5 Modulação Adaptativa do Sistema HSDPA em Presença de Multipercursos

Nesse capítulo, a modulação adaptativa no sistema HSDPA é analisada em presença de multipercursos. Inicialmente, é descrita a técnica de modulação adaptativa, bem como alguns critérios de adaptação. Em seguida, é apresentado o modelo de simulação utilizado, com as principais características do simulador desenvolvido. Por fim, são mostrados alguns aspectos de validação desse simulador.

5.1. Modulação Adaptativa

Como introduzido no Capítulo 3, o HSDPA foi proposto com o objetivo de proporcionar taxas ainda mais altas utilizando a tecnologia WCDMA com $5MH_z$ de largura de banda. As técnicas de adaptação de enlace, onde a modulação, a taxa de código e/ou outros parâmetros de transmissão do sinal são dinamicamente adaptados, de acordo com as condições variáveis do canal, vêm emergindo nos últimos anos como poderosas ferramentas para aumentar a taxa de dados e a eficiência espectral das redes de dados sem fio. Um importante indicador da popularidade de tais técnicas é a inclusão delas em recentes propostas para serviços por pacotes de dados para a terceira geração de sistemas celulares [12].

Os sistemas HSDPA, por exemplo, têm a adaptação de enlace como uma de suas principais características. Nele, algumas das mais importantes técnicas de adaptação de enlace são usadas na transmissão do enlace de descida, sendo a principal delas a Modulação e Codificação Adaptativas (MCA). Outras técnicas, como a Retransmissão Automática Híbrida (HARQ), são descritas em [12] [14].

Um interessante aspecto da adaptação de enlace é a possibilidade de beneficiar o usuário, em termos de taxas de dados oferecidas, a partir de estruturas receptoras mais sofisticadas, que façam cancelamento de interferência. Isso difere dos sistemas CDMA tradicionais, onde os benefícios alcançados com o uso de

receptores avançados vão para o operador do sistema, em termos de uma maior capacidade (menor potência de transmissão requerida). Nesses sistemas o usuário não é beneficiado em termos de uma melhor qualidade no serviço [3].

No HSDPA, um grupo de esquemas de modulações e códigos é aplicado na transmissão de dados no enlace de decida. O princípio da Modulação e Codificação Adaptativas é mudar a modulação e a codificação, de forma adaptativa, baseando-se nas condições do canal. Para isso, é feita uma estimação da qualidade do canal e essa informação é enviada à estação base transmissora. Esta, a partir de tal informação, seleciona a modulação e o código apropriados para a transmissão no enlace de descida.

A técnica de Modulação e Codificação Adaptativas é mais apropriada para aplicações que não exigem uma taxa de transmissão constante, uma vez que o fundamento da técnica é aumentar a taxa quando o canal apresentar boa qualidade e diminuí-la em condições adversas.

As técnicas de Modulação e Codificação Adaptativas foram popularizadas por sistemas celulares, como o EDGE e o cdma2000 1xEV-DO, que é um sistema de terceira geração. O que ocorre, na prática, é que os parâmetros de transmissão (modulação e codificação) são organizados em grupos, chamados de modos de transmissão. Como cada modo de transmissão possui diferentes taxas de dados e níveis de robustez (valor mínimo de razão sinal-ruído necessário para ativar o modo), eles são utilizados em diferentes condições do canal. O principal objetivo da Modulação e Codificação Adaptativas é garantir que o modo de transmissão mais eficiente seja usado sob determinada condição do canal, baseado no critério de seleção utilizado.

É importante ter disponíveis modos de transmissão que garantam a comunicação mesmo em condições precárias do canal, dando robustez ao sistema. Por outro lado, sob boas condições do canal, deve-se dispor de modos com alta eficiência espectral, como uma forma de aumentar a vazão do sistema. Em contraste a isso, os sistemas que não fazem uso de nenhuma técnica de adaptação de enlace são obrigados a utilizarem apenas um modo de transmissão, que é destinado a garantir o desempenho em níveis aceitáveis, mesmo em condição desfavorável do canal. Em outras palavras, esses sistemas são projetados para o pior caso, resultando em uma ineficiente utilização da capacidade do canal [12].

O desempenho de um enlace digital é baseado em duas condições básicas, relacionando os principais parâmetros de desempenho. A primeira delas é o limitante na taxa de bits na entrada do modulador, imposto pela faixa *B* do canal (limitação de faixa), dado por:

$$R_b \le L \cdot B, \tag{5.1}$$

onde L é o número de bits por símbolo usado na modulação.

A outra condição (limitação de potência) é o limitante na taxa de bits na entrada do modulador em função da taxa de erro de bit requerida, da potência do sinal no receptor, P_s e da densidade espectral de potência de ruído no canal, $N_0/2$, dado por:

$$R_{b} \leq \frac{P_{s}}{N_{0} \cdot \left(\frac{E_{b}}{N_{0}}\right)_{req}},$$
(5.2)

onde $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$ é a razão mínima entre a energia por bit e o dobro da densidade espectral de potência de ruído no receptor, necessária para se operar à taxa de erro

de bit requerida.

A partir de (5.1) e (5.2), obtemos as seguintes expressões de eficiência espectral (bps/Hz):

$$\frac{R_b}{B} \le L \,, \tag{5.3}$$

$$\frac{R_b}{B} \le \frac{P_s}{B \cdot N_0 \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}} = \frac{RSR}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}},$$
(5.4)

onde *RSR* é a razão sinal-ruído. Para valores de *RSR* baixos, prevalece a equação (5.4) até um valor máximo a partir do qual o limitante passa a ser (5.3).

A Figura 18 ilustra o ganho de capacidade oferecido por um sistema com adaptação de modulação sobre um outro que não faz uso de nenhuma técnica de adaptação de enlace.



Figura 18 - Eficiência espectral para várias modulações em função da razão sinal-ruído

Nessa figura é representada a eficiência espectral (*bps/Hz*), resultante da combinação dos limitantes (5.3) e (5.4), em função da razão sinal-ruído (*dB*) para quatro modulações (QPSK, 8-PSK, 16-QAM e 64-QAM) não codificadas. A taxa de erro requerida é $BER_{req} = 10^{-3}$, correspondendo a $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = 6,7895 \, dB$ para o QPSK, $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = 10,0102 \, dB$ para o 8-PSK, $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = 10,5224 \, dB$ para o 16-QAM e $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = 14,7675 \, dB$ para o 64-QAM.

A curva de cada modulação representa um sistema não-adaptativo, que só faz uso dessa modulação. Já a curva mais grossa representa um sistema que utiliza modulação adaptativa, fazendo uso das quatro modulações citadas acima. É fácil

notar que cada modulação é ótima para o uso em quatro diferentes regiões e que o sistema adaptativo seleciona aquela com melhor eficiência espectral. O desempenho dos dois sistemas é o mesmo até valores de razão sinal-ruído iguais a 13 dB. A partir desse valor, a eficiência do sistema adaptativo só aumenta, chegando a ser três vezes maior que o sistema não-adaptativo para altos valores de razão sinal-ruído.

Um aspecto essencial na adaptação de enlace é a forma como se estima a qualidade do canal para, com essa informação, escolher-se o modo de transmissão mais adequado. Isto pode ser feito de várias formas, dependendo do critério de desempenho estabelecido [4]. Neste trabalho, o critério é da maximização da vazão e a escolha da modulação é feita pela comparação da razão sinal-ruído estimada com limiares estabelecidos previamente. A razão sinal-ruído é calculada a partir das amostras colhidas no detetor com base na análise desenvolvida na Seção 4.2. Este processo é descrito com detalhes a seguir.

5.1.1. Critérios de Adaptação

A Figura 18 mostra a eficiência espectral do sistema de modulação adaptativa com base nas taxas de bits transmitidas para uma taxa de erro de bit especificada. Neste trabalho procura-se maximizar a vazão definida como a taxa de bits efetivamente transferidos com sucesso. Obviamente, o valor da vazão dependerá do critério utilizado para a transferência efetiva dos bits. Na transmissão de pacotes de dados, de comprimento N_b bits, a vazão pode ser definida por:

$$\eta = R_b \cdot (1 - PER), \qquad (5.5)$$

onde *PER* é a probabilidade de perda do pacote, ou seja, é a probabilidade de ocorrência de c ou mais erros no pacote. Supondo que os erros são estatisticamente independentes, podemos escrever:

$$PER = \sum_{i=c}^{N_b} {N_b \choose i} BER^i \cdot (1 - BER)^{N_b - i} .$$
(5.6)

Particularizando para c = 1, temos:

$$PER = 1 - (1 - BER)^{N_b}, (5.7)$$

onde BER é a taxa de erro de bit.

As equações (5.5) e (5.6) se aplicam em transmissões com taxa de erro de bit constante. No caso de transmissão com canal variante no tempo e modulação adaptativa, elas podem ser aplicadas, de forma aproximada, para cada pacote. Para isto, supomos que as variações do canal ao longo do intervalo de um pacote são pequenas, de forma a considerá-lo invariante no tempo. Deste modo, podemos escrever para cada modulação:

$$\eta_i(\delta) = R_{b,i} \cdot \left[1 - PER_i(\delta)\right]. \tag{5.8}$$

onde $R_{b,i}$ é a taxa de transmissão da *i*-ésima modulação, cujos valores estão na Tabela 6, PER_i é a taxa de perda de pacote associada à modulação *i* e δ é o valor "instantâneo" da razão $\delta = E_b / N_0$.

A vazão média, para cada modulação utilizada, foi determinada analiticamente, através seguinte expressão:

$$\overline{\eta}_i = \int_0^\infty R_{b,i} \cdot \left[1 - PER_i(\delta)\right] \cdot f(\delta) \cdot d\delta .$$
(5.9)

As curvas de vazão estão mostradas na Figura 19, onde *SINR* é a razão sinal-ruído-interferência, dada por:

$$SINR = \frac{P_s}{(I_{oC} + N_0) \cdot W},\tag{5.10}$$

onde P_s é a potência do sinal transmitido, W é a largura de banda do canal espalhado, N_0 é o dobro da densidade espectral de potência do ruído do receptor

e I_{oc} é a densidade espectral de potência que aproxima a interferência de outras células. *SINR* se relaciona com E_b / N_0 através de:

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = G_p \cdot SINR , \qquad (5.11)$$

onde $G_p = \frac{W}{R_{b,i}}$ é o ganho de processamento.

Modulação	Taxa de Transmissão	
QPSK	$R_b = 2B$	
8-PSK	$R_b = 3B$	
16-QAM	$R_b = 4B$	
64-QAM	$R_b = 6B$	
Onde B = taxa de transmissão de um sistema BPSK		

Tabela 6 – Taxa de transmissão para diferentes modulações



Figura 19 - Vazão teórica para as diferentes modulações

Através da Figura 19 também podem ser obtidos os limiares de adaptação. Esses limiares (valores de *SINR*) permitem determinar qual modulação maximiza a vazão em cada situação e são mostrados na Tabela 7.

SINR	Modulação a ser usada		
$SINR < 1,5 \ dB$	QPSK		
$1,5 \leq SINR < 3,4 \ dB$	8-PSK		
$3,4 \leq SINR < 12 \ dB$	16-QAM		
$SINR \ge 12 \ dB$	64-QAM		

Tabela 7 – Limiares de adaptação para vazão máxima

Considerando que a escolha das modulações é feita com base nos limiares, podemos então escrever a seguinte expressão para a vazão média:

$$\overline{\eta} = E[\eta] = \int_{-\infty}^{L_1} 2B \cdot [1 - PER_1(\delta)] \cdot f(\delta) \cdot d\delta + \int_{L_1}^{L_2} 3B \cdot [1 - PER_2(\delta)] \cdot f(\delta) \cdot d\delta + \int_{L_2}^{L_3} 4B \cdot [1 - PER_3(\delta)] \cdot f(\delta) \cdot d\delta + \int_{L_3}^{\infty} 6B \cdot [1 - PER_4(\delta)] \cdot f(\delta) \cdot d\delta.$$
(5.12)

onde $PER_i(\delta)$ é a probabilidade de perda de pacote com a modulação i, L_1, L_2 e L_3 são os limiares de adaptação e B é a taxa de transmissão de um sistema BPSK, cujas relações com as taxas das modulações utilizadas estão na Tabela 6. Em canal com desvanecimento plano com distribuição de Rayleigh, a razão $\delta = E_b / N_0$ tem f.d.p. exponencial, dada por:

$$f(\delta) = \frac{1}{\delta_0} \cdot \exp\left(-\frac{\delta}{\delta_0}\right), \text{ para } \delta \ge 0, \qquad (5.13)$$

onde $\delta_0 = E[\delta] = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{médio}$. Em relação ao índice *i* e aos limitares de adaptação,

temos:

- i = 1 e $-\infty \le \delta < L_1$ para o QPSK;
- i = 2 e $L_1 \le \delta < L_2$ para o 8-PSK;

- i = 3 e $L_2 \le \delta < L_3$ para o 16-QAM;
- i = 4 e $L_3 \le \delta < \infty$ para o 64-QAM.

5.1.1.1. Adaptação Através do Sinal Recebido

No método de adaptação descrito anteriormente, a razão sinal-ruído deve ser monitorada a cada quadro transmitido. Para a determinação teórica deste parâmetro, é necessário o conhecimento da intensidade do desvanecimento no canal. Porém, uma estimativa pode ser feita a partir do sinal recebido no receptor, como proposto em [4].

Em um canal seletivo em freqüência, o desempenho da transmissão será diretamente afetado, além da razão sinal-ruído, pela função de transferência do canal. Assim, nesse caso, a adaptação teria que levar em conta essa função de transferência. Por outro lado, considerando o uso de um receptor Rake associado a um código de espalhamento, ambos funcionando de forma ideal, ou seja, permitindo a combinação perfeita dos diversos raios, a probabilidade de erro será determinada unicamente pela razão sinal-ruído resultante da combinação. A estimação desta razão sinal ruído é explicada nessa subseção.

Na Figura 20 está representado o processamento em um dos braços do receptor Rake onde são indicadas as operações de *descrambling*, desespalhamento, integração discreta e multiplicação pelo fator de ponderação. Este é determinado a partir do quadrado da própria saída do integrador (que é uma forma aproximada de implementar a combinação de máxima razão [1]), normalizado pela soma dos coeficientes de acordo com (4.58).



Figura 20 - Esquema do braço 1 do receptor Rake na presença de multipercursos

A análise feita na Subseção 4.3.1 pode ser entendida como a análise equivalente a um dos braços do receptor Rake mostrado na Figura 17. Assim, para o braço 1, temos:

$$z_{1,i} = \sum_{n=1}^{N} r_1'(kT_c).$$
(5.14)

Após a combinação dos diversos sinais $z_{l,i}$ de cada braço, temos, de acordo com a Figura 17, o sinal:

$$Z_{i} = \sum_{l=1}^{L} \gamma_{l} \cdot z_{l,i} .$$
 (5.15)

Este valor é usado para deteção do símbolo e será usado também para obter uma estimativa da razão sinal-ruído resultante da combinação. Logo, para o caso de estudo deste trabalho, ou seja, L = 2, temos:

$$Z_{i} = \gamma_{1} \cdot z_{1,i} + \gamma_{2} \cdot z_{2,i}$$

$$Z_{i} = N \cdot d_{i} \cdot (\gamma_{1} \cdot v_{1} + \gamma_{2} \cdot v_{2}) + \gamma_{1} \cdot \sum_{k=1}^{N} n_{1}(kT_{c}) + \gamma_{2} \cdot \sum_{k=1}^{N} n_{2}(kT_{c}).$$
(5.16)

Assim, o valor esperado da potência de Z_i é:

$$E[Z_i|^2] = E[N \cdot d_i \cdot (\gamma_1 \cdot v_1 + \gamma_2 \cdot v_2)|^2] + N \cdot (\gamma_1^2 + \gamma_2^2) \cdot P_{n'}.$$
(5.17)

Usando a propriedade deduzida de (4.47), citada na Subseção 4.2.3, têm-se:

$$\frac{E_{b}}{N_{0}} = \frac{E\left[\left|N \cdot d_{i} \cdot (\gamma_{1} \cdot v_{1} + \gamma_{2} \cdot v_{2})\right|^{2}\right]}{N \cdot P_{n'} \cdot (\gamma_{1}^{2} + \gamma_{2}^{2})} = \frac{E\left[\left|Z_{i}\right|^{2}\right] - N \cdot P_{n'} \cdot (\gamma_{1}^{2} + \gamma_{2}^{2})}{N \cdot P_{n'} \cdot (\gamma_{1}^{2} + \gamma_{2}^{2})}$$

$$\frac{E_{b}}{N_{0}} = \frac{E\left[\left|Z_{i}\right|^{2}\right]}{N \cdot P_{n'} \cdot (\gamma_{1}^{2} + \gamma_{2}^{2})} - 1,$$
(5.18)

onde $P_{n'} = 10 \cdot N_0 \cdot R_c$.

Portanto, a partir de (5.18) é estimada a razão sinal-ruído para cada quadro transmitido. Essa razão sinal-ruído é utilizada no processo de adaptação através do sinal recebido. No simulador desenvolvido, são tomadas as amostras $\{Z_i\}$, com $i = 1, ..., N_s$, onde N_s é o número de símbolos por quadro. Com essas amostras, é calculado o valor esperado da potência de Z_i , de acordo com a equação abaixo:

$$E\left[\left|Z_{i}\right|^{2}\right] \approx \frac{1}{N_{s}} \cdot \sum_{i=1}^{N_{s}} \left|Z_{i}\right|^{2}.$$
(5.19)

Ainda no simulador, calcula-se $P_{n'} = 10 \cdot N_0 \cdot R_c$ e obtêm-se os valores dos fatores de ponderação γ_1 e γ_2 através de (4.57) ou (4.58), dependendo do critério de combinação utilizado. Desta forma, a modulação do próximo quadro a ser transmitido é escolhida a partir do quadro anterior. Nota-se que o processo acima independe do modo de combinação utilizado no receptor Rake (EGC ou MRC).

5.2. Modelo da Simulação

Nessa seção são apresentadas as principais características do simulador, desenvolvido na plataforma Matlab e que corresponde ao sistema de transmissão digital, cuja modelagem foi apresentada no Capítulo 4. Vale lembrar que esse sistema corresponde ao enlace de descida do sistema WCDMA/HSDPA. Depois, são definidos os parâmetros usados na análise de desempenho do sistema.

5.2.1. Descrição do Simulador

Em [4] utilizou-se um simulador desenvolvido em plataforma Matlab que correspondia ao sistema de transmissão do enlace de descida do sistema WCDMA/HSDPA, com adaptação de enlace, em canal com desvanecimento Rayleigh plano e efeito Doppler. Neste trabalho foi implementado um canal com desvanecimento seletivo, devido a multipercursos, de acordo com (4.13). Em

particular, é avaliado um canal com duplo percurso, procurando-se determinar a influência do raio secundário no desempenho. Entre as modificações feitas no simulador está a inclusão do receptor Rake com seus modos de combinação.

A Figura 21 representa o diagrama de blocos do sistema e também do simulador.



Figura 21 – Representação de um sistema de transmissão digital no enlace de descida com adaptação de enlace

Os diversos blocos representados na Figura 21 são explicados abaixo, onde estão apresentadas as principais etapas do funcionamento do simulador.

- Geração do sinal a ser transmitido, a partir de uma seqüência de bits pseudo-aleatória, de acordo com a especificação relativa ao fator de espalhamento, tamanho do quadro, códigos OVSF e código de *scrambling*. A modulação é escolhida, a partir da informação do estado do canal, determinado através do método de adaptação utilizado. A formatação dos pulsos é feita através de filtragem de forma a se obter pulsos com espectro em raiz quadrada do cosseno levantado.
- 2. Reprodução do efeito do canal através de (4.13). Para a geração dos processos $v_t(t)$ foi usado o método descrito em [1], que consiste na geração de ruído branco Gaussiano complexo, o qual é filtrado por um filtro de função de transferência dada pelo espectro Doppler especificado em (4.14). Ao sinal resultante é adicionado ruído branco Gaussiano.
- Implementação do receptor Rake de acordo com a Figura 17, onde as principais etapas são:

- a. filtragem por filtro casado com função de transferência em raiz quadrada de cosseno levantado – e amostragem na taxa de *chip*;
- b. multiplicação, em cada braço, pelos códigos de *descrambling* e de desespalhamento, ambos sincronizados com o respectivo raio;
- c. combinação das componentes dos braços do Rake de acordo com o método utilizado (EGC ou MRC).
- Demodulação coerente, com recuperação de fase e controle automático de ganho ideais, seguida de comparação com os bits originais para contagem dos erros.
- 5. Determinação do estado do canal no intervalo correspondente ao quadro transmitido e estimação do estado no intervalo seguinte. O estado do canal é definido como o valor médio da razão sinal-ruído ao longo do intervalo de quadro, calculada após a soma das componentes em (3c). Considerando que a variação do canal é muito pequena dentro do intervalo de quadro, estima-se para o próximo intervalo de quadro o mesmo valor.
- 6. Após simular o equivalente a *n* quadros de transmissão, o simulador calcula os parâmetros de desempenho do sistema.

5.2.2. Validação do Simulador

A seguir são apresentados alguns resultados visando a validação do simulador, sobretudo em relação aos novos recursos implementados. Outros resultados de validação podem ser encontrados em [4].

Primeiramente, são apresentados alguns testes de validação considerando o sistema operando apenas com o raio principal.

Parâmetros da Transmissão PSK: Para a modulação QPSK, foram especificadas as amplitudes $a_k = \pm(0,707 + j0,707)$ e filtros de transmissão com função de transferência em raiz quadrada de cosseno levantado com fator de *roll-off* $\alpha = 0,22$. O valor de alguns parâmetros importantes obtidos pelo modelo analítico e pela simulação foi comparado, obtendo-se boa concordância como ilustrado pela Tabela 8. Em particular, os resultados analíticos das duas últimas linhas foram obtidos a partir das observações na saída do filtro de recepção, servindo em particular, para validar a implementação deste filtro.

Parâmetros	Análise	Simulação
Potência transmitida	0,2 <i>W</i>	0,199 <i>W</i>
Densidade espectral de potência do ruído	1,30.10 ⁻⁷	1,33 · 10 ⁻⁷
Variância das amostras do sinal na saída do filtro de recepção	1,00	0,99

Tabela 8 – Parâmetros obtidos analiticamente x obtidos por simulação

A seguir, são mostrados alguns gráficos de probabilidade de erro em presença de dois raios.



Figura 22 – Probabilidades de erro para o QPSK com potência do segundo raio igual à do raio principal



Figura 23 – Probabilidades de erro para o QPSK com potência do segundo raio 3*dB* abaixo da potência do raio principal

Primeiramente, é comparada a probabilidade de erro obtida por simulação com a probabilidade de erro calculada por um processo híbrido, onde o sinal é simulado e a probabilidade de erro, dependente apenas do ruído, é calculada a partir da formulação analítica. Ou seja, para um valor observado do sinal no receptor, determina-se o valor "instantâneo" de E_b/N_0 , definido no Apêndice B, associado àquela amostra e aplica-se à expressão da probabilidade de erro da modulação correspondente. Ao final, determina-se a média destas probabilidades.

Os gráficos das Figuras 22 e 23 mostram estas comparações, para diferentes amplitudes do segundo raio, considerando a modulação QPSK, velocidade do usuário de 3km/h, SINR = -3dB e receptor Rake EGC. Foram simulados 250 quadros, cada um com três janelas de tempo do WCDMA. Já os gráficos das Figuras 24 e 25 mostram as mesmas comparações, para a modulação 16-QAM.

79



Figura 24 – Probabilidades de erro para o 16-QAM com potência do segundo raio igual à do raio principal



Figura 25 – Probabilidades de erro para o 16-QAM com potência do segundo raio 3*dB* abaixo da potência do raio principal

Pode-se observar nos quatro gráficos apresentados que, independentemente da potência do segundo raio (igual ou metade da potência do raio principal), as curvas das probabilidades de erro simuladas estão bastante próximas das curvas de probabilidade de erro calculadas da forma híbrida.

Outro ponto a ser observado é que as probabilidades de erro das Figuras 22 e 24, ou seja, com as potências dos dois raios iguais, são menores que as probabilidades de erro das Figuras 23 e 25, respectivamente. Isso se deve a termos, no primeiro caso, dois raios fortes para serem combinados, enquanto que, no segundo caso, temos um raio forte e um outro com metade de sua potência. A Figura 26 abaixo ilustra isso.

Figura 26 – Probabilidades de erro simuladas para QPSK e 16-QAM, variando a potência do segundo raio

A seguir, é feita a comparação da probabilidade de erro simulada com a aquela calculada na forma híbrida, com os coeficientes de desvanecimento iguais a 1. Essa probabilidade será chamada de probabilidade de erro teórica.

Os gráficos das Figuras 27 e 28 mostram essas comparações para o caso onde a potência do segundo raio é metade daquela do raio principal.

Figura 27 – Probabilidades de erro para o QPSK com potência do segundo raio 3*dB* abaixo da potência do raio principal e *SINR*=-7*dB*

Figura 28 – Probabilidades de erro para o 16-QAM com potência do segundo raio 3dBabaixo da potência do raio principal e SINR = -3dB

Nos gráficos, percebe-se um bom ajuste, tanto para o QPSK, quanto para o 16-QAM, comprovando mais uma vez a eficiência do simulador.