protocolo TCP, por intermédio de um mecanismo distinto. As retransmissões de quadros RLP são feitas após todas as transmissões dos quadros RLP, a serem originalmente transmitidos, terem sido feitas, conforme pode ser visto pela Figura 4.5.

Mostrou-se na literatura (por exemplo, Bao 1996, Wong & Leung 1999, Bai et al. 1999, Chockalingam & Bao 2000, de Almeida, da Nóbrega, Fraidenraich & Coelho 2001) que a utilização de retransmissões de quadros pela camada RLP melhora razoavelmente a eficiência do protocolo TCP em canais sem fio. Assim sendo, é interessante que o protocolo RLP possa executar tantas retransmissões quantas forem possíveis, de modo que o protocolo TCP não tenha que solicitar retransmissões de seus segmentos, pois as retransmissões de quadros RLP afetam menos os parâmetros de qualidade de serviço, tais como vazão de dados e atraso médios dos segmentos TCP, do que afetariam as retransmissões de segmentos TCP por meio do canal sem fio.

Aqui, propõe-se um protocolo RLP que realiza suas retransmissões conforme ilustrado pela Figura 4.5. Denomina-se a transmissão dos quadros RLP que constituem a primeira tentativa de se transmitir os dados contidos em um dado segmento TCP como a retransmissão de ordem zero, isto é, $i = 0$.

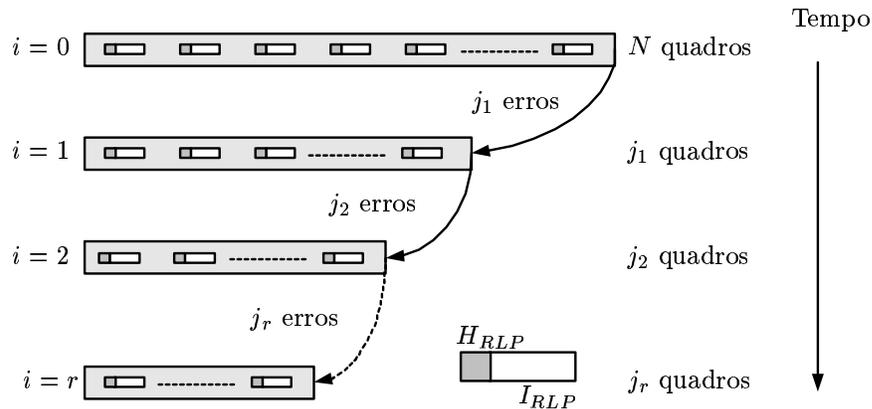


Figura 4.5: Modelo de retransmissões na camada RLP.

Como pode ser observado por meio da Figura 4.5, a retransmissão de todos os quadros RLP recebidos com erro na retransmissão de ordem i , que acontecerá na retransmissão de ordem $i + 1$, só se inicia após o último quadro RLP da retransmissão de ordem i ter sido transmitido. Esse processo de retransmissão de quadros RLP se repete até que o número máximo de retransmissões permitido pela camada RLP seja atingido.

4.3 Probabilidade de Erro RLP

Com o passar dos tempos, alguns polinômios usados para detecção de erros tornaram-se padrões internacionais, por exemplo, os polinômios CRC-16 e CRC-CCITT (Tanenbaum 1991, pág. 132). Um teste de paridade⁴ de 16 bits usando esses polinômios, detecta todos os erros simples ou duplos, todos os erros com um número ímpar de bits, todos os erros com comprimento menor ou igual a 16, 99,977% dos erros em surtos de 17 bits e 99,998% dos erros em surtos com 17 ou mais bits. Conseqüentemente, supondo que a camada RLP use um desses polinômios para teste de paridade, pode-se assumir que a camada RLP realiza uma detecção ideal de erros.

Considere, então, que o protocolo RLP use um código de bloco (Proakis 1995, cap. 8) com capacidade de detecção de erros ideal (infinita). Além disso, assume-se que o canal de resposta (NAK) dos quadros RLP seja livre de erros, em virtude desses quadros terem comprimento pequeno em comparação com um quadro RLP normal, usado para transmitir dados das camadas superiores. Conseqüentemente, o protocolo RLP no lado da transmissão sempre receberá um NAK caso um de seus quadros seja recebido com erro na recepção. É importante ressaltar, que o protocolo RLP proposto não realiza a correção de erros nos seus quadros, apenas sua detecção (ideal).

⁴Do inglês: *Checksum*

Assumindo que os erros de bit no quadro RLP sejam equiprováveis e independentes uns dos outros, a probabilidade de se receber um quadro RLP, contendo N_{RLP} bits, com pelo menos um bit errado é dada por

$$P_{RLP} = 1 - (1 - P_b)^{N_{RLP}} \quad (4.3)$$

$$\approx N_{RLP} P_b, \quad \text{se } P_b \ll 1, \quad (4.4)$$

em que P_b representa a probabilidade de erro de bit.

Para um usuário em alta mobilidade, em que o tempo de coerência do canal (Proakis 1995, pág. 764) é menor que o tempo de bit no quadro RLP, o desvanecimento tende a ser efetivamente descorrelacionado entre os bits, mesmo se consecutivos. Assim sendo, a Equação (4.3), que presuppõe a independência dos erros dos bits no quadro RLP, representa realmente a probabilidade de se receber um quadro RLP com erro, para o caso de alta mobilidade.

Contudo, para usuários em baixa mobilidade, o desvanecimento tende a ser muito correlacionado entre os bits do quadro RLP. Assim sendo, a probabilidade de erro RLP deve ser obtida pelo descondicionamento da equação (4.3) pela fdp da SINR (Prasad 1996, pág. 159)

$$P_{RLP} = \int_0^\infty \left[1 - (1 - P_b)^{N_{RLP}} \right] p(\gamma_b) d\gamma_b. \quad (4.5)$$

A Figura 4.6 ilustra o impacto do número de antenas por arranjo e da carga da célula sobre a probabilidade de erro de bloco RLP, para o caso apresentado na Tabela 4.2, em uma célula sem setorização. Por exemplo, para uma carga de 30% na célula obtém-se uma probabilidade de erro RLP da ordem de 4×10^{-8} para um arranjo com 6 elementos, $P_{RLP} = 10^{-2}$ para $M = 2$ e $P_{RLP} = 0,4$ sem o uso de arranjo. Para ilustrar esta melhora de desempenho em termos de aumento da carga da célula, assumam-se que uma probabilidade de erro RLP da ordem de 10^{-5} seja desejada. Desta forma, consegue-se uma carga da célula de 4% para $M = 1$, de 12% para $M = 2$ e de 47% para uma célula empregando um arranjo de 6 elementos.

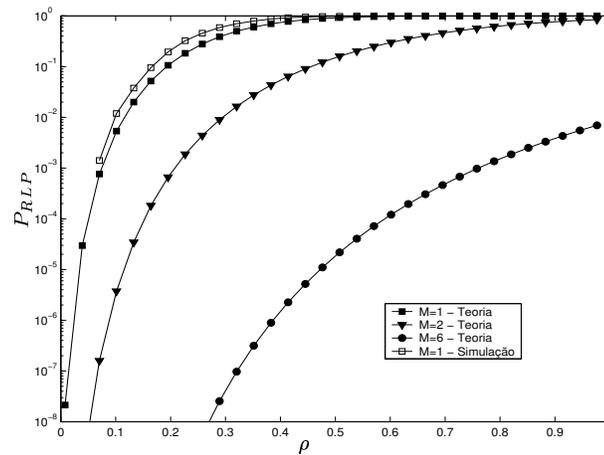


Figura 4.6: Probabilidade de erro RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Por intermédio da Figura 4.7, pode-se observar o aumento da probabilidade de erro RLP com a mobilidade. Analisando em termos da carga da célula, para uma probabilidade de erro RLP da ordem de 10^{-2} tem-se, para $M = 1$, $\rho = 0,11$ em baixa mobilidade e passa-se a $\rho = 0,12$ em alta mobilidade.

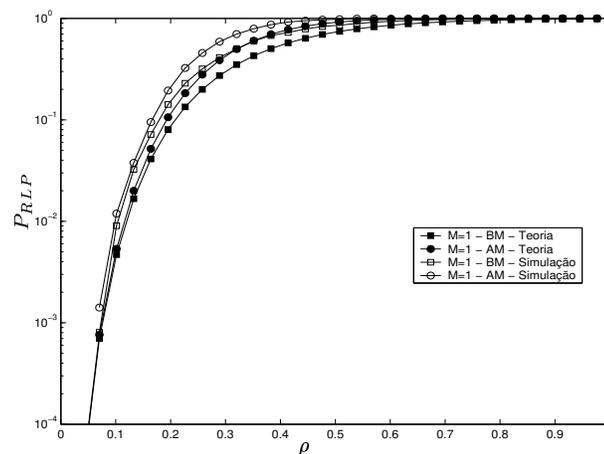


Figura 4.7: Probabilidade de erro RLP, para usuários em alta (AM) e baixa (BM) mobilidades, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo em células não setorizadas e com a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Conseqüentemente, conforme também pode ser observado na Figura 4.7, o uso de entrelaçamento dos dados da camada RLP é prejudicial ao seu desempenho, pois tornar o desvanecimento independente entre bits RLP (comportamento equivalente a usuários em alta mobilidade) prejudicaria o desempenho da camada RLP.

Esse aumento da probabilidade de erro (RLP) com o aumento da mobilidade pode ser explicado pelo fato de que, dado um fator de carga, supondo-se um determinado número de bits errados em quadros RLP é muito melhor que esses erros ocorram num só quadro RLP do que distribuídos por mais de um. Assim sendo, apenas um quadro RLP seria recebido com erro, ao contrário do caso em que os erros seriam distribuídos por mais de um quadro RLP, levando-se em conta que a camada RLP não faz correção, mas apenas detecção de erros.

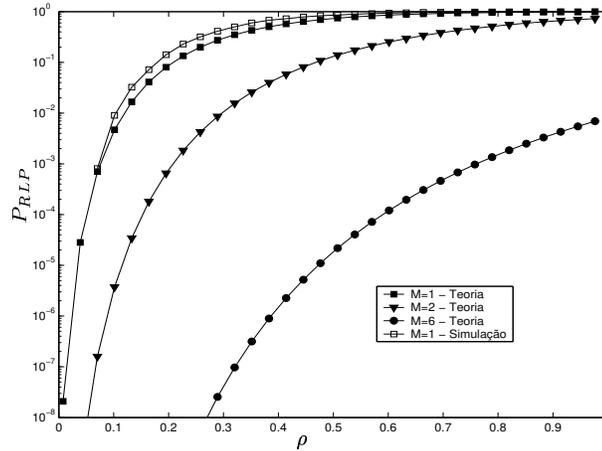


Figura 4.8: Probabilidade de erro RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 4.8 mostra a probabilidade de erro de bloco RLP em função do número de antenas por arranjo, para usuários em baixa mobilidade. Por exemplo, para uma carga de 30% da célula, obtém-se $P_{RLP} = 4 \times 10^{-8}$ com 6 antenas por arranjo, $P_{RLP} = 10^{-2}$ com 2 antenas por arranjo e $P_{RLP} = 0,3$ sem uso de arranjo de antenas. Analisando em termos da carga da célula, para uma probabilidade de erro RLP de 10^{-4} , consegue-se uma carga de 5% na célula sem uso de arranjo, de 15% com 2 antenas por arranjo e de 58% numa célula com 6 elementos por arranjo.

Na Figura 4.9 observa-se, para usuários em baixa mobilidade, o efeito da setorização da célula sobre a probabilidade de erro de bloco RLP, sem uso de arranjo de antenas. Para uma probabilidade de erro RLP de 10^{-2} obtém-se um fator de carga da célula de aproximadamente 12% em células sem setorização e de aproximadamente 35% em células com 3 setores. Por outro lado, supondo-se um carga de 20% na célula, obter-se-ia uma probabilidade de erro de bloco RLP de aproximadamente 9×10^{-2} sem setorização e de 8×10^{-4} numa célula com 3 setores.

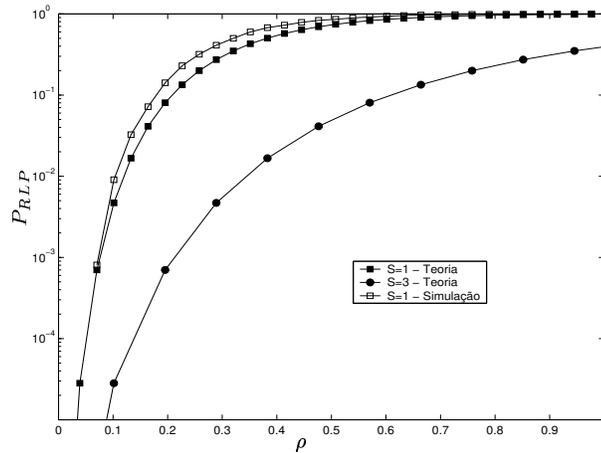


Figura 4.9: Probabilidade de erro RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

4.4 Vazão de dados RLP

A partir do desenvolvimento realizado na Seção 4.3 para o cálculo da probabilidade de erro de bloco RLP, pode-se, agora, calcular um parâmetro importante de eficiência na camada RLP, a sua respectiva vazão de dados.

Analogamente ao que foi definido em (de Almeida et al. 2001), define-se a vazão de dados da camada RLP, η_{RLP} , como a quantidade de bits que correspondem a quadros RLP corretos por segundo, isto é,

$$\eta_{RLP} = R_b \frac{I_{RLP}}{I_{RLP} + H_{RLP}} (1 - P_{RLP}), \quad (4.6)$$

em que P_{RLP} representa a probabilidade de erro RLP, I_{RLP} o número de bits de informação do quadro RLP, H_{RLP} o número de bits de cabeçalho do quadro RLP e R_b a taxa de bits do usuário no canal CDMA.

As Figuras 4.10 e 4.11 ilustram o comportamento da vazão RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula parametrizada, respectivamente, pelo número de setores e de antenas por arranjo empregados na célula.

Na Figura 4.10, observa-se que para se garantir uma vazão mínima de 50% na camada RLP, poder-se-ia carregar a célula até uma carga de 30% em células sem setorização, e até uma carga de 90% para uma célula com 3 setores. Por outro lado, com uma carga de 80% na célula, obtém-se $\eta_{RLP} \approx 0$ sem setorização da célula, enquanto que uma vazão RLP de 60% numa célula com 3 setores.

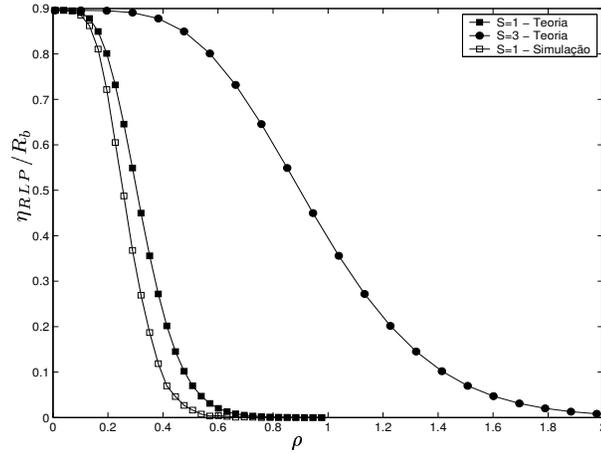


Figura 4.10: Vazão de dados RLP para usuários em alta mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 4.11 exibe a vazão RLP em função do número de antenas por arranjo empregado na célula. Note que, para obter-se uma vazão RLP de 50%, pode-se carregar a célula até uma carga de 30% sem uso de arranjos e de 69% para um arranjo de 2 antenas. Da mesma forma, mantendo-se uma carga de 40% na célula, obtém-se uma vazão RLP de 23% sem uso de arranjos e de 85% com arranjos de 2 antenas.

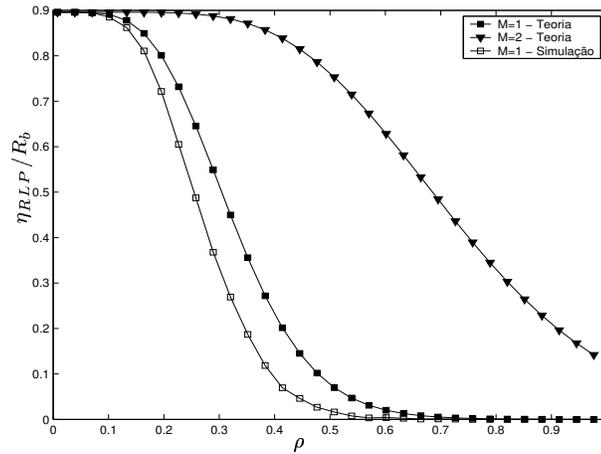


Figura 4.11: Vazão de dados RLP para usuários em alta mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

As Figuras 4.12 e 4.13 ilustram o comportamento da vazão de dados RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula parametrizado, respectivamente, pelo número de antenas por arranjo e de setores empregados na célula.

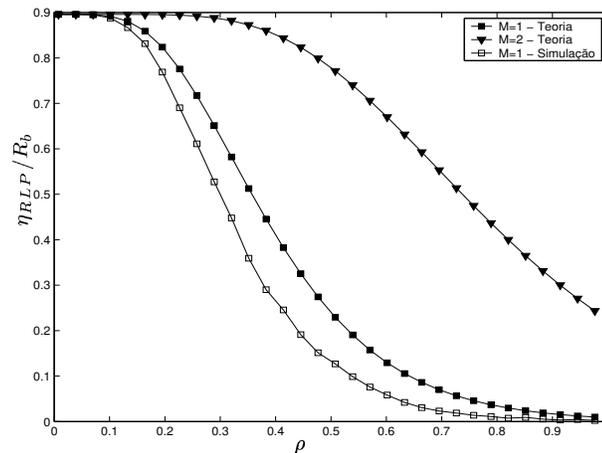


Figura 4.12: Vazão de dados RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Na Figura 4.12, vê-se que para se obter uma vazão RLP mínima de 50%, poder-se-ia carregar a célula com uma carga de até 36% sem uso de arranjos e com uma carga de 74% com arranjos de 2 elementos na célula sem setorização. Pensando em termos de ganho em vazão RLP, com um carga de 90% na célula, obter-se-ia uma vazão RLP de apenas 2% sem uso de arranjos e de 31% com um arranjo de 2 antenas.

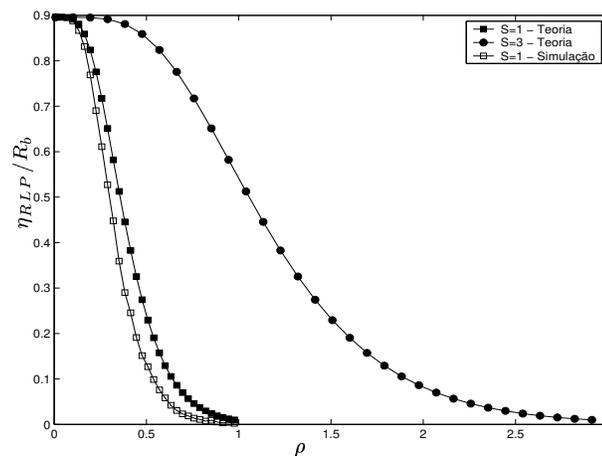


Figura 4.13: Vazão de dados RLP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Já na Figura 4.13, mostra-se que para se obter uma vazão RLP mínima de 50% poder-se-ia ter um carregamento máximo da célula de 36% sem setorização e de no máximo 105% numa célula com 3 setores. Por outro lado, mantendo-se a carga da célula em 50%, obtém-se uma vazão RLP de 24% sem uso de setorização e de 85% numa célula com 3 setores.

4.5 Conclusão

Como pôde-se ver por meio das figuras apresentadas nesse capítulo, considerando a detecção de erros ideal na camada RLP, usuários em baixa mobilidade apresentam melhor desempenho do que usuários em alta mobilidade sob qualquer aspecto da camada RLP, a saber, probabilidade de erro e vazão de dados RLP.

Conseqüentemente, o uso de entrelaçamento nas camadas de protocolo abaixo da camada RLP não é interessante, pois torna o comportamento de usuários em baixa mobilidade semelhante ao comportamento dos usuários em alta mobilidade, por intermédio do descorrelaciamento que ocorre nos erros que corrompem os quadros RLP.

Capítulo 5

O Protocolo TCP

Neste capítulo, apresenta-se a influência do canal sem fio seletivo em frequência com desvanecimento Rayleigh sobre o comportamento do protocolo TCP, a saber, vazão de dados TCP e atraso médio para um esquema de múltiplo acesso CDMA.

5.1 Introdução

Uma arquitetura típica para usuários de serviços na Internet, tais como correio eletrônico, Navegação ou transferência de arquivos, em uma rede mista é descrita na Figura 5.1, em que o terminal móvel pode se comunicar com qualquer outro terminal no mundo por intermédio da Internet. Nesse caso, as conexões TCP além de variarem de acordo com o canal sem fio e suas idiossincrasias, também enfrentam todos os problemas relacionados a perdas de segmentos na rede com fio, ou seja, perdas por congestionamento, etc.

Porém, eventualmente, para serviços mais utilizados/acessados pelos terminais móveis, pode-se pensar em uma hipótese em que uma cópia local (espelho) do servidor remoto seja mantida e atualizada na ERB, ou mesmo que a ERB tenha um provedor de serviços para seus usuários, vide Figura 5.2. Assim sendo, eventuais congestionamentos na rede com fio seriam transparentes aos usuários móveis.

5.2 Probabilidade de Erro TCP

Analogamente ao procedimento adotado no Capítulo 4, definir-se-á a probabilidade de erro de bloco TCP, $P_{TCP}(r)$, como a probabilidade de que a camada RLP, usando um máximo de r retransmissões de seus quadros recebidos com erros, não consiga remontar o segmento TCP livre de erros do outro lado do canal sem fio.

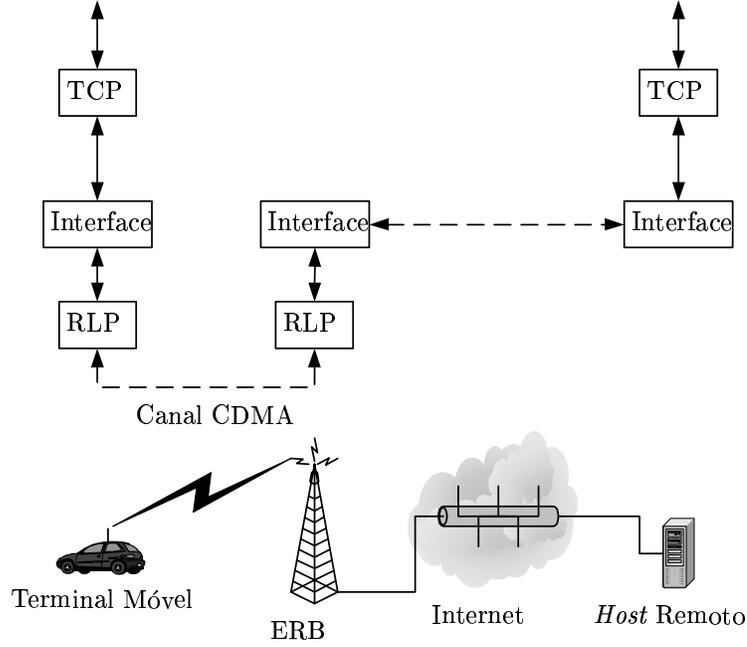


Figura 5.1: Arquitetura típica em redes mistas.

Com efeito, generalizando-se o resultado apresentado por de Almeida et al. (2001), e admitindo que a camada RLP realize um máximo de r retransmissões de um dado quadro RLP recebido com erro, tem-se

$$\begin{aligned}
 P_{TCP}(r) &= \sum_{j_0=1}^N \binom{N}{j_0} P_{RLP}^{j_0} (1 - P_{RLP})^{N-j_0} \\
 &\times \sum_{j_1=1}^{j_0} \binom{j_0}{j_1} P_{RLP}^{j_1} (1 - P_{RLP})^{j_0-j_1} \dots \\
 &\times \sum_{j_r=1}^{j_{r-1}} \binom{j_{r-1}}{j_r} P_{RLP}^{j_r} (1 - P_{RLP})^{j_{r-1}-j_r}, \quad (5.1)
 \end{aligned}$$

em que $N = \lceil \frac{N_{TCP}}{I_{RLP}} \rceil$ representa o número mínimo de pacotes RLP necessário para fragmentar um segmento TCP de N_{TCP} bits, e P_{RLP} representa a probabilidade de erro RLP, discutida na Seção 4.3.

A Figura 5.3 mostra o comportamento de P_{TCP} , em um sistema sem setorização ($S = 1$) e sem uso de arranjo de antenas ($M = 1$), para usuários em baixa mobilidade, em função do número máximo de retransmissões que se permite à camada RLP realizar.

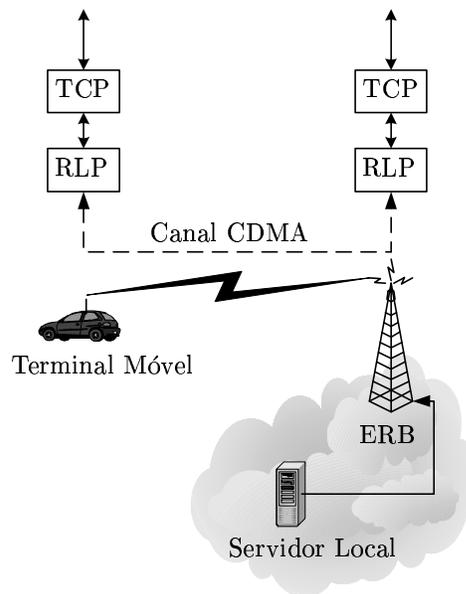


Figura 5.2: Servidor TCP local, na ERB.

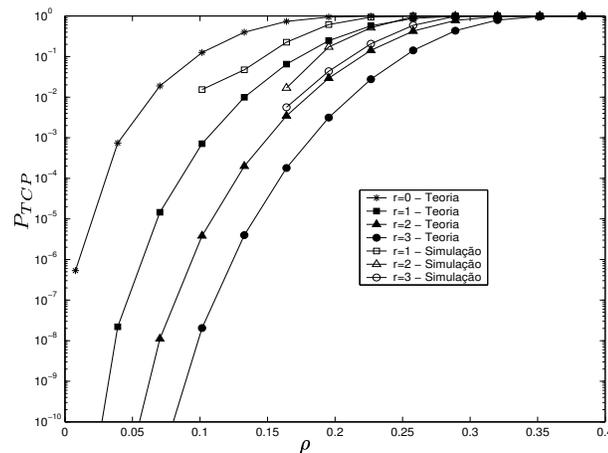


Figura 5.3: Probabilidade de erro de bloco TCP, para usuários em baixa (BM) mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, com $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Um ponto interessante a ser observado é o quanto as retransmissões de seus pacotes ajudam a camada RLP a cumprir seu papel principal, reduzir a probabilidade de erro de bloco TCP no canal sem fio. Isto é, o quanto o aumento em r proporciona redução no valor correspondente de $P_{TCP}(r)$.

Na Figura 5.3, para um usuário em baixa mobilidade, permitir-se à camada RLP passar de $r = 0$ para $r = 2$ em um fator de carga de 15% significaria uma redução na probabilidade de erro de bloco TCP de aproximadamente 0,5 para aproximadamente 10^{-3} ,

o que significaria para a camada TCP uma melhora na qualidade do canal sem fio. Por outro lado, para uma probabilidade de erro de bloco TCP de no máximo 10^{-4} , poder-se-ia ter uma carga na célula de 3% caso não se permitissem retransmissões à camada RLP. Caso se permita à camada RLP realizar até 3 retransmissões de seus pacotes, poder-se-ia ter um carregamento na célula de até 16%.

As Figuras 5.4 e 5.5 ilustram a influência do número de setores por célula e do número de antenas usado em cada arranjo, respectivamente, sobre a probabilidade de erro de bloco TCP, para usuários em baixa mobilidade.

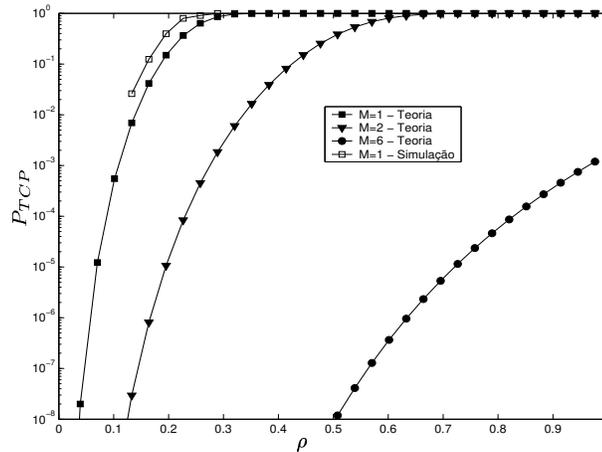


Figura 5.4: Probabilidade de erro de bloco TCP, para usuários em baixa mobilidade, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, com $S = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 5.4 ilustra o quanto o uso de arranjo de antenas pode auxiliar a camada RLP na “melhora” do canal sem fio para uso do protocolo TCP. Supondo que a camada RLP possa realizar apenas uma retransmissão de seus pacotes recebidos com erro, para uma probabilidade de erro de bloco TCP de no máximo 10^{-5} poder-se-ia ter uma carga máxima de 7% na célula sem uso de arranjos. Com o uso de 2 antenas no arranjo, esta carga máxima elevar-se-ia para 20%. Já com 6 antenas no arranjo, este valor chegaria a 72%.

Por outro lado, mantendo-se uma carga na célula de 20%, obter-se-ia uma probabilidade de erro de bloco TCP de 2×10^{-1} sem uso de arranjos. Enquanto que, com 2 antenas no arranjo, obter-se-ia uma probabilidade de erro de bloco TCP de 10^{-5} e com 6 antenas no arranjo obter-se-ia $P_{TCP} \ll 10^{-8}$.

A Figura 5.5 mostra o comportamento da probabilidade de erro de bloco TCP de acordo com o número de setores empregados na célula, supondo que arranjos de antenas não são empregados e que a camada RLP pode realizar apenas uma retransmissão de seus pacotes. Perceba que mantendo a carga da célula em 20%, tem-se uma probabilidade de erro

de bloco TCP de 10^{-5} em células com 3 setores e de 2×10^{-1} em células sem setorização. Por outro lado, admitindo uma probabilidade de erro de bloco TCP máxima de 10^{-4} , poder-se-ia ter uma carga de até 9% numa célula sem setorização e de até 25% em células com 3 setores.

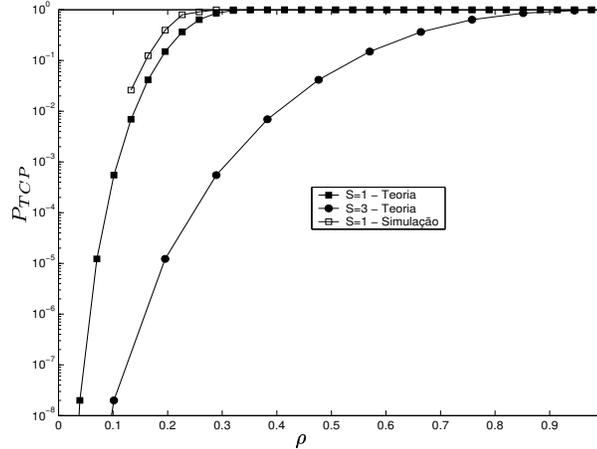


Figura 5.5: Probabilidade de erro de bloco TCP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, com $M = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

5.3 Vazão de dados TCP na Interface Aérea

De modo semelhante à definição da vazão de dados RLP, apresentada na seção 4.4, define-se a vazão de dados TCP como a quantidade de bits TCP por segundo que se consegue remontar sem erros após a camada RLP. Desta forma, pode-se escrever

$$\eta_{TCP}^{ar}(r) = R_b \frac{I_{RLP}}{I_{RLP} + H_{RLP}} \frac{I_{TCP}}{I_{TCP} + H_{TCP}} [1 - P_{TCP}(r)], \quad (5.2)$$

em que I_{TCP} representa o número de bits de informação por segmento TCP, H_{TCP} o número de bits de cabeçalho por segmento TCP e $P_{TCP}(r)$ a probabilidade de erro de bloco TCP é dada por (5.1). Observe que o termo $\frac{I_{RLP}}{I_{RLP} + H_{RLP}} \frac{I_{TCP}}{I_{TCP} + H_{TCP}}$ na equação acima representa a quantidade de fração de bits de informação inserida pelos protocolos TCP e RLP na transmissão, conforme descrito em (Bao 1996).

Por intermédio da Figura 5.6, pode-se avaliar o quanto o uso de retransmissões na camada RLP é importante para o protocolo TCP. Para se obter uma vazão TCP mínima de 50% poder-se-ia ter um carregamento máximo da célula da ordem de 13% com $r = 0$, de 21% para $r = 1$, de 26% com $r = 2$ e de 31% com $r = 4$. Observando a Figura 5.6, percebe-se que à medida em que r cresce, o ganho adicional decorrente de um aumento no número de retransmissões RLP torna-se cada vez menos significativo.

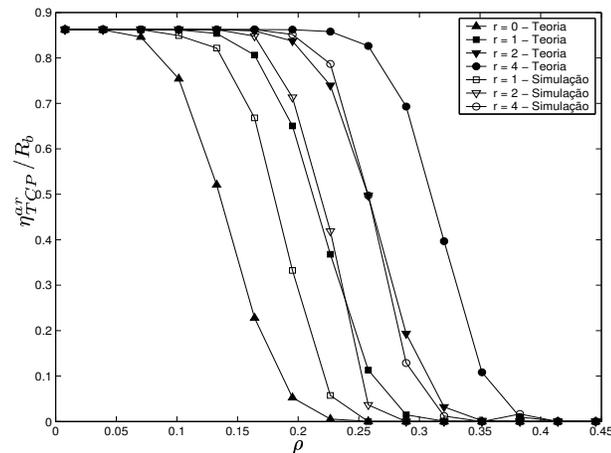


Figura 5.6: Vazão de dados TCP, para usuários em baixa mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando-se $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 5.7 mostra o comportamento da vazão de dados TCP em função do número de setores empregados na célula. Observe que, para uma vazão de dados TCP mínima de aproximadamente 50%, pode-se ter um carregamento máximo da célula da ordem de 23% em uma célula sem setorização e de 68% em uma célula com 3 setores.

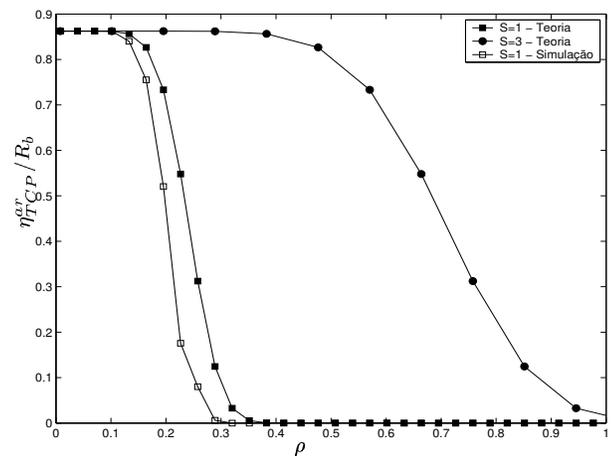


Figura 5.7: Vazão de dados TCP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, considerando-se $r = 1$, $M = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A influência do número de antenas por arranjo no comportamento da vazão de dados TCP, para usuários em baixa mobilidade, pode ser vista por intermédio da Figura 5.8.

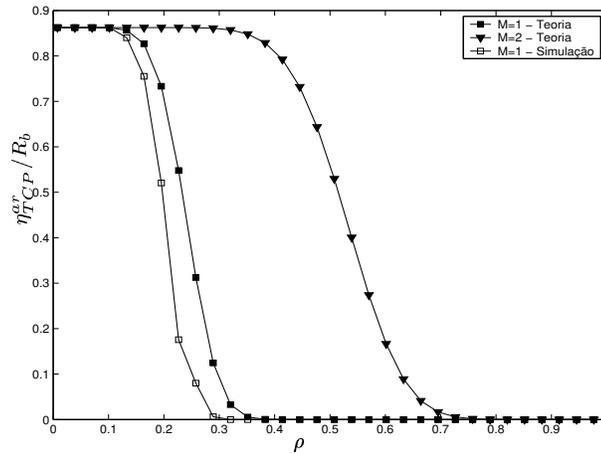


Figura 5.8: Vazão de dados TCP para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, considerando-se $r = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Conforme pode ser visto na Figura 5.8, para se obter uma vazão superior a 50% seria permitida uma carga máxima de 23% caso a célula não use arranjos de antenas. Já para uma célula com um arranjo de 2 antenas, poder-se-ia ter uma carga máxima de 51%.

5.4 Atraso TCP na Interface Aérea

Apesar de ser um parâmetro de qualidade-de-serviço (QoS) importante, a maioria dos trabalhos publicados (por exemplo, Bao 1996, Bai et al. 2000, Chockalingam & Bao 2000) sobre o desempenho do protocolo TCP em enlaces sem fio não investiga o comportamento do atraso médio dos segmentos TCP.

Na Seção 5.2, mostrou-se que usuários em baixa mobilidade têm desempenho melhor que usuários em alta mobilidade, não se recomendando, portanto, o uso de entrelaçadores. Assim sendo, assumir-se-á que o período de entrelaçamento, que no sistema WCDMA (Holma & Toskala 2000, pág. 86) pode valer 10, 20, 40 ou 80 ms, seja igual ao tempo de quadro WCDMA, ou seja, $TTI = T_f = 10$ ms, vide Figura 4.2.

Assim sendo, define-se τ_{TCP}^{ar} como o tempo médio necessário para a camada RLP remontar o segmento TCP na camada RLP seguinte à interface aérea, independente desse segmento TCP ter sido remontado com sucesso. Considerando que a camada RLP possa

retransmitir no máximo r vezes qualquer um de seus pacotes recebidos com erro, tem-se

$$\begin{aligned}
\tau_{TCP}^{ar}(r) &= \sum_{j_1=0}^N \binom{N}{j_1} P_{RLP}^{j_1} (1 - P_{RLP})^{N-j_1} \dots \\
&\times \sum_{j_{r-1}=0}^{j_{r-2}} \binom{j_{r-2}}{j_{r-1}} P_{RLP}^{j_{r-1}} (1 - P_{RLP})^{j_{r-2}-j_{r-1}} \\
&\times \sum_{j_r=0}^{j_{r-1}} \binom{j_{r-1}}{j_r} P_{RLP}^{j_r} (1 - P_{RLP})^{j_{r-1}-j_r} \\
&\times (N + j_1 + \dots + j_{r-1} + j_r)(T_{RLP} + 2\tau_p), \tag{5.3}
\end{aligned}$$

em que P_{RLP} representa a probabilidade de erro RLP, N o número pacotes RLP por segmento TCP, T_{RLP} o tempo de transmissão do quadro RLP e τ_p o tempo de propagação na interface aérea (entre o terminal móvel e a ERB).

Define-se o atraso mínimo dos segmentos TCP, τ_{min} , como o tempo mínimo necessário para um segmento TCP ser transmitido entre as camadas RLP transmissora e receptora. Esta situação acontece quando não há erros na interface aérea. Desta forma, usando (5.3), mostra-se que

$$\begin{aligned}
\tau_{min} &= \min[\tau_{TCP}^{ar}] \\
&= N(T_{RLP} + 2\tau_p). \tag{5.4}
\end{aligned}$$

Assumindo as configurações RLP descritas nas Tabela 4.2 e 4.3 e que os segmentos TCP tenham 536 bytes (N_{TCP}), sendo 516 bytes de informação (I_{TCP}) e 20 bytes de cabeçalho (I_{TCP}), tem-se o número mínimo de pacotes RLP necessários para fragmentar um segmento TCP e o atraso mínimo dos segmentos TCP, conforme mostra a Tabela 5.1.

Parâmetro	$G_0 = 32$	$G_0 = 128$
N	15	25
τ_{min}	40 ms	160 ms

Tabela 5.1: Número mínimo de pacotes RLP necessários para fragmentar um segmento TCP e atraso mínimo TCP, assumindo-se $\tau_p = 3,3 \mu s$.

A Figura 5.9 mostra a contrapartida da redução na probabilidade de erro TCP graças ao aumento no número de retransmissões na camada RLP, o aumento no atraso médio dos segmentos TCP na interface aérea, τ_{TCP}^{ar} . Note que, para uma carga de 70% na célula, tem-se um atraso normalizado de $\tau_{TCP}^{ar} = 1,92\tau_{min}$ supondo que a camada RLP pode retransmitir

uma vez seus pacotes recebidos com erro. Permitindo à camada RLP retransmitir até 2 vezes seus pacotes recebidos com erro, tem-se $\tau_{TCP}^{ar} = 2,78\tau_{min}$. Analogamente, tem-se $\tau_{TCP}^{ar} = 3,57\tau_{min}$ para $r = 3$ e $\tau_{TCP}^{ar} = 4,3\tau_{min}$ para $r = 4$.

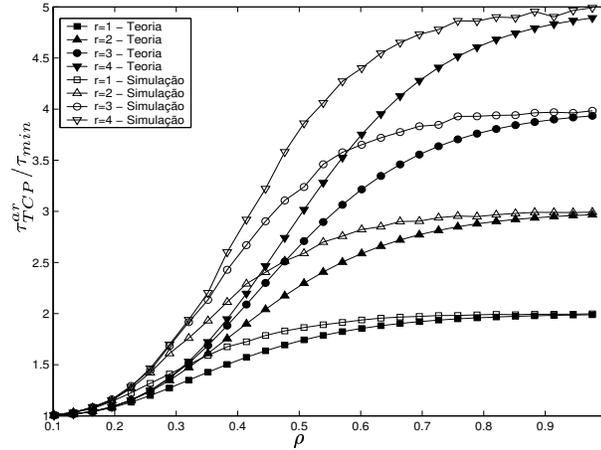


Figura 5.9: Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em baixa mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

É importante observar que, assumindo que a camada RLP pode realizar até r retransmissões de seus pacotes recebidos com erro, o atraso médio dos segmentos TCP na interface aérea tende a um valor dado por $(r + 1) \times \tau_{min}$ quando a carga da célula aumenta, isto é, $\lim_{\rho \rightarrow \infty} \tau_{TCP}^{ar} = (r + 1) \times \tau_{min}$.

As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 ilustram a influência do número máximo permitido de retransmissões de pacotes na camada RLP sobre τ_{TCP}^{ar} , do número de antenas usado em cada arranjo e do número de setores por célula, respectivamente.

A Figura 5.10 mostra o comportamento do atraso médio dos segmentos TCP na interface aérea em função do número máximo de retransmissões permitido à camada RLP. Note que, supondo uma carregamento da célula de 40%, o tempo médio necessário para remontar um segmento TCP por meio da interface aérea é $\tau_{TCP}^{ar} = 1,74\tau_{min}$, assumindo que a camada RLP possa retransmitir apenas uma vez seus pacotes recebidos com erro. Por outro lado, supondo que a camada RLP possa retransmitir apenas duas vezes seus pacotes recebidos com erro obtém-se $\tau_{TCP}^{ar} = 2,3\tau_{min}$. Já com $r = 3$ tem-se $\tau_{TCP}^{ar} = 2,7\tau_{min}$ e com $r = 4$ tem-se $\tau_{TCP}^{ar} = 3,0\tau_{min}$.

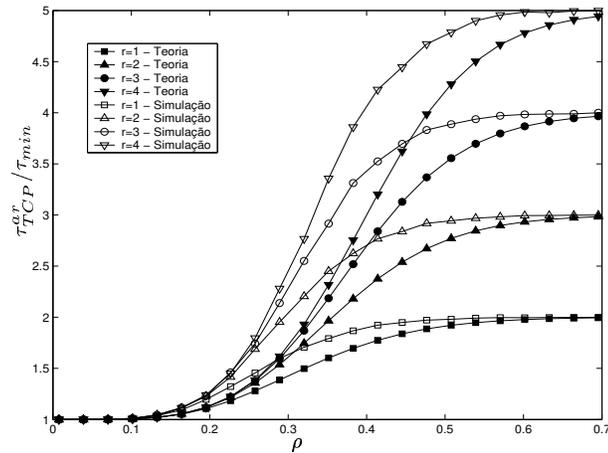


Figura 5.10: Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 5.11 apresenta o comportamento de τ_{TCP}^{ar} em função do número de antenas empregado por arranjo, em uma célula não setorizada, permitindo-se à camada RLP retransmitir uma vez cada um de seus pacotes recebidos com erro. Observe que, para se garantir um atraso máximo $\tau_{TCP}^{ar} = 1,4\tau_{min}$, a carga da célula não poderia exceder 29% caso não se use setorização na célula e 66% numa célula empregando um arranjo com 2 elementos. Por outro lado, mantendo-se uma carga de no máximo 40% na célula, pode-se garantir que $\tau_{TCP}^{ar} \leq 1,75\tau_{min}$ numa célula sem setorização e que $\tau_{TCP}^{ar} \leq 1,05\tau_{min}$ numa célula empregando um arranjo com 2 elementos.

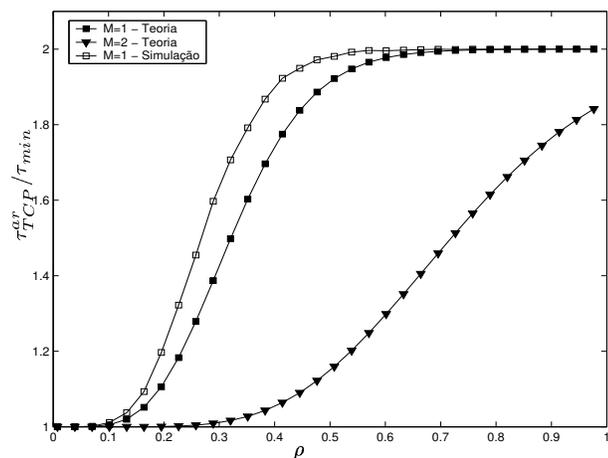


Figura 5.11: Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de antenas por arranjo, considerando $r = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 5.12 mostra a influência do número de setores usado na célula sobre o atraso médio TCP na interface aérea, τ_{TCP}^{ar} . Observe que, com um carregamento de 40% na célula, passar de uma célula não setorizada para uma célula com 3 setores significaria uma redução de $\tau_{TCP}^{ar} = 1,74\tau_{min}$ para $\tau_{TCP}^{ar} = 1,03\tau_{min}$, o que seria uma redução significativa em τ_{TCP}^{ar} . Analogamente, supondo um atraso normalizado máximo na interface aérea para os segmentos TCP dado por $\tau_{TCP}^{ar} = 1,4\tau_{min}$, poder-se-ia carregar a célula até uma carga de 29% numa célula não setorizada e de 86% numa célula com 3 setores.

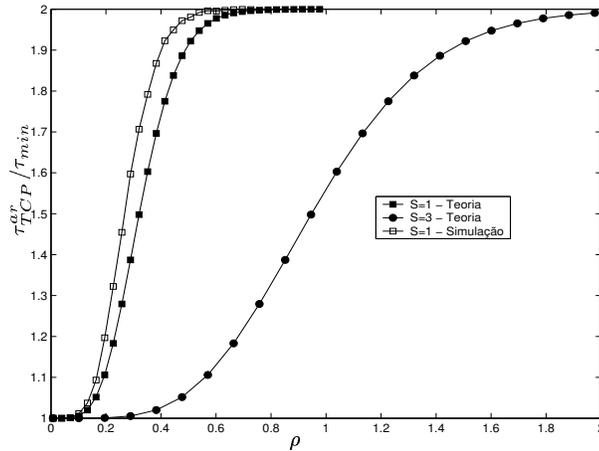


Figura 5.12: Atraso TCP normalizado na camada RLP, para usuários em alta mobilidade, em função da carga da célula e do número de setores da célula, considerando-se $M = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

5.5 Servidor TCP Local na ERB

Para serviços mais acessados pelos usuários móveis, os provedores de serviço na Internet podem eventualmente criar cópias dos seus conteúdos localmente nas ERB, conforme ilustrado pela Figura 5.2. Desta forma, os usuários móveis não percebem eventuais problemas de congestionamento na rede que não sejam inerentes ao canal sem fio.

Nessas circunstâncias, as diversas versões TCP perdem algumas de suas funcionalidades, tais como o tratamento de reconhecimento de pacotes (TCP) desordenados ou duplicados por possíveis múltiplos trajetos percorridos pelos segmentos TCP, situação ilustrada na Figura 5.17. Nesse caso, um modelo simplificado do conjunto TCP/RLP é descrito pela Figura 5.13.

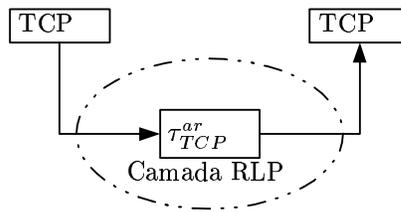


Figura 5.13: Modelo da pilha de protocolos com o servidor TCP situado na ERB.

Graças à arquitetura exibida na Figura 5.2, a resposta de confirmação do recebimento do segmento TCP à camada TCP transmissora é praticamente instantânea à sua remontagem na camada TCP do lado receptor, devido ao tempo de propagação no canal sem fio ser praticamente desprezível. Assim sendo, pode-se, imediatamente, realizar a retransmissão de um dado segmento TCP recebido com erro. Consequentemente, outro parâmetro que tem seu significado perdido é a janela W , que determina o número de segmentos TCP que a camada TCP transmissora pode transmitir sem receber os reconhecimentos dos mesmos. A seguir, estão os “pseudo-códigos” das versões TCP Tahoe e TCP Reno que descrevem, basicamente seus funcionamentos (Lakshman & Madhow 1997):

<pre> if (New ACK) { if (W < W_t) { set W = W + 1; } else { set W = W + 1/[W]; } } if (Packet loss detected){ set W_t = W/2; set W = 1; } </pre>	<pre> if (Non-repeated ACK) { if (W < W_t) { set W = W + 1; } else { set W = W + 1/[W]; } } else { set W_t = W/2; set W = W_t; retransmit “‘next expected packet’”; } if TimeOut { set W_t = W/2; set W = 1; } </pre>
TCP Tahoe	TCP Reno

em que $\lfloor x \rfloor$ retorna a parte inteira de x .

Na versão Tahoe do protocolo TCP, quando uma perda de segmento TCP é detectada, a janela W é reduzida a 1. Enquanto $W < W_t$, a janela W cresce rapidamente para cada segmento TCP reconhecido com sucesso. Quando uma perda é detectada, a janela de referência W_t é reduzida à metade da janela W atual.

Na versão Reno do protocolo TCP, após o número de reconhecimentos duplicados exceder um certo limiar (tipicamente 3), o protocolo TCP retransmite o segmento TCP, mas ao invés de reduzir a janela a 1, apenas a reduz por um fator de 2. Por outro lado, quando um “*Time out*” é detectado, a janela W é reduzida a 1.

Isto posto, uma modificação interessante no comportamento do protocolo TCP seria fazê-lo trabalhar como um protocolo ARQ do tipo *Stop-and-Wait*, em que as retransmissões de segmentos TCP remontados com erro seriam efetuadas imediatamente à sua detecção. Ou seja, quando a camada TCP receptora detectasse que um segmento TCP foi recebido com erro, o protocolo TCP tentaria sucessivas retransmissões do mesmo segmento TCP até obter sucesso na recepção do referido segmento, antes mesmo da transmissão dos segmentos TCP seguintes.

5.5.1 Atraso fim-a-fim dos Segmentos TCP

Assim sendo, supondo que o protocolo TCP realize sucessivas retransmissões de seus segmentos recebidos com erro até obter sucesso, isto é, conseguir recebê-lo livre de erros na camada TCP receptora, o número de tentativas necessárias para tal é modelado por uma VA Geométrica (Leon-Garcia 1989, pág. 110), cuja média é dada por $1/p$, em que p é a probabilidade de sucesso.

Desta forma, admitindo que cada tentativa de se transmitir um segmento TCP através da camada RLP demore τ_{TCP}^{ar} segundos e que a probabilidade de sucesso seja dada por $p = 1 - P_{TCP}$, o tempo médio necessário para se remontar um segmento TCP livre de erros na camada TCP receptora do outro lado do canal sem fio, τ_{TCP} , é dado por

$$\tau_{TCP}(r) = \frac{\tau_{TCP}^{ar}(r)}{1 - P_{TCP}(r)}, \quad (5.5)$$

em que $P_{TCP}(r)$ é a probabilidade de erro de bloco TCP, dada por (5.1), e $\tau_{TCP}^{ar}(r)$ é dado por (5.3).

A Figura 5.14 ilustra o comportamento de τ_{TCP} em função do número de retransmissões na camada RLP, para usuários em baixa mobilidade. Conforme pode-se ver, mesmo com respeito ao atraso médio TCP é bem melhor realizarem-se retransmissões RLP do que retransmissões TCP. Ou seja, mesmo supondo que a camada TCP possa realizar infinitas retransmissões de seus segmentos, é bem melhor tentar recuperar o erro na camada RLP do que na camada TCP. Observe que para um atraso TCP limite $\tau_{TCP} = 2,5$, poder-se-ia carregar a célula até uma carga de 24% admitindo-se que a camada RLP só possa retransmitir uma vez seus pacotes recebidos com erro. Já com $r = 2$ este carregamento poderia chegar a

29%. Da mesma forma, com $r = 3$ ter-se-ia um carregamento de 32% na célula.

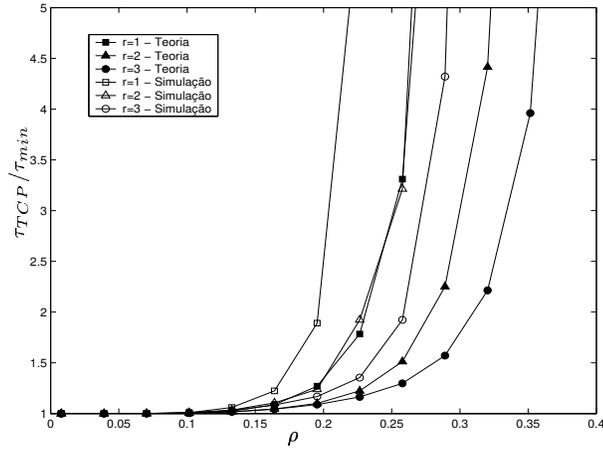


Figura 5.14: Atraso TCP normalizado fim-a-fim para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando-se $M = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

Por intermédio da Figura 5.15 verifica-se o comportamento do atraso TCP em função do número de antenas do arranjo. Note que para garantir um atraso bem próximo ao mínimo aos segmentos TCP não se poderia exceder um carregamento na célula de 10% em células sem uso de arranjo de antenas. Por outro lado, com um arranjo de 2 antenas poder-se-ia elevar esta carga a até 30% e mesmo assim garantir atraso mínimo aos segmentos TCP.

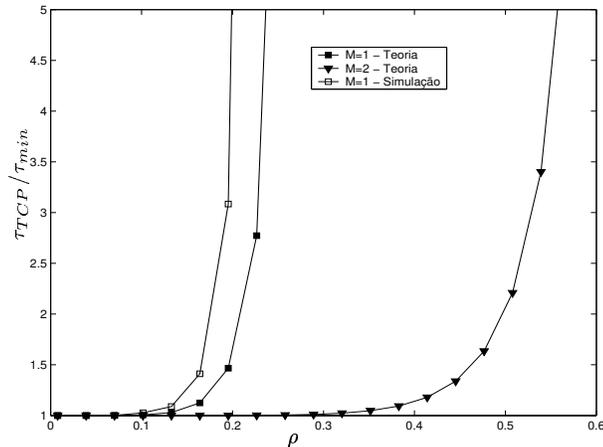


Figura 5.15: Atraso TCP normalizado fim-a-fim para usuários em alta mobilidade em função da carga da célula e do número de retransmissões realizadas na camada RLP, considerando $r = 1$, $S = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

A Figura 5.16 exhibe o comportamento do atraso TCP em função do número de setores empregados na célula. Observe que, neste caso em que se permite à camada RLP retransmitir

uma vez cada um de seus pacotes recebidos com erro, para valores de carregamento da célula superiores a 20% o atraso dos pacotes cresce enormemente numa célula sem setorização. Numa célula com 3 setores, poder-se-ia chegar a um carregamento da célula de até 70% e mesmo assim ter-se-ia um $\tau_{TCP} \leq 5,0\tau_{min}$.

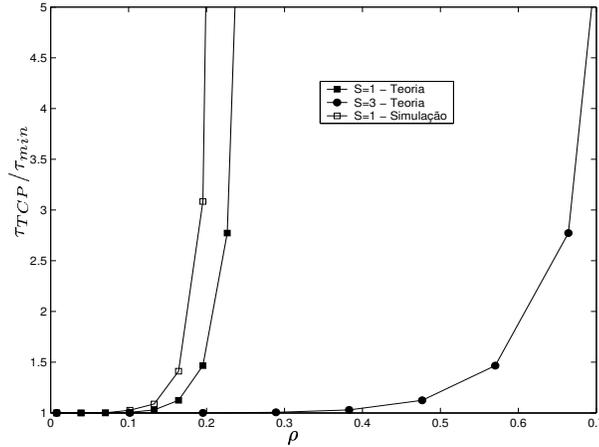


Figura 5.16: Atraso TCP normalizado fim-a-fim para usuários em baixa mobilidade em função da carga da célula e do número de setores da célula, considerando $M = 1$, $r = 1$ e a configuração RLP dada pela Tabela 4.2.

5.6 Redes Mistas

Num cenário mais geral de acesso a serviços de dados por intermédio do protocolo TCP, descrito em (Pentikousis 2000), os terminais móveis na rede sem fio conectam-se a outros terminais TCP por meio da Internet, conforme ilustrado pela Figura 5.1. Esta camada de protocolo chamada Interface apresentada na Figura 5.1 é a mesma obtida na simplificação da pilha de protocolos descrita na Figura 4.1.

Nessas circunstâncias, um modelo adequado para representar a interação do conjunto de protocolos TCP/RLP é descrito pela Figura 5.17. Entre as camadas TCP dos lados transmissor e receptor da comunicação de dados têm-se a interface aérea, cujo atraso médio dos segmentos TCP é dado por τ_{TCP}^{ar} , e a rede com fio da Internet, cujos caminhos por onde os segmentos TCP podem trafegar apresentam atrasos médios dados por τ_{TCP}^{rf} .

Porém, a modelagem matemática do comportamento do protocolo TCP no cenário misto descrito pela Figura 5.1 torna-se relativamente complexa, restringindo-se a análise dessas arquiteturas a resultados obtidos por intermédio de simulação. Contudo, realizando-se algumas simplificações no comportamento do protocolo TCP (por exemplo, Mathis, Semke, Mahdavi & Ott 1997, Yeom & Reddy 2001) têm-se derivadas algumas estimativas da vazão

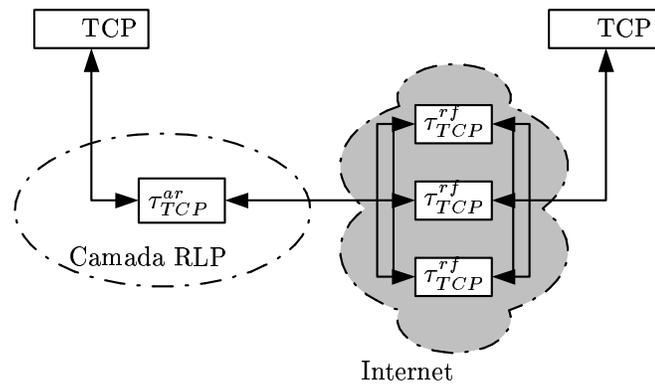


Figura 5.17: Modelo da pilha de protocolos com o servidor TCP situado longe da ERB.

TCP.

5.6.1 Vazão de dados TCP

Yeom & Reddy (2001) desenvolveram sua análise sobre vazão TCP levando em conta uma taxa de ressalva de tráfego, que é garantida ao protocolo TCP como uma taxa mínima para escoar seu tráfego. Desprezando essa taxa de ressalva, chega-se a um resultado equivalente ao obtido por Mathis et al. (1997).

Contudo, para se poder empregar o desenvolvimento apresentado nessa seção (Mathis et al. 1997) no corpo deste trabalho, que é a avaliação da eficiência do conjunto TCP/RLP sobre canais CDMA sem fio, considerar-se-á que:

- A probabilidade de um segmento TCP ser corrompido na rede com fio é desprezível, visto que seu valor é normalmente muito pequeno quando comparado à mesma probabilidade no canal sem fio;
- As perdas de segmentos TCP, entre as camadas TCP transmissora e receptora, devem-se a perdas por congestionamento na rede com fio e a perdas de segmentos TCP recebidos com erros, ocorridos no canal sem fio; e
- As perdas de segmentos TCP causadas por congestionamento na rede com fio e por erro no canal sem fio sejam independentes.

Assim sendo, usando as condições acima, a probabilidade de perda de segmentos

TCP definida por Mathis et al. (1997), P_{erro} , pode ser modelada por

$$\begin{aligned}
 P_{erro} &= \Pr \left(\underbrace{\text{Congestionamento na rede com fio}}_D \cup \overbrace{\text{Erro no canal sem fio}}^E \right) \\
 &= \Pr(E) + \Pr(D) - \Pr(D \cap E) \\
 &= P_{TCP}(1 - P_c) + P_c
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

em que P_{TCP} é dada por (5.1) e P_c representa a probabilidade de perda de segmentos TCP por congestionamento na rede com fio.

Seguindo-se Mathis et al. (1997), assume-se que o protocolo TCP esteja sendo usado em um enlace que tenha um tempo de ida-e-volta total (RTT) constante, incluindo-se neste tempo os atrasos na rede com fio e na interface aérea. Presume-se que a probabilidade de perda de segmentos TCP seja constante, P_{erro} . Mais que isto, assume-se uma perda periódica de segmentos TCP, ou seja, que $1/P_{erro}$ segmentos sejam transmitidos com sucesso, seguido por um segmento errado. Segundo Mathis et al. (1997), no equilíbrio, por sua própria definição, o valor mínimo da janela de congestionamento ($cwnd$) vale $W/2$ segmentos TCP, vide Figura 5.18. A cada segmento TCP recebido com sucesso a janela é incrementada de 1, ou seja, a cada intervalo RTT incrementa-se a janela de congestionamento, de modo que cada ciclo descrito na Figura 5.18 deve ter $RTT \times W/2$ segundos. O total de dados transmitido é igual à área abaixo da função dente-de-serra, que é dada por $(\frac{W}{2})^2 + \frac{1}{2}(\frac{W}{2})^2 = \frac{3}{8}W^2$ por ciclo. Por definição, em cada ciclo transmitem-se $1/P_{erro}$ segmentos TCP (Mathis et al. 1997).

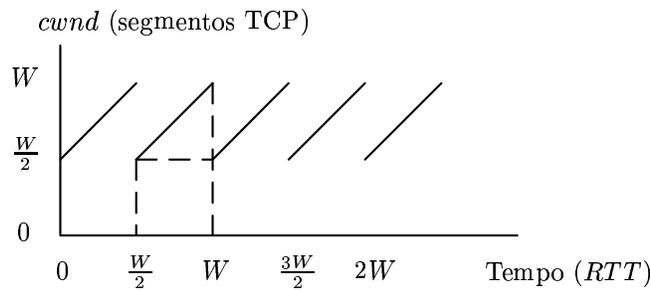


Figura 5.18: Janela de congestionamento TCP.

Assim sendo, resolvendo $\frac{3}{8}W^2 = \frac{1}{P_{erro}}$ tem-se

$$W = \sqrt{\frac{8}{3P_{erro}}}. \tag{5.7}$$

Substituindo W na equação de vazão abaixo

$$\eta_{TCP}^{rm} = \frac{\text{dados por ciclo}}{\text{período do ciclo}} = \frac{N_{TCP} \times \frac{3}{8}W^2}{RTT \times \frac{W}{2}} = \frac{N_{TCP}/P_{erro}}{RTT \times \sqrt{\frac{2}{3P_{erro}}}}. \quad (5.8)$$

Agrupando todas as constantes em C , tem-se (Mathis et al. 1997)

$$\eta_{TCP}^{rm} = \frac{N_{TCP}}{RTT} \frac{C}{\sqrt{P_{erro}}}, \quad (5.9)$$

em que N_{TCP} representa o tamanho do segmento TCP, P_{erro} a probabilidade de se transmitirem segmentos TCP com sucesso e C é uma constante que depende consideração empregada, conforme mostra a Tabela 5.2 (Mathis et al. 1997)

Derivação	Estratégia de reconhecimento TCP	C
Perda dos segmentos TCP periódica (assumida nessa seção)	A cada segmento	$\sqrt{3/2} = 1.22$
	Acumulada	$\sqrt{3/4} = 0.87$
Perda dos segmentos TCP aleatória	A cada segmento	1,31
	Acumulada	0,93

Tabela 5.2: Derivações dos valores da constante C sob diferentes considerações.

Como este trabalho não pretende avaliar o efeito congestionamento da rede no comportamento da vazão TCP, mas o efeito do canal sem fio e suas particularidades, essa probabilidade de perda de segmentos TCP por congestionamento na rede com fio será considerada constante. Desta forma, substituindo (5.6) em (5.9) tem-se

$$\eta_{TCP}^{rm} = \frac{N_{TCP}}{RTT} \frac{C}{\sqrt{P_{TCP}(1 - P_c) + P_c}}. \quad (5.10)$$

Tempo de ida-e-volta dos segmentos TCP

Para se poder utilizar a Equação (5.10), necessita-se de uma medida do tempo de ida-e-volta dos segmentos TCP, RTT . Numa rede mista, descrita pela Figura 5.1, parte do RTT deve-se ao atraso dos segmentos TCP na interface aérea (τ_{TCP}^{ar}) e outra parte deve-se ao atraso dos segmentos TCP inerente à rede com fio (τ_{TCP}^{rf}). Assim sendo, considerando que as condições do canal sem fio não variem tão rapidamente com o tempo, pode-se dizer que

$$RTT = (1 + \zeta)\tau_{TCP}^{ar} + 2\tau_{TCP}^{rf}, \quad (5.11)$$

em que τ_{TCP}^{ar} é o tempo de propagação do segmento TCP por meio do canal sem fio, dado por (5.3), e τ_{TCP}^{rf} é o tempo de transmissão do segmento TCP na ida (ou volta) na rede com fio (entre a ERB e o outro terminal envolvido na comunicação) e $\zeta \in [0, 1]$ é uma medida de simetria do tráfego TCP na comunicação fim-a-fim, isto é, ζ representa a relação entre o número de bits dos pacotes de reconhecimento TCP e o número de bits de um pacote de dados normal. Por exemplo, em uma comunicação em que o protocolo TCP utiliza os próprios pacotes de dados no outro sentido para reconhecer pacotes recebidos (“*piggybacking*”, (Tanenbaum 1996)) tem-se $\zeta = 1$. Caso contrário, quando se pode desprezar o tamanho dos pacotes de reconhecimento TCP tem-se $\zeta = 0$.

Resultados Numéricos

Para se avaliar o comportamento da vazão de dados TCP de uma rede mista independentemente da implementação TCP, isto é, da estratégia de reconhecimento, avaliar-se-á o comportamento de η_{TCP}^{rm}/C .

Na Figura 5.19, o efeito das retransmissões RLP no desempenho do sistema é ilustrado. Como esperado, o aumento no número de retransmissões realizadas pela camada RLP realmente aumenta a vazão de dados TCP na rede mista.

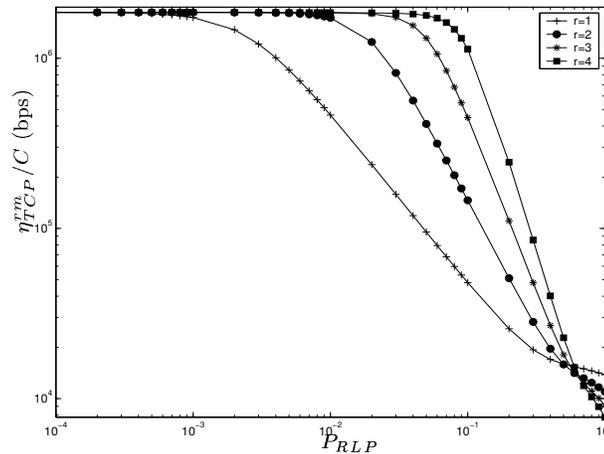


Figura 5.19: Vazão de dados TCP em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pelo número máximo de retransmissões na camada RLP, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $P_c = 10^{-4}$ e $\tau_p=3,3$ μ s.

Contudo, existe um limite na probabilidade de erro RLP abaixo do qual acréscimos no número de retransmissões RLP não aumentam a vazão TCP. Por exemplo, como pode ser visto por meio da Figura 5.19, não existe diferença na vazão de dados TCP se $r=1, 2, 3$ ou 4 para $P_{RLP} \leq 9 \times 10^{-3}$.

A Figura 5.20 mostra a influência da probabilidade de congestionamento na rede com fio sobre a vazão de dados TCP. Conforme pode ser visto, quanto maior a probabilidade de congestionamento TCP na rede com fio menor será a vazão de dados TCP no sistema.

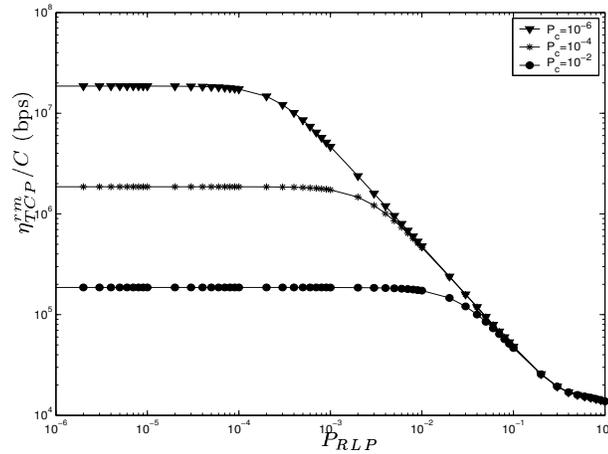


Figura 5.20: Vazão de dados TCP de uma rede mista em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pela probabilidade de congestionamento na rede com fio, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $r = 1$ e $\tau_p=3,3$ μ s.

Para derivar a equação para a vazão de dados TCP (5.9), Mathis et al. (1997) consideraram uma taxa de bits suficientemente grande de modo que o atraso TCP em uma rede com fio devia-se a congestionamento, filas, etc. Contudo, em uma rede mista esta consideração não é verdadeira. Comparando os resultados obtidos da vazão de dados TCP na interface aérea, vide Figura 5.21, com a vazão de dados em rede mistas, vide Figura 5.19, verifica-se que n_{TCP}^{ar} assume valores bem menores que os de n_{TCP}^m .

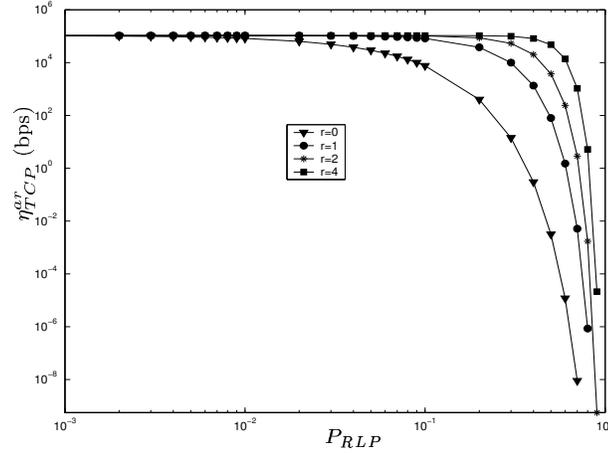


Figura 5.21: Vazão de dados TCP de uma rede mista em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pelo número máximo de retransmissões na camada RLP, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $P_c = 10^{-4}$ e $\tau_p=3,3$ μ s.

Consequentemente, em uma rede mista, faz-se necessário definir uma nova expressão para a vazão de dados TCP, visto que n_{TCP}^{ar} não contempla características do protocolo TCP, tais como o algoritmo de Controle de Congestionamento, e n_{TCP}^{rm} leva a valores de vazão TCP que não são realizáveis em uma rede mista. Portanto, definir-se-á a vazão de dados TCP numa rede mista como

$$\eta_{TCP} = \min(\eta_{TCP}^{ar}, \eta_{TCP}^{rm}), \quad (5.12)$$

em que n_{TCP}^{ar} é dado por (5.2) e n_{TCP}^{rm} por (5.10). Como pode ser visto na Figura 5.22, o desempenho da rede mista está extremamente condicionado à capacidade do enlace sem fio. Pois, apesar de uma alta vazão TCP que poderia ser escoada através da rede com fio, o desempenho fim-a-fim está na maior parte limitado pela vazão de dados TCP no enlace sem fio.

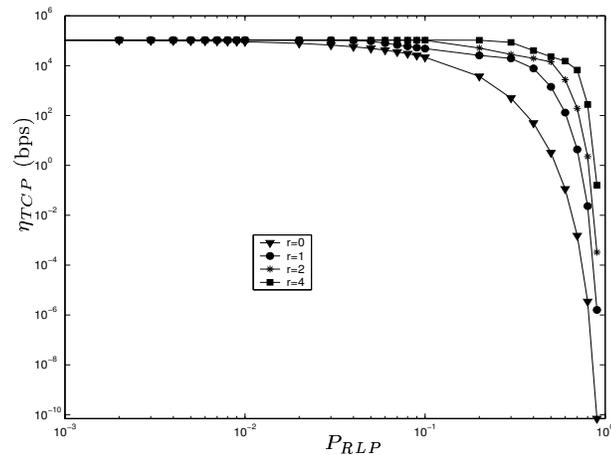


Figura 5.22: Vazão de dados TCP de uma rede mista em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pelo número máximo de retransmissões na camada RLP, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $P_c = 10^{-4}$ e $\tau_p=3,3$ μ s.

Mostra-se na Figura 5.23 que a vazão de dados TCP na rede mista é limitada pela capacidade do canal sem fio, independentemente da probabilidade de congestionamento da rede com fio.

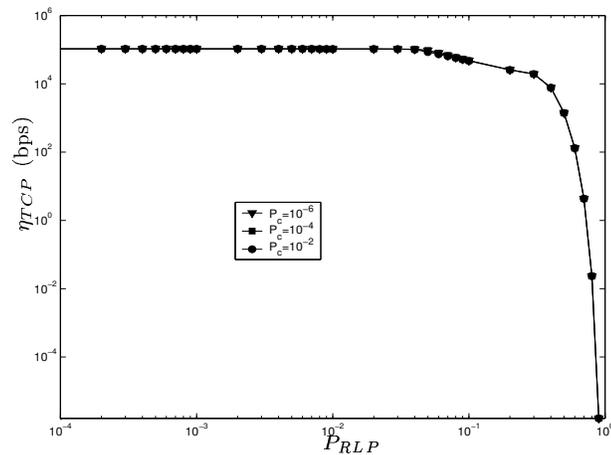


Figura 5.23: Vazão de dados TCP em função da probabilidade de erro RLP e parametrizada pela probabilidade de congestionamento na rede com fio, considerando $\tau_{TCP}^{rf}=75$ ms, $\zeta = 1$, $R_b=120$ kbps, $r = 1$ e $\tau_p=3,3$ μ s.

5.7 Conclusão

Nesse capítulo, quantificou-se como o uso de retransmissões de pacotes na camada RLP pode, efetivamente, proporcionar ao protocolo TCP, por meio da redução da probabilidade de perda de segmentos TCP, uma melhora do canal sem fio. Desta forma, por intermédio de métricas

como atraso médio dos segmentos e vazão de dados TCP, pôde-se verificar a eficiência do uso do protocolo RLP.

Adicionalmente, foram obtidas expressões para a vazão de dados TCP em rede mistas.

Capítulo 6

Considerações Finais

Toda a análise presente neste trabalho, foi desenvolvida considerando um sistema unicelular WCDMA operando em um canal seletivo em frequência com desvanecimento Rayleigh.

No Capítulo 2, mostrou-se o ganho de desempenho do sistema decorrente do uso de arranjo lineares de antenas. Ou seja, mostrou-se que, para um dado carregamento da célula, aumentando-se o número de antenas por arranjo na célula consegue-se um aumento na relação sinal-ruído-mais-interferência do sistema. Por outro lado, para se atingir uma determinada relação sinal-ruído-mais-interferência, o fator de carga da célula torna-se maior à medida em que se aumenta o número de antenas por arranjo.

Considerando uma detecção de erros ideal na camada RLP, mostrou-se no Capítulo 4, que usuários em baixa mobilidade apresentam melhor desempenho do que usuários em alta mobilidade com respeito a parâmetros como probabilidade de erro de bloco e vazão de dados RLP.

O Capítulo 5 apresenta expressões de probabilidade de erro, atraso médio e vazão de dados TCP, que mostram, como o uso de retransmissões na camada RLP ajudam o protocolo TCP a trabalhar em ambientes sem fio. Além disso, foram obtidas expressões para a vazão de dados TCP em rede mistas.

6.1 Trabalhos Futuros

Como forma de se ampliar a aplicação dos resultados apresentados aqui, bem como de introduzir novas tecnologias no escopo do trabalho, algumas considerações são pertinentes.

No desenvolvimento feito no Capítulo 2, poder-se-ia incluir no modelo investigado a análise de outros tipos de arranjo, bem como a influência da correlação do desvanecimento entre as antenas do arranjo sobre o cálculo da relação sinal interferência mais ruído. Outro

aspecto que também poderia ser acrescentado ao corpo deste capítulo seria a detecção multi-usuário.

Por outro lado, seria interessante obter resultados de simulação de uma rede mista, descrita na Figura 5.1, englobando o canal sem fio e as redes convencionais, para se poder verificar a aplicação das expressões de atraso médio e vazão de dados TCP propostas neste trabalho.

Por fim, um modelo de simulação mais completo, seria interessante de se modelar inclusive o acesso múltiplo dos usuários no canal sem fio. Observe que, neste trabalho, houve uma pequena simplificação (vide Seção B.2) nesta parte da simulação para se poder ter resultados de simulação estatisticamente confiáveis num tempo de execução razoável.

Apêndice A

Manipulações Algébricas

Como o objetivo de simplificar a leitura e facilitar o entendimento pelo leitor, do desenvolvimento matemático apresentado nos capítulos anteriores, apresentam-se, neste apêndice, algumas manipulações algébricas que são usadas como resultados intermediários no corpo do trabalho.

A.1 Operações com o Vetor de Assinatura Espacial do Sinal CDMA

Reescrevendo a Equação (2.7), tem-se

$$\mathbf{a}(\theta_{l,k}) = [a_1(\theta_{l,k}) \ a_2(\theta_{l,k}) \cdots a_m(\theta_{l,k}) \cdots a_M(\theta_{l,k})]^T,$$

em que

$$a_m(\theta_{l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \alpha_{l,k,m} e^{j\psi_{l,k,m}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d(m-1) \cos(\theta_{l,k})}.$$

Desta forma, usando as equações anteriores, pode-se escrever

$$\mathbf{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \alpha_{n,0,i} \alpha_{l,k,i} \cos \left\{ \psi_{l,k,i} - \psi_{n,0,i} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i-1) [\cos(\theta_{l,k}) - \cos(\theta_{n,0})] \right\}. \quad (\text{A.1})$$

Para $l = n$ e $k = 0$, tem-se

$$\mathbf{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{n,0}) \} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \alpha_{n,0,i}^2. \quad (\text{A.2})$$

A.2 Cálculo de Variâncias

Nesta seção, apresenta-se o cálculo de variâncias usado em resultados intermediários no desenvolvimento dos Capítulos 2 e 3.

A.2.1 Interferência Causada pelos Múltiplos Percursos do Mesmo Usuário

Pelo fato de se assumir o uso de seqüências de espalhamento aleatórias e independentes, tem-se $E[I_{k,l,n}(T, \tau_k)] = 0$. Assim sendo, observando-se a Equação (2.17), vê-se que $u_{mpi}(T)$ também tem média nula, ou seja, $E[u_{mpi}(T)] = 0$. Assim sendo, usando a Equação (2.17), tem-se

$$\begin{aligned} \text{Var}[u_{mpi}(T)] &= E[(u_{mpi}(T) - E[u_{mpi}(T)])(u_{mpi}(T) - E[u_{mpi}(T)])^*] \\ &= A^2 E \left\{ \left[\sum_{n=0}^{L-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L-1} \text{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \mathbf{a}(\theta_{l,0}) \} I_{0,l,n}(T, \tau_0) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \left[\sum_{n'=0}^{L-1} \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq n'}}^{L-1} \text{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n',0}) \mathbf{a}(\theta_{l',0}) \} I_{0,l',n'}(T, \tau_0) \right]^* \right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Substituindo a Equação (A.1) na equação acima, tem-se

$$\begin{aligned} \text{Var}[u_{mpi}(T)] &= \frac{A^2}{M^2} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L-1} I_{0,l,n}(T, \tau_0) \times \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^M \alpha_{n,0,i} \alpha_{l,0,i} \cos \left[\psi_{l,0,i} - \psi_{n,0,i} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i-1) [\cos(\theta_{l,0}) - \cos(\theta_{n,0})] \right] \right\} \times \\ &\quad \left\{ \sum_{n'=0}^{L-1} \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq n'}}^{L-1} I_{0,l',n'}(T, \tau_0) \times \right. \\ &\quad \left. \sum_{i'=1}^M \alpha_{n',0,i'} \alpha_{l',0,i'} \cos \left[\psi_{l',0,i'} - \psi_{n',0,i'} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i'-1) [\cos(\theta_{l',0}) - \cos(\theta_{n',0})] \right] \right\}. \end{aligned}$$

Como admitiram-se seqüências de espalhamento aleatórias, binárias, independentes e de média nula, e desvanecimento do sinal independente nos múltiplos percursos, a expressão acima apresenta resultado não-nulo se, e somente se, $i = i', l = l', n = n'$ e $l \neq n$.

Assim sendo, pode-se reescrever a equação anterior como

$$\begin{aligned} \text{Var}[u_{mpi}(T)] &= \frac{A^2}{M^2} \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L-1} E[\alpha_{l,0,i}^2] E[I_{0,l,n}^2(T, \tau_0)] \times \\ &E \left\{ \cos^2 \left[\psi_{l,0,i} - \psi_{n,0,i} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i-1) [\cos(\theta_{l,0}) - \cos(\theta_{n,0})] \right] \right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Supondo ψ uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$, pode-se mostrar que

$$E \left\{ \cos^2 \left[\psi_{l,0,i} - \psi_{n,0,i} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i-1) [\cos(\theta_{l,0}) - \cos(\theta_{n,0})] \right] \right\} = \frac{1}{2}. \quad (\text{A.5})$$

Assim sendo, admitindo ainda que o canal tenha um MIP constante (Kong & Milstein 1999), isto é, $E[\alpha_{l,k,i}^2] = E[\alpha^2]$, pode-se reescrever (A.4) como

$$\text{Var}[u_{mpi}(T)] = \frac{A^2 T^2 (L-1)}{3G M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2. \quad (\text{A.6})$$

A.2.2 Interferência Causada pelos Outros Usuários

Para se calcular $\text{Var}[u_{mai}(T)]$ valem as mesmas considerações feitas no cálculo de $\text{Var}[u_{mpi}(T)]$. Assim sendo, pode-se mostrar que

Novamente, sabendo que $E[I_{k,l,n}(T, \tau_k)] = 0$, por intermédio da Equação (2.18) pode-se mostrar que $u_{mai}(T)$ também tem média nula, ou seja, $E[u_{mai}(T)] = 0$. Assim sendo, usando a Equação (2.17) tem-se

$$\begin{aligned} \text{Var}[u_{mai}(T)] &= E[(u_{mai}(T) - E[u_{mai}(T)])(u_{mai}(T) - E[u_{mai}(T)])^*] \\ &= \frac{A^2}{M^2} \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \sum_{k=0}^{(K-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l,0,i}^2 E[I_{k,l,n}^2(T, \tau_k)] \times \\ &E \left\{ \cos^2 \left[\psi_{l,k,i} - \psi_{n,0,i} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i-1) [\cos(\theta_{l,k}) - \cos(\theta_{n,0})] \right] \right\}. \end{aligned}$$

Desta forma, usando (A.5) e substituindo a Equação (2.13) na equação anterior, tem-se

$$\text{Var}[u_{mai}(T)] = \frac{A^2 T^2 (K-1)L}{3G S M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2. \quad (\text{A.7})$$

A.2.3 Variância do Ruído Branco

O ruído $N(T)$, dado por (2.12), é modelado por uma VA gaussiana real de média nula e variância σ_N^2 . Sua variância pode ser escrita como

$$\begin{aligned}
\text{Var}\{\text{Re}[N(T)]\} &= \sigma_N^2 \\
&= E \left\{ \left[\sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_0(t - nT_c - \tau_0) \mathbf{n}(t) dt \right] \times \right. \\
&\quad \left. \left[\sum_{n'=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n',0}) \int_{n'T_c+\tau_0}^{n'T_c+\tau_0+T} c_0(t - n'T_c - \tau_0) \mathbf{n}(t) dt \right]^* \right\} \\
&= \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{n'=0}^{L-1} \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} \int_{n'T_c+\tau_0}^{n'T_c+\tau_0+T} \left\{ \sum_{i=1}^M \sum_{i'=1}^M a_i(\theta_{n,0}) a_{i'}^*(\theta_{n',0}) \right. \\
&\quad \left. \times E[n_i(t) n_{i'}^*(\tau)] c_0(t - nT_c - \tau_0) c_0(\tau - n'T_c - \tau_0) \right\} dt d\tau.
\end{aligned}$$

Substituindo a Equação (2.9) na equação anterior, tem-se

$$\begin{aligned}
\sigma_N^2 &= \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{n'=0}^{L-1} \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} \int_{n'T_c+\tau_0}^{n'T_c+\tau_0+T} \left\{ \sum_{i=1}^M \sum_{i'=1}^M a_i(\theta_{n,0}) a_{i'}^*(\theta_{n',0}) \right. \\
&\quad \left. \times N_0 \delta(t - \tau) \delta(i - i') c_0(t - nT_c - \tau_0) c_0(\tau - n'T_c - \tau_0) \right\} dt d\tau \\
&= N_0 \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{n'=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M a_i(\theta_{n,0}) a_i^*(\theta_{n',0}) \\
&\quad \times \left\{ \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_0(t - nT_c - \tau_0) dt \right\} \\
&\quad \times \left\{ \int_{n'T_c+\tau_0}^{n'T_c+\tau_0+T} \delta(t - \tau) c_0(\tau - n'T_c - \tau_0) d\tau \right\}. \tag{A.8}
\end{aligned}$$

Usando o teorema da filtragem

$$\int_a^b g(t) \delta(t - \tau) dt = \begin{cases} g(\tau), & a < \tau < b \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}$$

Reescrevendo a Equação (A.8), tem-se

$$\begin{aligned}\sigma_N^2 &= N_0 \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{n'=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M a_i(\theta_{n,0}) a_i^*(\theta_{n',0}) \times \\ &\quad \left\{ \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_0(t-nT_c-\tau_0) c_0(t-n'T_c-\tau_0) dt \right\}, n'T_c+\tau_0 < t < n'T_c+\tau_0+T \\ &= N_0 \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{n'=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M a_i(\theta_{n,0}) a_i^*(\theta_{n',0}) \times \\ &\quad \int_{\max(nT_c+\tau_0, n'T_c+\tau_0)}^{\min(nT_c+\tau_0+T, n'T_c+\tau_0+T)} c_0(t-nT_c-\tau_0) c_0(t-n'T_c-\tau_0) dt.\end{aligned}$$

Usando o fato de que a equação anterior só tem resultado não-nulo quando $n = n'$, tem-se

$$\sigma_N^2 = N_0 \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M a_i(\theta_{n,0}) a_i^*(\theta_{n,0}) \int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_0(t-nT_c-\tau_0) c_0(t-nT_c-\tau_0) dt.$$

Sabendo que $a_i(\theta_{n,0}) a_i^*(\theta_{n,0}) = \alpha_{n,0,i}^2$ e que

$$\int_{nT_c+\tau_0}^{nT_c+\tau_0+T} c_0(t-nT_c-\tau_0) c_0(t-nT_c-\tau_0) dt = T,$$

tem-se

$$\sigma_N^2 = \frac{N_0 T}{M} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=1}^M \alpha_{n,0,i}^2. \quad (\text{A.9})$$

A.2.4 Sistemas CDMA Multitaxas

Neste caso, o único parâmetro no cálculo da interferência média que sofre alteração é a interferência gerada pelos outros usuários do sistema. O ruído aditivo, $N(T)$, e a interferência gerada por múltiplos percursos do sinal do usuário de referência têm o mesmo valor.

Novamente, supõem-se seqüências de espalhamento aleatórias binárias e independentes de média nula, isto é, $E[I_{i,k,l,n}(T, \tau_k)] = 0$. Assim sendo, $u_{mai}(T)$ tem média nula (vide Equação (2.18)), isto é, $E[u_{mai}(T)] = 0$.

Desta forma, para se poder resolver (2.14) para um sistema CDMA com múltiplos

ganhos de processamento deve-se determinar o novo valor de $\text{Var}[u_{mai}(T)]$

$$\begin{aligned} \text{Var}[u_{mai}(T)] &= E[(u_{mai}(T) - E[u_{mai}(T)])(u_{mai}(T) - E[u_{mai}(T)])^*] \\ &= A^2 E \left\{ \left[\text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{j=1}^{\eta-1} \sum_{k=0}^{(K_j-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} I_{j,k,l,n}(T, \tau_k) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + N_0(t) \right\} \right] \right\} \\ &\times \left[\text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{a}^H(\theta_{n,0}) \sum_{j=1}^{\eta-1} \sum_{k=0}^{(K_j-1)/S} \sum_{l=0}^{L-1} I_{j,k,l,n}(T, \tau_k) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + N_0(t) \right\} \right]^* \end{aligned}$$

Substituindo a Equação (A.1) na equação anterior e seguindo o mesmo procedimento usado na derivação da Equação (A.4), tem-se

$$\begin{aligned} \text{Var}[u_{mai}(T)] &= \frac{A^2}{M^2} \sum_{j=1}^{\eta-1} \sum_{k=0}^{(K_j-1)/S} E[I_{j,k,l,n}^2(T, \tau_0)] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2 \sum_{l=0}^{L-1} E[\alpha_{l,0,i}^2] \times \\ &E \left\{ \cos^2 \left[\psi_{l,0,i} - \psi_{n,0,i} + \frac{2\pi}{\lambda} d(i-1) [\cos(\theta_{l,0}) - \cos(\theta_{n,0})] \right] \right\}. \quad (\text{A.10}) \end{aligned}$$

Novamente, usando (A.5) e o fato do canal ter um MIP constante ($E[\alpha_{l,k,i}^2] = E[\alpha^2]$) e substituindo (3.5) em (A.10), tem-se

$$\text{Var}[u_{mai}(T)] = \frac{A^2 T_0^2}{3SG_0} \left(\sum_{j=0}^{\eta-1} \frac{G_0}{G_j} K_j - 1 \right) \frac{L}{M^2} E[\alpha^2] \sum_{i=1}^M \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_{n,0,i}^2. \quad (\text{A.11})$$

Apêndice B

Modelo de Simulação

Neste apêndice, descreve-se como foi desenvolvida a simulação por computador cujos resultados, apresentados no corpo deste trabalho, são usados como ferramentas para validar algumas das expressões apresentadas.

B.1 Introdução

Ao lado de técnicas analíticas, projeções a partir de experiência passada, experimentos e simulação por computador são métodos usados para avaliar e comparar projetos de redes de comunicação, bem como os protocolos usados nelas.

Para ratificar as expressões propostas no corpo do trabalho para alguns parâmetros de eficiência do conjunto TCP/RLP para o canal sem fio, uma simulação de eventos discretos (DES¹) por computador foi realizada.

Uma característica importante dos modelos DES (Frost & Melamed 1994) é que eles mantêm o tempo via relógios de simulação, os quais variam em incrementos aleatórios. A unidade executável básica no modelos DES é um evento (um programa que é executado em tempos de simulação discretos).

De um ponto de vista macroscópico, a simulação é, em essência, a execução repetida de um laço², em que a cada interação o evento mais iminente é executado. Um diagrama de fluxo para simulação de eventos discretos é mostrado na Figura B.1.

¹Do inglês: *Discrete-Event Simulation*.

²Do inglês: *loop*

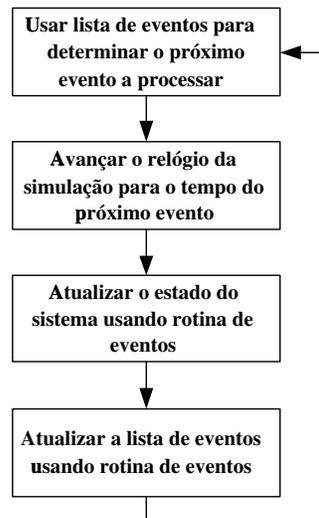


Figura B.1: Modelo de simulação de eventos discretos.

B.2 Interferência em Sistemas CDMA

Quando do desenvolvimento da simulação deve-se estar atento para um fator importante, o compromisso entre tempo de execução e o nível de detalhe/complexidade do modelo.

Assim sendo, como o foco do trabalho é a avaliação do conjunto TCP/RLP para o canal WCDMA e não especificamente o comportamento do canal WCDMA em si, o qual já é bastante conhecido desde Pursley (1977), decidiu-se modelar o evento “Erro de Bit” nos quadros RLP transmitidos por meio do canal sem fio causado pela interferência gerada pelo acesso múltiplo dos usuários ao canal, por intermédio de um outro evento equiprovável, o evento “Erro de Bit” num sistema BPSK com relação sinal-ruído correspondente à SINR do sistema CDMA, vide Figura B.2.

Desta forma, os erros nos bits dos quadros RLP transmitidos pelo canal sem fio são modelados por meio de um sistema BPSK cuja relação sinal-ruído é calculada para cada fator de carga da célula, obtida a partir das Equações (2.27) e (3.11).

B.3 Mobilidade dos Usuários

Para modelar a mobilidade dos usuários no sistema CDMA, utilizou-se o modelo de desvanecimento apresentado em (Yacoub, Batista & de Rezende Guedes 1999), descrito a seguir.

Sejam $x_i(t)$ e $y_i(t)$ processos aleatórios gaussianos, correspondendo, respectivamente,

às componentes em fase e em quadratura do processo em banda básica, α , tal que

$$x_i(t) = \sqrt{2}\sigma \sum_{j=1}^{\Omega} a_{ij} \cos(\omega_{ij}t - \psi_{ij}) \quad \text{e}$$

$$y_i(t) = \sqrt{2}\sigma \sum_{j=1}^{\Omega} a_{ij} \text{sen}(\omega_{ij}t - \psi_{ij}),$$

em que $\sqrt{2}\sigma a_{ij}$ representa a amplitude do sinal tal que a média amostral $\overline{\sum_{j=1}^{\Omega} a_{ij}^2} = 1$; ψ_{ij} é uma VA uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$; $\omega_{ij} = \beta\nu \cos(\varphi)$ é o deslocamento Doppler, tal que $\beta = 2\pi/\lambda$, em que λ é o comprimento eletromagnético da onda, ν é a velocidade do móvel, φ é o ângulo de chegada da onda e Ω é o número de ondas senoidais, que é tomado grande o suficiente de modo que, pelo teorema central do limite, $x_i(t)$ e $y_i(t)$ possam ser considerados processos gaussianos. Note que $E[x_i] = E[y_i] = 0$ e $E[x_i^2] = E[y_i^2] = \sigma^2$.

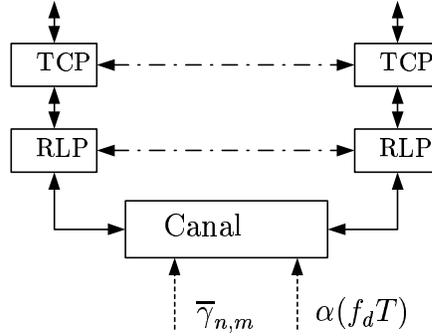


Figura B.2: Modelo utilizado na simulação do sistema.

Assim sendo, definindo $\alpha^2 = x_i^2 + y_i^2$, consegue-se obter a VA Rayleigh que modela o desvanecimento (α), cuja função de autocorrelação (Leon-Garcia 1989, pág. 331) é proporcional a $J_0(f_d T)$, em que $J_0(\cdot)$ é função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero, f_d a frequência máxima Doppler e T o tempo de bit. Conseqüentemente, pode-se modelar o efeito da mobilidade na correlação do desvanecimento (Jakes 1974, cap. 1). Para modelar na simulação a mobilidade dos usuários, isto é, sua velocidade, utilizou-se como parâmetro a frequência Doppler normalizada ($f_d T$), em que $f_d = \beta\nu$. Em baixa mobilidade, isto é, em baixa velocidade, $f_d T$ é pequeno. Quando isso acontece (por exemplo, $f_d T = 0,01$), o desvanecimento que ataca os bits transmitidos pelos usuários é bastante correlacionado. Por outro lado, em alta mobilidade, ou seja, em alta velocidade, $f_d T$ assume valores altos (por exemplo, $f_d T = 1,0$). Neste caso, o desvanecimento que ataca os bits do usuários é aproximadamente independente (Bai et al. 2000).

Os resultados de simulação apresentados ao longo do trabalho foram obtidos a partir do modelo de simulação descrito na Figura B.2. Para cada ponto das diversas curvas de simulação, foram simulados 50000 quadros RLP. Isto é, para cada ponto das curvas de probabilidade de erro, atraso médio e vazão, o sistema foi avaliado por um intervalo de tempo compreendendo 50000 quadros RLP. Para modelar usuários em baixa mobilidade (baixa velocidade) usou-se $f_d T = 0,01$. Por outro lado, para usuários em alta mobilidade (alta velocidade) usou-se $f_d T = 2,0$.

Referências Bibliográficas

- Bai, Y., Ogielski, A. T. & Wu, G. (1999), Interactions of TCP and radio link ARQ protocol, *in* 'Proc. VTC 1999 – Fall. IEEE VTS 50th', Vol. 3, pp. 1710–1714.
- Bai, Y., Zhu, P., Rudraptna, A. & Ogielski, A. T. (2000), Performance of TCP/IP over IS-2000 based CDMA radio links, *in* 'Proc. IEEE–VTS Fall VTC 2000, 52nd', Vol. 3, pp. 1036–1040.
- Bao, G. (1996), 'Performance evaluation of TCP/RLP protocol stack over CDMA wireless link', *Wireless Networks* **2**, 229–237.
- Bischl, H. & Lutz, E. (1995), 'Packet error rate in the non-interleaved Rayleigh channel', *IEEE Trans. Commun.* **43**(2/3/4), 1375–1382.
- Chang, L. F. (1991), 'Throughput estimation of ARQ protocols for a Rayleigh fading channel using fade- and interfade-duration statistics', *IEEE Trans. Veh. Technol.* **40**(1), 223–229.
- Chockalingam, A. & Bao, G. (2000), 'Performance of TCP/RLP protocol stack on correlated fading DS-CDMA wireless link', *IEEE Trans. Veh. Technol.* **49**(1), 28–33.
- Comer, D. E. (1991), *Internetworking with TCP/IP: Principles, Prococols ans Architerture*, Vol. 1, Prentice-Hall.
- de Almeida, C., da Nóbrega, T. B., Fraidenraich, G. & Coelho, S. R. (2001), Cálculo de *throughput* para protocolos RLP/TCP em modulação BPSK, *in* 'Anais do Simpósio Brasileiro de Telecomunicações 2001, SBrT 2001'.
- Frost, V. S. & Melamed, B. (1994), 'Traffic modeling for telecommunications networks', *IEEE Commun. Magazine* **32**(3), 70–81.
- Holma, H. & Toskala, A., eds (2000), *WCDMA for UMTS Radio Access for Third Generation Mobile Communications*, revised edn, John Wiley & Sons, Finland.
- Jakes, W. C., ed. (1974), *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons.

- Kong, N. & Milstein, L. B. (1999), ‘Error probability of multicell CDMA over frequency selective fading channels with power control error’, *IEEE Trans. Commun.* **47**(4), 608–617.
- Lakshman, T. V. & Madhow, U. (1997), ‘The performance of TCP/IP for networks with high bandwidth-delay products and random loss’, *IEEE/ACM Trans. Networking* **5**(3), 336–350.
- Leon-Garcia, A. (1989), *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*, Addison-Wesley.
- Liberti, J. C. & Rappaport, T. S. (1999), *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice-Hall PTR, Upper Saddle River, NJ 07458.
- Mathis, M., Semke, J., Mahdavi, J. & Ott, T. (1997), ‘The macroscopic behavior of the TCP congestion avoidance algorithm’, *ACM Computer Communications Review* **27**(3).
URL: acm.org/sigcomm/ccr/archive/1997/jul97/ccr-9707-mathis.pdf
- Naguib, A. F., Paulraj, A. & Kailath, T. (1994), ‘Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA’, *IEEE Trans. Veh. Technol.* **43**(3), 691–697.
- Ottosson, T. & Svensson, A. (1995), Multi-rate performance in DS/CDMA systems, Technical Report 14, Department of Information Theory, School of Electrical and Computer Engineering, Charlmes University of Technology, Göteborg, Sweden.
- Pentikousis, K. (2000), ‘TCP in wired-cum-wireless environments’, *IEEE Commun. Surveys* **3**(4).
URL: comsoc.org/livepubs/public/2000/dec/pdf/pentikousis.pdf
- Prasad, R. (1996), *CDMA for Wireless Personal Communications*, Artech-House, Boston · London.
- Proakis, J. G. (1995), *Digital Communications*, third edn, McGraw-Hill, New York.
- Pursley, M. B. (1977), ‘Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communications - part i: System analysis’, *IEEE Trans. Commun.* **COM-25**(8), 795–799.
- Salz, J. & Winters, J. H. (1994), ‘Effect of fading correlation on adaptative arrays in digital mobile radio’, *IEEE Trans. Veh. Technol.* **43**(4), 1049–1057.

- Tanenbaum, A. S. (1991), *Computer Networks*, Prentice-Hall.
- Tanenbaum, A. S. (1996), *Computer Networks*, second edn, Prentice-Hall.
- Wong, J. W. K. & Leung, V. C. M. (1999), Improving end-to-end performance of TCP using link-layer retransmissions over mobile internetworks, in 'Proc. ICC'99', Vol. 1, pp. 324–328.
- Yacoub, M. D., Batista, J. E. V. & de Rezende Guedes, L. G. (1999), 'On the higher order statistics of the Nakagami- m distribution', *IEEE Trans. Veh. Technol.* **48**(3), 790–794.
- Ye, W. & Haimovich, A. M. (2000), 'Performance of cellular CDMA with cell site antenna arrays, Rayleigh fading, and power control', *IEEE Trans. Commun.* **48**(7), 1151–1159.
- Yeom, I. & Reddy, A. L. N. (2001), 'Modeling TCP behavior in a differentiated services network', *IEEE/ACM Trans. Networking* **9**(1), 31–46.
- Zorzi, M., Chockalingam, A. & Rao, R. R. (2000), 'Throughput analysis of TCP on channels with memory', *IEEE J. Select. Areas Commun.* **18**(7), 1289–1300.