

**MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

1º Ten INGRID DE FREITAS CASTRO MACHADO

**DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ADAPTATIVA QUE
EMPREGAM TÉCNICAS PARA COMBATER ERROS NO CANAL DE
RETORNO**

**Rio de Janeiro
2009**

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

1º TEN INGRID DE FREITAS CASTRO MACHADO

**DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO
ADAPTATIVA QUE EMPREGAM TÉCNICAS PARA
COMBATER ERROS NO CANAL DE RETORNO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maj Juraci Ferreira Galdino, D.C.

Rio de Janeiro
2009

c2009

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

M149d Machado, Ingrid de Freitas Castro
Desempenho de Sistemas de Transmissão Adaptativa
que Empregam Técnicas para Combater Erros no Canal
de Retorno/ Ingrid de Freitas Castro Machado. –
Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2009.
104 p.: il.

Dissertação: (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2009.

1. Sistemas de Comunicação de dados 2. Modulação Adaptativa. 3. Canal com Desvanecimento Plano. I. Título. II. Instituto Militar de Engenharia.

CDD 621.3845

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

1º TEN INGRID DE FREITAS CASTRO MACHADO

**DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ADAPTATIVA QUE
EMPREGAM TÉCNICAS PARA COMBATER ERROS NO CANAL DE
RETORNO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maj Juraci Ferreira Galdino, D.C.

Aprovada em 17 de Dezembro de 2009 pela seguinte Banca Examinadora:

Maj Juraci Ferreira Galdino, D.C. do IME - Presidente

Edmar Candeia Gurjão, D.C. da UFCG

Ernesto Leite Pinto, D.C. do IME

Francisco Marcos de Assis, D.C. da UFCG

Rio de Janeiro
2009

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, a Deus, por sempre me fazer seguir em frente, mesmo nos momentos mais difíceis.

Ao meu marido Aloísio, por todo o apoio, carinho, amor, compreensão e paciência nos momentos de maior nervosismo. Sem a presença segura dele não teria sido possível alcançar esse objetivo.

Aos meus pais, Paulo e Cely, e minha irmã Érika por toda ajuda, carinho e por serem exemplos para mim.

À minha querida avó Yolanda (*in memoriam*), que completou sua jornada junto a nós no decorrer deste trabalho, por todos os anos de dedicação, amor, carinho e presença contínua. Ao lado de Deus continua me inspirando e iluminando.

Ao meu orientador, Maj Juraci Ferreira Galdino, pela disponibilidade e prontidão a atender e esclarecer minhas dúvidas, pelo conhecimento transmitido ao longo destes dois anos, sem abandonar o bom humor.

Aos membros da banca, professores Dr. Ernesto Leite Pinto, Dr. Edmar Candeia Gurjão e Dr. Francisco Marcos de Assis, pelas valiosas contribuições que permitiram melhorar a qualidade deste trabalho.

Aos colegas de mestrado Alexandre, Daniel, Humberto, Machado, Rodrigo, João Paulo e Fábio pela amizade, companheirismo e ajuda mútua nos estudos e nos momentos de descontração, muito importantes também para que chegássemos até aqui.

Aos professores e funcionários da Seção de Engenharia Elétrica pela ajuda prestada e pelos ensinamentos.

Por fim, a todos que de alguma forma contribuíram com esta jornada que aqui se encerra.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	7
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	12
1 INTRODUÇÃO	20
2 SISTEMAS ADAPTATIVOS	26
2.1 Introdução	26
2.2 Desvanecimento plano e variante no tempo	26
2.3 Sistemas de Transmissão Adaptativa	31
2.3.1 Modulação Adaptativa	32
2.3.2 Sistemas MIMO	39
2.3.3 Sistemas MIMO com adaptação de antena transmissora	46
2.3.4 Sistemas MIMO com adaptação de antena e de modulação	47
2.4 Conclusões Parciais	50
3 AVALIAÇÃO DE TÉCNICAS DE COMBATE AOS ERROS DO CANAL DE RETORNO	51
3.1 Introdução	51
3.2 Detector Bayesiano	52
3.3 Detector baseado em Cadeia de Markov	55
3.4 Resultados numéricos	57
3.4.1 Detector Bayesiano	59
3.4.2 Detector Baseado em Cadeias de Markov	74
3.5 Conclusões Parciais	77
4 UMA NOVA TÉCNICA PARA COMBATER ERROS NO CANAL DE RETORNO	79
4.1 Introdução	79
4.2 Descrição da técnica	80
4.2.1 Sistemas SISO com Modulação Adaptativa	81
4.2.2 Sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora	83

4.2.3	Sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora	84
4.3	Resultados Numéricos	84
4.3.1	Sistemas SISO com modulação Adaptativa.	85
4.3.2	Sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora	90
4.3.3	Sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora	95
4.4	Conclusões Parciais.	96
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	99
5.1	Conclusões	99
6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	102

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Ganho de um canal variante no tempo (amostra de 10 s).	30
FIG.2.2	Taxa de erro de bit em função da RSR_A em canais AWGN e em canais caracterizados pelo desvanecimento plano.	31
FIG.2.3	Diagrama de blocos simplificado do sistema simulado.	33
FIG.2.4	Taxa de erro de bit para modulações QAM e adaptativa em canais com desvanescimento, $PEM = 10^{-2}$	34
FIG.2.5	Eficiência Espectral para modulações QAM e adaptativa em canais com desvanescimento, $PEM = 10^{-2}$	35
FIG.2.6	Diagrama em blocos de um sistema mimo básico com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras.	40
FIG.2.7	Combinador linear de um sistema mimo com M_R antenas receptoras.	44
FIG.2.8	Taxa de erro de bit em função da RSR_A para as técnicas de diversidade EGC, SC e MRC em sistemas MIMO com 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras e sem adaptação da antena transmissora. Mostra-se também o desempenho de um sistema convencional (SISO). Em todos os casos é utilizada a modulação 64-QAM.	46
FIG.2.9	Taxa de erro de bits em função da RSR_A nas condições: modulação 16-QAM, 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras, canal de retorno ideal.	47
FIG.2.10	Taxa de erro de bits em função da RSR_A nas condições: 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras, canal de retorno ideal, $PEM = 10^{-4}$	48
FIG.2.11	Eficiência Espectral em função da RSR_A nas condições: 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras, canal de retorno ideal, $PEM = 10^{-4}$	49
FIG.3.1	Taxa de erro de bits em função da RSR_A dB para ilustração dos efeitos dos erros na escolha da modulação mais apropriada.	53
FIG.3.2	Eficiência Espectral em função da RSR_A dB para ilustração dos efeitos dos erros na escolha da modulação mais apropriada.	53
FIG.3.3	Mapeamento da condição de propagação do canal em cada um dos	

	estados S_k	56
FIG.3.4	Ilustração do modelo FSMC utilizado no detector baseado em Cadeia de Markov.	57
FIG.3.5	Diagrama de blocos do sistema com destaque para as técnicas de combate aos erros do canal de retorno. 1: não há técnica; 2: Decisor baseado em Cadeia de Markov; 3: Decisor Bayesiano.	58
FIG.3.6	Taxa de erro de bit das Estratégias I, II e III em função da RSR_A dB nas condições: $PEM = 10^{-4}$, CRC com $RSR_R = 10$ dB e Canal de Retorno Ideal.	60
FIG.3.7	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $\beta = 10^{-4}$	61
FIG.3.8	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $\beta = 10^{-4}$	62
FIG.3.9	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $\beta = 10^{-1}$	62
FIG.3.10	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $\beta = 10^{-1}$	63
FIG.3.11	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$ e $\beta = 10^{-2}$	64
FIG.3.12	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$ e $\beta = 10^{-2}$	64
FIG.3.13	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função de β nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $RSR_A = 20$ dB.	65
FIG.3.14	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função de β nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $RSR_A = 10$ dB.	66
FIG.3.15	Eficiência Espectral da Estratégia I em função de β nas condições: $RSR_A = 25$ dB, $RSR_R = 10$ dB, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$	66
FIG.3.16	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$	68
FIG.3.17	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$	68
FIG.3.18	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-3}$	69
FIG.3.19	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas	

	condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-3}$	69
FIG.3.20	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-2}$	70
FIG.3.21	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-2}$	71
FIG.3.22	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $\beta = 10^{-4}$ e CRE.	72
FIG.3.23	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $\beta = 10^{-4}$ e CRE.	72
FIG.3.24	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A em sistemas MIMO nas condições: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, $\beta = 10^{-6}$ e CRC.	73
FIG.3.25	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.	74
FIG.3.26	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.	75
FIG.3.27	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.	76
FIG.3.28	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.	76
FIG.3.29	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$, $f_{D_A}\tau = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.	77
FIG.4.1	Taxa de erro de bit da técnica proposta com a Estratégia I em função de $P(\varepsilon)$ nas condições: $PEM = 10^{-4}$, CRE e $RSR_R = 20$ dB.	85
FIG.4.2	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.	86
FIG.4.3	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.	87
FIG.4.4	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 20$ dB.	88
FIG.4.5	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 20$ dB.	88

FIG.4.6	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $RSR_R = 10$ dB.	89
FIG.4.7	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $RSR_R = 10$ dB.	90
FIG.4.8	Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 64-QAM, 4 antenas transmissoras e 1 antena receptora.	91
FIG.4.9	Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 4-QAM, 4 antenas transmissoras e 1 antena receptora.	92
FIG.4.10	Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 16-QAM, 4 antenas transmissoras e 1 antena receptora.	93
FIG.4.11	Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 64-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.	93
FIG.4.12	Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 4-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.	94
FIG.4.13	Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 16-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.	95
FIG.4.14	Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A com a técnica proposta e sem técnica para sistemas SISO e MIMO nas seguintes condições: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.	97
FIG.4.15	Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A com a técnica proposta e sem técnica para sistemas SISO e MIMO nas seguintes condições: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.	97

LISTA DE TABELAS

TAB.3.1	Probabilidades dos estados para alguns valores de RSR_A para a estratégia composta pelas seguintes modulações: BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir.	54
TAB.3.2	Probabilidades dos estados para alguns valores de RSR_A para a estratégia composta pelas seguintes modulações: 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM.	54
TAB.3.3	Mapeamento dos estados do canal S_k em cada uma das modulações disponíveis.	56
TAB.3.4	Estratégias de modulação adaptativa utilizadas.	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ABREVIATURAS

AWGN	-	Additive White Gaussian Noise
BER	-	Bit Error Rate
BPSK	-	Binary Phase Shift Keying
BSC	-	Binary Symmetric Channel
CRC	-	Canal de Retorno Conhecido
CRE	-	Canal de Retorno Estimado
DEP	-	Densidade Espectral de Potência
EE	-	Eficiência Espectral
EGC	-	Equal Gain Combining
EQM	-	Erro Quadrático Médio
erfc	-	Função Erro Complementar
ESA	-	Estacionário em Sentido Amplo
fdp	-	Função Densidade de Probabilidade
FSMC	-	Finite State Markov Channel
IEEE	-	Institute of Electrical and Electronics Engineers
iid	-	Independente e Identicamente Distribuído
IME	-	Instituto Militar de Engenharia
LMS	-	Least Mean-Square Error
MAP	-	Maximum A posteriori Probability
MIMO	-	Multiple Input Multiple Output
$M - QAM$	-	Multilevel Quadrature Amplitude Modulation
ML	-	Maximum Likelihood
MRC	-	Maximal Ratio Combining
QAM	-	Quadrature Amplitude Modulation
PEM	-	Probabilidade de Erro Máxima
RIC	-	Resposta ao impulso do canal
RMS	-	Root Mean Square
RSR	-	Razão Sinal- Ruído
RSR_A	-	Razão Sinal- Ruído Média do Canal Avante
RSR_R	-	Razão Sinal- Ruído Média do Canal de Retorno

- SC - Selection Combining
- SINR - Razão Sinal ruído + interferência
- SISO - Single Input single Output
- TDMA - Time Division Multiple Access
- WiMAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access

SÍMBOLOS

$\mathcal{A}_{k'}$	-	Conjunto de vetores
$\mathbf{a}_{k'}$	-	Vetor formado por observações contidas na região não confiável
B_c	-	Banda de coerência do canal
B_s	-	Largura de banda do sinal transmitido
C_{ij}	-	Custo associado à escolha da hipótese H_i dado que a correta é H_j
d_{ij}	-	distância de Hamming entre \mathbf{u}_i e \mathbf{u}_j
E_b	-	Energia média do bit
E_s	-	Energia média do símbolo
$e_{k'}$	-	Erro de estimação de $h_{k'}^R$
f_D	-	Máximo desvio doppler
f_{D_A}	-	Máximo desvio doppler do canal avante
$f_{D_A} T_A$	-	Espalhamento doppler normalizado do canal avante
$f_{Doppler}$	-	Desvio doppler
f_{D_R}	-	Máximo desvio doppler do canal de retorno
$f_{D_R} T_R$	-	Desvio doppler normalizado do canal de retorno
h_k	-	Coefficiente do canal avante
$h_{k'}^R$	-	Coefficiente do canal de retorno
$\hat{h}_{k'}^R$	-	Estimativa despolarizada do canal de retorno
H	-	Canal avante em um sistema MIMO
\hat{H}	-	Hipótese mais provável da técnica Bayesiana
H_j	-	Hipótese associada à escolha da modulação M_j
I _L	-	Matriz identidade $L \times L$
I	-	Número de símbolos na constelação da componente em fase
J	-	Número de símbolos na constelação da componente em quadratura
k	-	Índice de tempo
k'	-	Índice de tempo
k_i	-	Número de bits utilizados nos símbolos da constelação da modulação M_i
L	-	Número de símbolos enviado ao transmissor
M	-	Cardinalidade da constelação
M_T	-	Número de antenas transmissoras
M_R	-	Número de antenas receptoras
N	-	Número de estratégias ou modos de transmissão

\mathbf{n}	-	Ruído Gaussiano aditivo branco complexo em sistemas MIMO
n_k	-	Ruído aditivo do canal avante
$n_{k'}^R$	-	Ruído aditivo do canal de retorno
$\mathbf{n}_{k'}^R$	-	Vetor aleatório gaussiano de ruído aditivo do canal de retorno
N_0	-	DEP do ruído aditivo do canal avante
N_0^R	-	DEP do ruído aditivo do canal de retorno
$P(0)$	-	Probabilidade de ocorrência do bit 0
$P(1)$	-	Probabilidade de ocorrência do bit 1
$P(e)$	-	Probabilidade de erro de bit do sistema de modulação adaptativa, levando-se em conta os erros do canal de retorno
$P(\varepsilon)$	-	Probabilidade de ocorrer erro do decisor MAP quando a observação pertence à região confiável
$P_b(e \gamma, M_i)$	-	Probabilidade de erro de bit das técnicas de modulação adotadas em canal AWGN
$P_e(e \Delta)$	-	Probabilidade de erro do canal de retorno
PE_{ij}	-	Probabilidade de erro obtida no canal avante para a modulação M_i quando o receptor indica a M_j
$P_{i,j}$	-	Probabilidade de transição de estados entre blocos adjacentes
$P_I(k)$	-	Probabilidade de erro de bit na componente em fase
$P_J(l)$	-	Probabilidade de erro de bit na componente em quadratura
$Q(\cdot)$	-	Função Q
q	-	Probabilidade de erro de bit do canal de retorno
q_{ij}	-	Probabilidade de se empregar a modulação M_i dado que o receptor indica a M_j
\mathcal{R}	-	Região não confiável
\mathcal{R}_a	-	Região não confiável
R_S	-	Taxa de transmissão
S_k	-	Estado do canal avante
\hat{S}_k	-	Estimativa do estado do canal obtida pelo detector baseado em cadeias de Markov
\mathbf{S}_i	-	Representação binária do estado S_i do canal avante ou representação binária da melhor antena transmissora
$\hat{\mathbf{S}}_{k'}$	-	Representação binária da estimativa do estado do canal
T	-	Intervalo de símbolo

T_A	-	Duração do símbolo do canal avante
T_c	-	Tempo de coerência
T_f	-	Duração do <i>frame</i> do canal avante
T_R	-	Duração do símbolo
$u_{k'}$	-	Símbolo transmitido pelo canal de retorno
\mathbf{u}_j	-	Vetor composto pelos L símbolos referente ao estado do canal avante
V	-	Velocidade do móvel
V_k	-	Estimativa ML do estado do canal avante no lado de transmissão
$W(\mathbf{S}_i)$	-	Peso da palavra-código \mathbf{S}_i
x_k	-	Símbolo na saída do modulador
\mathbf{x}	-	Vetor do sinal transmitido em sistemas MIMO
$y_{k'}^R$	-	Sinal recebido na entrada do transmissor
\mathbf{y}	-	Vetor do sinal recebido em sistemas MIMO
$\mathbf{y}_{k'}^R$	-	Observação gerada por \mathbf{u}_j no transmissor
$\mathbf{z}_{k'}$	-	Variável de decisão do canal de retorno
α	-	Limitante da região não confiável
α_i	-	Ponderação utilizada no receptor de sistemas MIMO
β	-	parâmetro da técnica Bayesiana
γ	-	Razão Sinal-Ruído instantânea
$\bar{\gamma}$	-	Razão Sinal-Ruído média
$\bar{\gamma}^R$	-	RSR_R
$\bar{\gamma}_\Sigma$	-	RSR média na saída do combinador de um receptor MIMO
Δ	-	Variância de $e_{k'}$
η	-	Limiar do decisor MAP
θ	-	ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética
θ_i	-	Fase do i -ésimo ramo em sistemas MIMO
θ_1	-	Limitante inferior da região não confiável
θ_2	-	Limitante superior da região não confiável
λ	-	Comprimento de onda
λ_i	-	Limiares de Razão Sinal-Ruído
π'_i	-	Probabilidade do transmissor utilizar a estratégia de modulação M_i
π_i	-	Probabilidade do receptor indicar a modulação M_i como a mais apropriada

σ_τ	-	Espalhamento temporal
σ_{hR}^2	-	Perfil de potência do canal de retorno
σ^2	-	Variância da observação $z_{k'}$
τ	-	Duração do bloco de dados
$\lceil \cdot \rceil$	-	Menor inteiro maior que (\cdot)
$\lfloor \cdot \rfloor$	-	Maior inteiro menor que (\cdot)

RESUMO

Este trabalho aborda o tema de transmissão adaptativa cujos canais avante e de retorno são modelados pelo efeito de desvanecimento plano e variante no tempo. Basicamente dois tipos de sistemas de transmissão são considerados: sistemas que empregam modulação adaptativa e múltiplas antenas transmissoras e receptoras (MIMO, da sigla em inglês *multiple input multiple output*). Atenção especial é dedicada a avaliação de desempenho desses sistemas de transmissão em presença de distúrbios provocados pelo canal de retorno, bem como a avaliação de desempenho de técnicas que visam a combater os efeitos de tais distúrbios.

Neste trabalho avalia-se o desempenho de duas técnicas propostas na literatura para combater os distúrbios provocados por canais de retorno em sistemas que empregam modulação adaptativa, porém aqui se adota uma modelagem do referido canal diferente da considerada nos trabalhos originais, e que permite estabelecer condições nas quais o emprego dessas técnicas propicia bons resultados, bem como relacionar os valores dos parâmetros adotados nessas técnicas com os tipicamente encontrados em sistemas de comunicação em canais com desvanecimento. Além disso, aqui o erro de estimação do canal de retorno é considerado na avaliação de desempenho dessas técnicas.

Uma nova técnica de combate a erros provocados pelo canal de retorno é aqui proposta, que pode ser empregada não apenas em sistemas de modulação adaptativa, mas também em sistemas MIMO, suplantando a limitação das técnicas propostas na literatura que são empregadas especificamente para sistemas que empregam modulação adaptativa.

Várias avaliações de desempenho, sob diversos cenários de comunicação, são realizadas via simulação computacional de Monte Carlo, tendo como figuras de mérito a taxa de erro de bit e a eficiência espectral dos sistemas avaliados. Os resultados obtidos indicam o bom desempenho da técnica aqui proposta.

ABSTRACT

This work addresses adaptive transmission systems whose forward and feedback channels are characterized by the flat fading. Two kinds of systems are considered: adaptive modulation systems and MIMO (multiple input multiple output) systems. Special attention is devoted to these systems performance evaluation in presence of disturbances caused by feedback channel and performance evaluation of techniques that mitigate these disturbances effects.

On this work are evaluated the performance of two techniques proposed in the literature to mitigate disturbances caused by feedback channel in adaptive modulation systems. In this work, however, we use a more complex model of the feedback channel, but which permits to establish conditions where the implementation of these techniques provide good results. It also permits to relate the adopted parameters values with the ones typically found in a channel communication system with fading. Also, this work takes into account, in the performance evaluation of these techniques, the estimative error of the feedback channel.

A new technique to mitigate the feedback channel errors is proposed here, which can be used not only in adaptive modulation systems but also in MIMO systems, overcoming the limitations of the techniques proposed in the literature that only may be adopted to links that employ adaptive modulation.

Several performance evaluations under various communication scenarios are validated by the Monte Carlo simulation in order to evaluate the bit error rate and spectral efficiency of the evaluated systems. The results obtained indicate good performance of the technique proposed here.

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda por serviços multimídia em sistemas de comunicações sem fio tem exigido uma ocupação do espectro cada vez mais eficiente e flexível. Pesquisas e desenvolvimentos vêm sendo realizados no sentido de que a terceira e a quarta gerações de sistemas sem fio ofereçam aos usuários transmissão de dados de alta velocidade, permitindo, dessa forma, a ampliação e melhoria de qualidade dos serviços disponíveis nesses sistemas.

Entretanto, os sistemas de comunicações sem fio, além de apresentarem canais com largura de banda limitada, apresentam diversos distúrbios que podem degradar sensivelmente o sinal transmitido, induzindo a ocorrência de erros no processo de detecção da informação. O ruído e o desvanecimento são alguns dos distúrbios geralmente presentes nesse tipo de canal de comunicação.

Em particular, para canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano, duas estratégias de transmissão têm recebido grande atenção em razão de suas boas características de desempenho. Tratam-se das técnicas de modulação adaptativa e os sistemas MIMO. Neste trabalho, a ênfase é dada a estas técnicas de transmissão que são discutidas sucintamente a seguir.

Diante das restrições de limitação de banda, uma alternativa para aumentar a taxa de transmissão é a adoção de esquemas de modulação com elevada Eficiência Espectral (EE). Todavia, para as técnicas de modulação fixa, à medida que se aumenta a eficiência espectral, degrada-se a taxa de erro.

Nos sistemas de comunicação sem fio que empregam canais que apresentam desvanecimento, as técnicas de modulação clássicas não utilizam de forma eficiente a largura de banda, tampouco a potência de transmissão, pois para se atingir bons desempenhos em termos de taxa de erro de bit é preciso dimensionar a potência de transmissão e a cardinalidade da constelação (M) para as condições de propagação severas. É essa dificuldade que as técnicas de modulação adaptativa buscam contornar.

Diante disso, as técnicas de modulação fixa em canais variantes no tempo fazem uso inadequado da largura de banda disponível no canal. Quando o canal apresenta excelentes condições de propagação, é possível utilizar esquemas de modulação com elevada eficiência espectral sem comprometer, sobremaneira, a taxa de erro. Por outro lado, quando as

condições são desfavoráveis, a manutenção da taxa de erro requer o uso de esquemas de modulação com baixa eficiência espectral.

Uma alternativa para aumentar a eficiência espectral dos sistemas de comunicações sem fio e, ao mesmo tempo, atender a restrições em termos de taxa de erro, é o emprego da técnica de transmissão adaptativa.

A técnica de transmissão adaptativa procura explorar a variabilidade das condições de propagação do canal de comunicação e adapta, dinamicamente, parâmetros do sistema de transmissão como, por exemplo, o esquema de modulação, a taxa do código corretor de erros, o nível de potência transmitida, ou qualquer combinação destes parâmetros, a partir de algum indicador das condições do canal (SVENSSON, 2007).

Uma das técnicas de transmissão adaptativa que tem recebido grande destaque nos últimos anos é a de modulação adaptativa (SVENSSON, 2007). Nesta técnica, pode-se variar o esquema de modulação adotado pelo transmissor em resposta ao estado do canal. Procura-se melhorar a eficiência espectral quando o canal apresenta melhores condições de propagação e, ao mesmo tempo, atender ao requisito de probabilidade de erro máxima. A melhoria na eficiência espectral média é obtida mediante o aumento do número de pontos da constelação utilizada no esquema de modulação, quando as condições do canal assim permitirem. Por outro lado, quando o canal apresenta severas condições de atenuação, escolhe-se um esquema de modulação com poucos pontos de constelação, a fim de fornecer uma taxa de erro aceitável para o sistema.

Para obter a adaptação, os receptores de sistemas que empregam modulação adaptativa estimam a RSR (Razão Sinal-Ruído) instantânea (γ), comparam essa estimativa com limiares de RSR (λ_i) para definir a modulação mais indicada para as atuais condições de propagação do canal. Essa informação é transmitida por meio de um canal reverso ou de retorno ao transmissor, onde será empregada na escolha da modulação a ser adotada na transmissão do próximo bloco de dados.

Dentre as diversas tecnologias emergentes de banda-larga sem fio, merece destaque o WiMAX (do termo em inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*), baseado na norma IEEE 802.16e. O sistema WiMAX é capaz de prover serviços de dados em banda larga de alta mobilidade e com área de cobertura superior à de redes locais sem fio. O padrão WiMAX móvel é otimizado para mobilidade e tem suporte a *roaming* e *handovers* entre células. Nestas condições, a adaptação de modulação é fundamental para um bom desempenho do sistema (BARRETO, 2007).

Outra técnica capaz de diminuir as taxas de erro de bit em sistemas sem fio consiste

no uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor. Esses sistemas são conhecidos como MIMO e tornaram-se populares na última década devido à sua poderosa capacidade de melhorar o desempenho dos sistemas sem fio.

Nos sistemas MIMO convencionais a totalidade da potência disponível para transmissão é dividida igualmente entre todas as antenas transmissoras. Essa forma de utilização não é a mais eficiente, pois o percurso percorrido pelo sinal transmitido por uma das antenas pode estar em profundo desvanecimento e prejudicar o desempenho do sistema. Uma forma de melhorar o desempenho do sistema é realizar a adaptação da antena transmissora, concentrando a potência de transmissão na antena que propicia melhores condições de recepção. Também neste caso, a informação da antena que deve ser utilizada na transmissão do próximo bloco de dados deve ser enviada ao transmissor por meio de um canal de retorno.

Apesar de já serem pesquisadas, ainda existem questões em aberto nas áreas de transmissão adaptativa e sistemas MIMO, o que tem motivado vários trabalhos. Dentre essas questões podem ser citados o atraso do canal de retorno, neste caso as informações quanto à técnica de transmissão ou antena transmissora adequada para o próximo bloco pode chegar desatualizada ao transmissor, devido à variação do canal ocorrida até a chegada da informação, podendo provocar aumento na taxa de erro de bit da técnica de transmissão adaptativa (GOECKEL, 1999) e no sistema MIMO (DUEL-HALLEN, 2007); avaliação de desempenho, a fim de obter expressões analíticas para serem empregadas na otimização dos parâmetros da técnica de transmissão adaptativa (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007) e (GALDINO, 2008); desenvolvimento de estratégias de adaptação conjunta, compreendendo modulação, codificação de canal e potência de transmissão, por exemplo, (KWAN, 2005); métricas de adaptação, avaliar qual a melhor métrica a ser utilizada na adaptação: razão sinal-ruído instantânea ou média, taxa de erro de bit máxima ou média (CHUNG, 2001), (BERNAT JUNIOR, 2007a) e (BERNAT JUNIOR, 2007b); uso de *cross layer*, que utiliza a estratégia de cooperação entre camadas, em que a escolha da modulação leva em conta não apenas o estado do canal, mas também o estado da fila. Neste caso podem ser usadas modulações com mais pontos do que na adaptação que considera apenas o canal físico para esvaziar o buffer e os pacotes não são descartados, mesmo quando as condições do canal não são boas (LIU, 2005) e (MOURA, 2009).

Nas técnicas adaptativas apresentadas previamente, bem como em outras que empregam informações trafegadas pelo canal de retorno para obterem a adaptação, existe

além das questões em aberto mencionadas previamente um importante problema: são os erros produzidos pelo canal de retorno, os quais podem provocar severa degradação de desempenho nas técnicas de transmissão adaptativa (AHMED, 2006).

Cabe mencionar que muitos trabalhos divulgados na literatura especializada utilizam esquemas de transmissão adaptativa que assumem que o canal de retorno é livre de erros (TORRANCE, 1996a), (TORRANCE, 1996b). Na prática, essa situação pode ser aproximada com o uso de poderosos códigos corretores de erro e entrelaçadores com grande profundidade (KWAN, 2005). No entanto, essas estratégias de correção de erro podem adicionar um grande atraso que, por sua vez, podem acarretar degradação de desempenho das técnicas de transmissão adaptativa. Além disso, reduzem a EE do enlace de retorno, o que reduz a EE do sistema como um todo.

Vale mencionar que muitos sistemas de transmissão se caracterizam por possuir limitada capacidade para trafegar informações no canal de retorno (LOVE, 2004), (LOVE, 2005a), (LOVE, 2005b), (KIM, 2008), (YOO, 2006). Assim sendo, a hipótese de canal de retorno livre de erros em razão do uso de códigos corretores de erro eficientes nem sempre pode ser adotada, e mesmo quando é possível optar por essa solução, ela traz consequências que prejudicam o desempenho das técnicas adaptativas. Diante disso, é importante adotar outra estratégia: considerar os erros do canal de retorno e empregar técnicas para contornar ou amenizar a degradação de desempenho da técnica de transmissão adaptativa em presença de tais distúrbios. É nesse contexto que o presente trabalho se insere.

Nos sistemas MIMO, conforme apresentado em (LOVE, 2008) os erros no canal de retorno são particularmente críticos, pois muitas vezes esses sistemas estão associados a utilização de múltiplos usuários. Assim, é importante que poucos bits sejam enviados pelo canal de retorno, restringindo o uso de códigos corretores de erro.

Os trabalhos (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007) modelam o canal de retorno como Canal Binário Simétrico (BSC - do inglês *Binary Symmetric Channel*). Neles é mostrado que o desempenho do sistema de modulação adaptativa é sensivelmente degradado pelos erros em tal canal, fazendo surgir uma faixa de RSR média no canal avante em que não é atendido o requisito de PEM (Probabilidade de Erro Máxima). Essa região é conhecida como região de inviabilidade.

Esta dissertação é voltada para a avaliação e resolução do problema dos erros no canal de retorno em sistemas adaptativos, cujos canais são caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano e variante no tempo. Ênfase especial é dada aos sistemas que

empregam modulação adaptativa e aos sistemas MIMO.

Neste sentido, além de se avaliar os efeitos provocados pelo erro no canal de retorno, neste trabalho avalia-se o desempenho das técnicas para combater esses erros propostas em (EKPENYONG, 2006), propõe-se uma nova técnica de combate aos erros do canal de retorno, capaz de reduzir esses erros em sistemas que realizam adaptação da modulação, da antena transmissora ou de ambas.

A seguir, são apresentados os principais objetivos e contribuições desta dissertação:

- Avaliar o desempenho das técnicas de combate a erros do canal de retorno apresentadas em (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007), porém considerando a modelagem de canal de retorno apresentada em (GALDINO, 2008);
- Propor uma nova técnica de combate a erros provocados por canais de retorno modelados pelo efeito de desvanecimento plano em sistemas que empregam modulação adaptativa e em sistemas MIMO;
- Avaliar o desempenho da técnica de combate aos erros do canal de retorno proposta, mediante simulação de Monte Carlo, sob diversas condições de variação de parâmetros do sistema de comunicações e comparar seu desempenho com o de técnicas já propostas na literatura.

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos, como apresentados a seguir.

No Capítulo 2 são apresentados modelos de canais comumente empregados em um ambiente de comunicações sem fio, são descritas as principais características, vantagens, limitações e algumas questões relevantes para o desempenho dos sistemas de modulação adaptativa. Além disso, são descritas as características básicas e vantagens de um sistema MIMO e são descritos os sistemas MIMO de interesse deste trabalho: sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação.

No Capítulo 3 é avaliado o desempenho das técnicas de combate a erros do canal de retorno apresentadas em (EKPENYONG, 2006) e (EKPENYONG, 2007), porém utilizando para o referido canal uma modelagem igual à proposta em (GALDINO, 2008). Essa modelagem permite elucidar importantes aspectos que não podem ser abordados com a modelagem proposta nos trabalhos (EKPENYONG, 2006) e (EKPENYONG, 2007). Além disso, uma segunda contribuição deste trabalho é considerar na avaliação de desempenho dessas técnicas o erro de estimação do canal de retorno.

No Capítulo 4 é proposta uma nova técnica de combate a erros provocados por canais de retorno modelados pelo efeito de desvanecimento plano em sistemas que empregam modulação adaptativa e em sistemas MIMO. A técnica é avaliada em sistemas que empregam modulação adaptativa e utilizam apenas uma antena transmissora e uma receptora (SISO, do termo em inglês *Single Input Single Output*), sistemas MIMO que realizam adaptação da antena transmissora com modulação fixa e sistemas MIMO que realizam adaptação da antena transmissora e da modulação. Além disso, seu desempenho é comparado com o obtido pelas técnicas propostas no Capítulo 3.

Por fim, as conclusões do trabalho e algumas propostas para a sua continuação são apresentadas no Capítulo 5.

2 SISTEMAS ADAPTATIVOS

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar, de forma sumária, os princípios e características de desempenho de técnicas de transmissão adaptativa que são alvo de investigação deste trabalho, a saber: estratégias de modulação adaptativa e os sistemas MIMO. Neste capítulo é apresentado o sistema de comunicações utilizado neste trabalho. Todas as técnicas de transmissão consideram o uso de modulações QAM (do inglês *Quadrature Amplitude Modulation*), pois tais modulações apresentam um bom compromisso entre eficiência espectral e probabilidade de erro de bit quando comparadas às demais modulações fixas.

2.2 DESVANECIMENTO PLANO E VARIANTE NO TEMPO

O desempenho de sistemas de transmissão digital sem fio é influenciado pelos distúrbios introduzidos pelo canal de comunicação. Um importante distúrbio característico dos sistemas sem fio é o desvanecimento. Existem dois tipos principais de desvanecimento: o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala (RAPPAPORT, 1996).

O desvanecimento em larga escala está relacionado às características que manifestam seus efeitos a grandes distâncias, quando comparadas ao comprimento de onda da portadora faixa estreita. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por sombreamento, pois ele é mais relacionado a obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o receptor fique em uma região de sombra, onde o nível de sinal é bastante reduzido. Esse tipo de desvanecimento não é de interesse neste trabalho e portanto, não há aqui maiores explicações acerca dele.

O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes em fase e em amplitude do sinal recebido, verificado em pequenos intervalos de tempo ou pequenos deslocamentos, de tal modo que os efeitos de propagação de larga escala podem ser ignorados. Esse comportamento é fruto da multiplicidade de caminhos percorridos pelas várias componentes do sinal, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens.

Uma das formas de modelagem estatística do desvanecimento em pequena escala é conhecida como desvanecimento Rayleigh, pois o envelope do sinal recebido é estatisticamente descrito por uma função densidade de probabilidade (fdp) Rayleigh (SKLAR, 1997). Esse tipo de desvanecimento se manifesta através de dois modos: de acordo com o espalhamento temporal e quanto ao espalhamento em frequência.

Sempre que existir espalhamento temporal, poderá haver modificação de amplitude das várias componentes do espectro do sinal transmitido. Quando esta modificação ocorrer de maneira praticamente uniforme em toda a faixa de frequência do sinal, configura-se o chamado desvanecimento plano, caso que será considerado neste trabalho. No entanto, se afetar diferentes componentes de frequência de maneira distinta, configura-se o desvanecimento seletivo em frequência, que não será tratado neste trabalho.

Um dos parâmetros que deve ser levado em conta na classificação do canal em desvanecimento plano ou desvanecimento seletivo em frequência é a banda de coerência do canal (B_c). Este parâmetro fornece uma medida da faixa de frequência para a qual o canal pode ser considerado plano. Se o canal apresentar um ganho praticamente constante sobre uma largura de banda que é maior do que a largura de banda do sinal transmitido (B_s), então o sinal recebido sofrerá um desvanecimento plano.

Neste modelo de canal, as características espectrais do sinal transmitido são preservadas no receptor. No entanto, a intensidade do sinal recebido pode mudar com o tempo, devido às flutuações no ganho do canal causadas pelo efeito Doppler. No domínio do tempo, o desvanecimento plano caracteriza-se por apresentar a duração do símbolo do sinal transmitido muito maior que o espalhamento temporal provocado pelo canal, o qual pode ser medido por uma largura definida a partir do perfil de atraso do canal de comunicação (SKLAR, 1997).

Em suma, no domínio da frequência, o canal é modelado pelo efeito de desvanecimento plano se:

$$B_s \ll B_c \tag{2.1}$$

onde B_s é a largura de banda de coerência do sinal transmitido e B_c é largura de banda de coerência do canal. No domínio do tempo, o modelo de desvanecimento plano é adequado quando:

$$T \gg \sigma_\tau \tag{2.2}$$

onde T é o intervalo de símbolo, e σ_τ é o espalhamento temporal provocado pelo canal, geralmente medido como o valor RMS (do termo em inglês *Root Mean Square*) do atraso, bastante utilizado para caracterizar o espalhamento temporal do sinal.

As manifestações de espalhamento em frequência classificam o desvanecimento como rápido ou lento. Torna-se necessário introduzir o conceito de espalhamento Doppler antes de descrever os tipos de desvanecimento citados.

Ocorrendo movimento relativo entre transmissor e receptor, ou até mesmo dos objetos que os circundam, há variação nos caminhos tomados pelo sinal que trafega do transmissor ao receptor. Essa variação faz com que o sinal recebido apresente uma correspondente variação de fase cuja taxa pode ser vista como uma variação de frequência do sinal recebido em cada percurso, formando o chamado desvio ou espalhamento Doppler. O efeito Doppler é a percepção de uma frequência diferente daquela que foi emitida por uma determinada fonte. Quanto maior a velocidade de deslocamento do receptor em relação à direção de propagação da onda, maior o desvio de frequência percebido. A expressão do desvio Doppler é dada por:

$$f_{Doppler} = f_D \times \cos(\theta) \quad (2.3)$$

sendo θ o ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética e f_D o máximo desvio Doppler, que é dado por:

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \quad (2.4)$$

onde V é a velocidade do móvel e λ o comprimento de onda. Em geral, considera-se que, em sistemas faixa estreita, λ representa o comprimento de onda da portadora.

No domínio do tempo essa classificação é realizada considerando o tempo de coerência (T_c) do canal. O tempo de coerência é uma medida estatística do intervalo de tempo durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada aproximadamente invariante.

Em um canal com desvanecimento lento, a resposta ao impulso do canal (RIC) muda em uma taxa muito menor que a taxa de símbolo do sinal transmitido. Em outras palavras, o tempo de coerência do canal é muito maior que o intervalo do símbolo. No domínio da frequência, isto implica que o máximo espalhamento Doppler do canal é muito menor que a largura de banda do sinal.

Sendo assim, no domínio do tempo, pode-se dizer que um canal apresenta desvane-

cimento lento se:

$$T \ll T_c \quad (2.5)$$

enquanto que, no domínio da frequência,

$$B_s \gg f_D \quad (2.6)$$

Considerando que $B_s \approx \frac{1}{T}$, a partir da EQ. 2.6, pode-se obter outra expressão, que denota um canal com desvanecimento lento:

$$f_D T \ll 1 \quad (2.7)$$

De acordo com (RAPPAPORT, 1996), o desvanecimento rápido ocorre quando a resposta ao impulso do canal muda rapidamente dentro da duração do símbolo. Isto é, o tempo de coerência do canal é menor que o intervalo de símbolo do sinal transmitido. Isto causa dispersão na frequência, também chamado de desvanecimento seletivo no tempo, o que produz uma distorção no sinal. Esta distorção tende a aumentar com o incremento do espalhamento Doppler, relativo à largura de banda do sinal transmitido.

Portanto, no domínio do tempo, pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento rápido se:

$$T > T_c \quad (2.8)$$

e, no domínio da frequência,

$$B_s < f_D. \quad (2.9)$$

O tipo de desvanecimento considerado ao longo desse trabalho apresenta o modelo de desvanecimento plano em frequência e lento no tempo.

Em canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano, as condições de propagação podem ser avaliadas por meio de γ , que depende da RSR média do enlace ($\bar{\gamma}$) e do valor absoluto do coeficiente do canal de comunicação ($|h|$). Nesses casos, quanto maior γ melhores as condições de propagação do canal. Por outro lado, γ atinge baixos valores quando o canal se encontra em profundos desvanecimentos, ainda que $\bar{\gamma}$ seja alta. A FIG. 2.1 apresenta uma função amostra de canal modelado por desvanecimento plano, representado por um número complexo, (ganho expresso em dB em função do tempo). Nela pode-se observar a existência de profundos desvanecimentos. Embora raros e breves,

neles o desempenho do sistema é sensivelmente prejudicado.

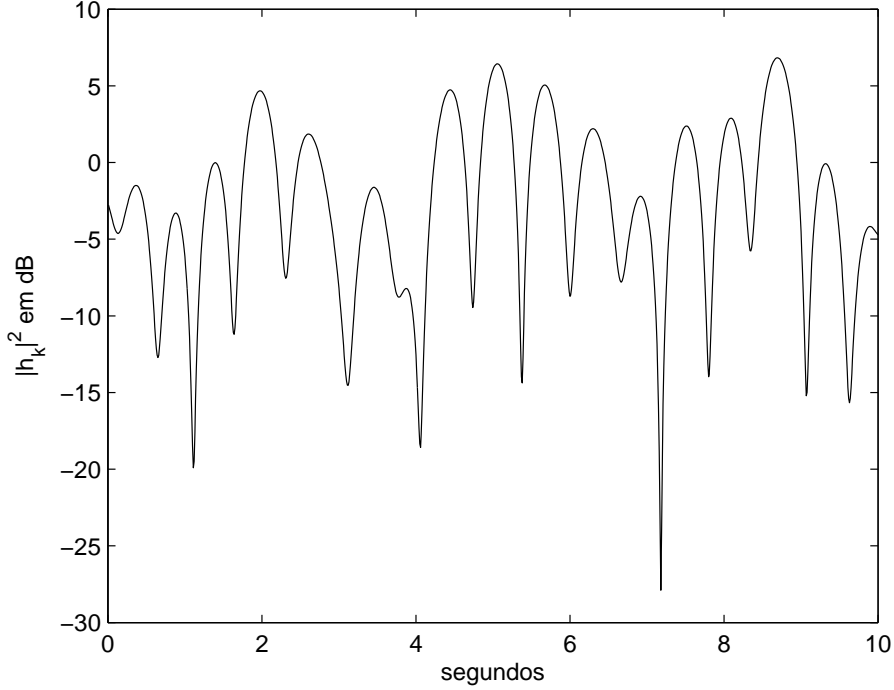


FIG. 2.1: Ganho de um canal variante no tempo (amostra de 10 s).

Considerando as modulações 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM são apresentadas na FIG. 2.2 curvas de taxa de erro de bit, BER (do termo em inglês *Bit Error Rate*) em função da RSR média do canal avante (RSR_A), com $RSR_A = E_b/N_0$, em que E_b é a energia média do bit e N_0 é a Densidade Espectral de Potência (DEP) do ruído aditivo, para canais AWGN (do termo em inglês *Additive White Gaussian Noise*) e para canais com desvanecimento plano considerados conhecidos. Nesta figura pode-se verificar uma severa degradação de desempenho nos casos em que se tem canais com desvanecimento plano. Tomando-se por referência a probabilidade de erro de 10^{-2} , pode-se verificar que na $RSR_A = 5$ dB, para que se tenha este valor de probabilidade de erro deve-se utilizar a modulação 4-QAM com canais AWGN. Quando se passa a considerar canais com desvanecimento plano, para que se tenha a mesma probabilidade de erro, utilizando a mesma modulação, deve-se ter $RSR_A = 14$ dB, uma diferença de 9 dB. De modo semelhante, tomando-se por referência a mesma probabilidade de erro e a modulação 256-QAM, em canais AWGN deve-se ter $RSR_A = 16$ dB e em canais com desvanecimento plano deve-se ter $RSR_A = 24$ dB, com degradação, portanto, de 8 dB. Isso ocorre devido aos profundos desvanecimentos provocados pelo canal de comunicação sem fio.

Nos sistemas que empregam modulações fixas, a estratégia de modulação e a potência

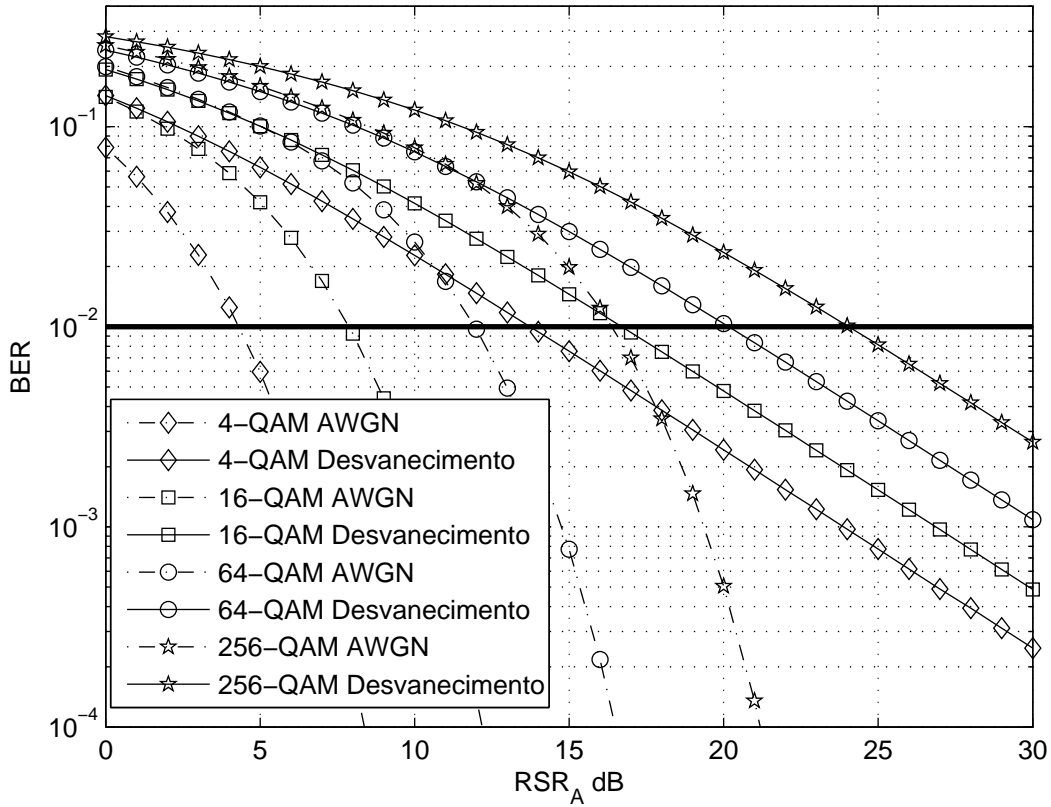


FIG. 2.2: Taxa de erro de bit em função da RSR_A em canais AWGN e em canais caracterizados pelo desvanecimento plano.

de transmissão são escolhidas a partir de curvas de desempenho, como a apresentada na FIG. 2.2, que retratam o desempenho médio do enlace. A velocidade de transmissão desejada, a largura de banda disponível, a probabilidade de erro de bit tolerada pelo sistema e a distância máxima do enlace são parâmetros que delimitam a estratégia de modulação a ser utilizada.

Este critério é inadequado em canais caracterizados por desvanecimento plano, pois caso o sistema tenha sido dimensionado corretamente pelas condições mais severas, quando o enlace estiver em melhores condições haverá desperdício de recursos de largura de banda, potência de transmissão e velocidade de transmissão.

2.3 SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ADAPTATIVA

Neste trabalho, dois sistemas de transmissão adaptativa são abordados: sistemas que empregam modulação adaptativa e sistemas MIMO.

2.3.1 MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Para os canais de comunicação caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano e lento, cenário de comunicação de interesse neste trabalho, uma técnica que vem recebendo grande atenção na literatura especializada é a modulação adaptativa.

As técnicas de modulação clássicas quando aplicadas a canais que apresentam desvanecimento não utilizam de forma eficiente a largura de banda, tampouco a potência de transmissão, pois para se atingir bons desempenhos em termos de taxa de erro de bit é preciso dimensionar a potência de transmissão e a cardinalidade da constelação (M) para as condições de propagação severas. É essa dificuldade que as técnicas de modulação adaptativa buscam contornar.

Em contraposição às técnicas convencionais (PROAKIS, 1995), as modulações adaptativas permitem variar a constelação durante a transmissão da informação, possibilitando, dessa maneira, adaptar as formas de onda na saída do transmissor de acordo com as condições de propagação do canal de comunicação (SVENSSON, 2007). Quando o canal apresenta excelentes condições de propagação é possível atingir reduzidas taxas de erro usando modulações com elevada EE. Por outro lado, quando o canal apresenta severas condições de propagação, para se obter baixos valores de BER deve-se adotar uma modulação com poucos pontos na constelação, e que, portanto, possui baixa eficiência espectral.

O diagrama de blocos do sistema de comunicação digital que emprega modulação adaptativa investigado no presente trabalho é apresentado na Fig. 2.3.

É assumido que os bits gerados pela fonte são independentes e identicamente distribuídos (iid). Esses bits são entregues ao modulador digital, representado no diagrama pelo bloco Transmissor Modulação Adaptativa, que se encarrega de mapeá-los em símbolos x_k da constelação da modulação utilizada. Os símbolos possuem energia média E_s , independente da modulação adotada.

Neste trabalho, o canal avante e o canal de retorno são caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano, cujos ganhos são independentes e modelados por um processo Estacionário em Sentido Amplo (ESA) com DEP dada pelo espectro de Jakes (PARSONS, 1992). Admite-se ainda que o canal de retorno não introduz atraso, diferente do que ocorre em (GOECKEL, 1999).

O sinal em banda base observado no receptor do canal avante é dado por

$$y_k = h_k x_k + n_k; \quad (2.10)$$

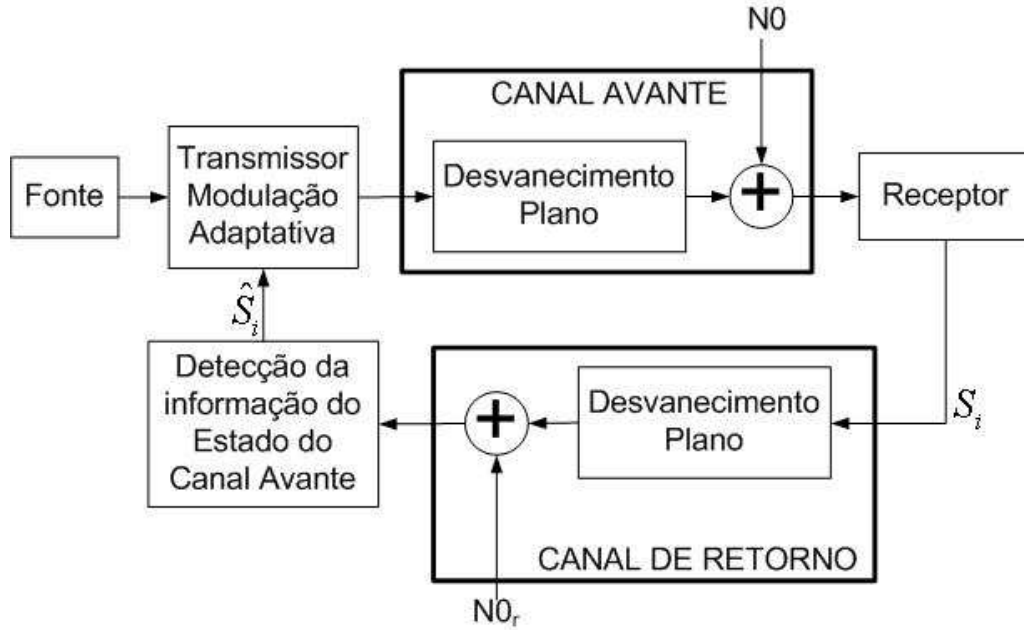


FIG. 2.3: Diagrama de blocos simplificado do sistema simulado.

na qual h_k é o coeficiente do canal cujo espalhamento Doppler normalizado é denotado por $f_{DA}T_A$, sendo f_{DA} o máximo desvio Doppler do canal avante e T_A a duração do símbolo empregado no enlace avante, ou seja $T_A = 1/R_S$, em que R_S é a taxa de transmissão expressa em baud; n_k é o ruído aditivo do canal, modelado por um processo gaussiano branco complexo de média nula e com ambas as componentes real e imaginária independentes e com variância $\frac{N_0}{2}$, sendo N_0 a DEP do ruído; e k representa o índice do instante de tempo considerado.

Para obter a adaptação, os receptores de sistemas que empregam modulação adaptativa estimam a RSR instantânea γ de cada bloco de dados e comparam essa estimativa com limiares de RSR (λ_i), sendo $i = 0, \dots, N - 1$ e N é o número de estratégias de transmissão possíveis no sistema, para definir a modulação mais indicada para as atuais condições de propagação do canal. Essa informação é transmitida ao transmissor por meio de um canal reverso ou de retorno, usando geralmente uma modulação fixa, e será empregada na escolha da modulação a ser adotada na transmissão do próximo bloco de dados. A técnica de modulação adaptativa requer, portanto, o emprego de um canal de retorno.

Os limiares mencionados previamente são obtidos pela resolução de um problema de otimização com restrição, em que se procura maximizar a eficiência espectral sem que a probabilidade de erro de bit supere a PEM (Probabilidade de erro máxima), cujo valor depende da aplicação (SVENSSON, 2007) e (GALDINO, 2008). Esses limiares definem

regiões de decisão, cada região vinculada a uma modulação específica. Por exemplo, pode-se empregar a modulação M_i -QAM (em que M_i é a quantidade de pontos da constelação da i -ésima modulação) quando $\lambda_i \leq \gamma < \lambda_{i+1}$. Nessa notação $\lambda_0 = 0$ e $\lambda_N \rightarrow \infty$.

A FIG. 2.4 apresenta curvas de BER para as modulações fixas 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM e uma para técnica de modulação adaptativa que emprega essas mesmas modulações apresentadas, canal de retorno ideal e $PEM = 10^{-2}$. Neste exemplo observa-se que a modulação adaptativa atende a PEM do sistema em toda a faixa de RSR_A considerada. Até 15 dB as modulações fixas consideradas não atendem à restrição de PEM e a partir de 20 dB o desempenho da modulação adaptativa equivale ao da modulação 16-QAM.

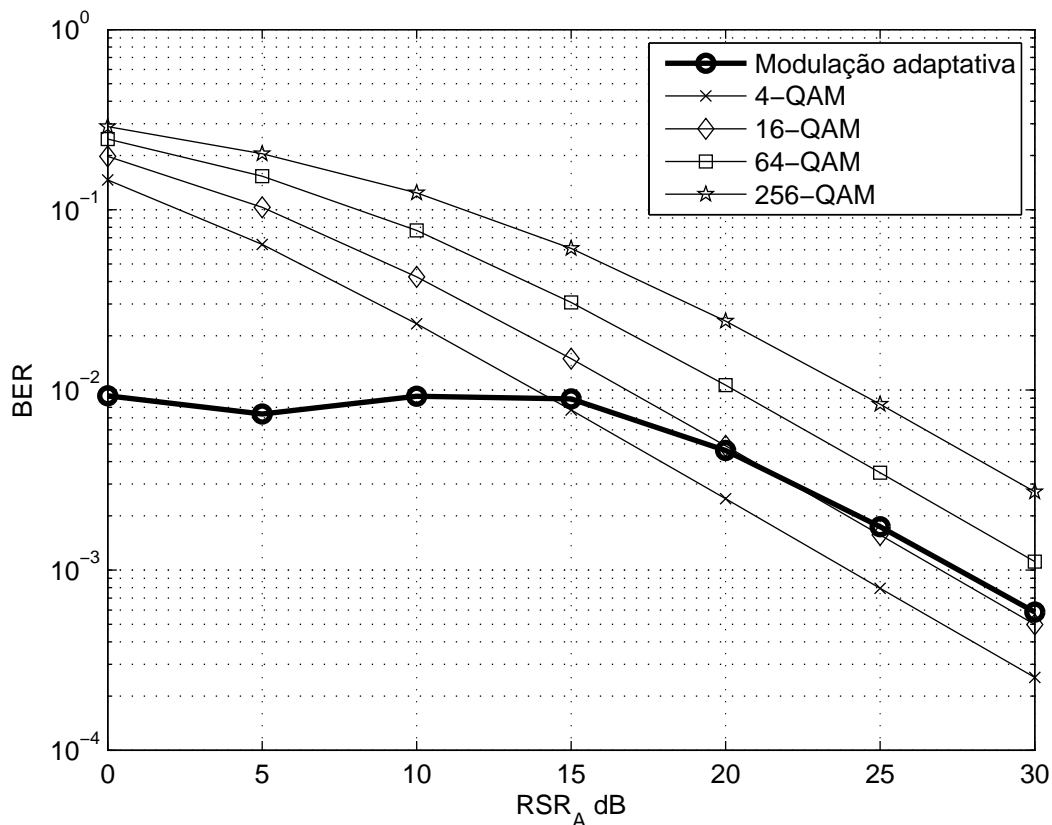


FIG. 2.4: Taxa de erro de bit para modulações QAM e adaptativa em canais com desvanescimento, $PEM = 10^{-2}$.

Na FIG. 2.5 são apresentadas curvas de eficiência espectral para modulação adaptativa e para as modulações fixas citadas anteriormente. É possível verificar que para $RSR_A > 11$ dB o sistema que utiliza modulação adaptativa apresenta EE superior à modulação 16-QAM.

Conforme apresentado na FIG. 2.4, a modulação adaptativa apresenta probabilidade

de erro igual ou menor à da modulação 16-QAM. Como ela apresenta EE superior à modulação 16-QAM para $RSR_A > 11$ dB, seu desempenho é superior ao do sistema que emprega modulação fixa. Por outro lado, para $RSR_A \leq 11$ dB, quando o sistema com modulação adaptativa possui EE menor do que algumas modulações fixas, ela apresenta a vantagem de atender a PEM do sistema.

Resultados semelhantes podem ser obtidos para outros valores de PEM e outros conjuntos de modulações fixas, o que confirma uma melhor característica de desempenho do sistema que emprega modulação adaptativa em relação àqueles que usam modulação fixa.

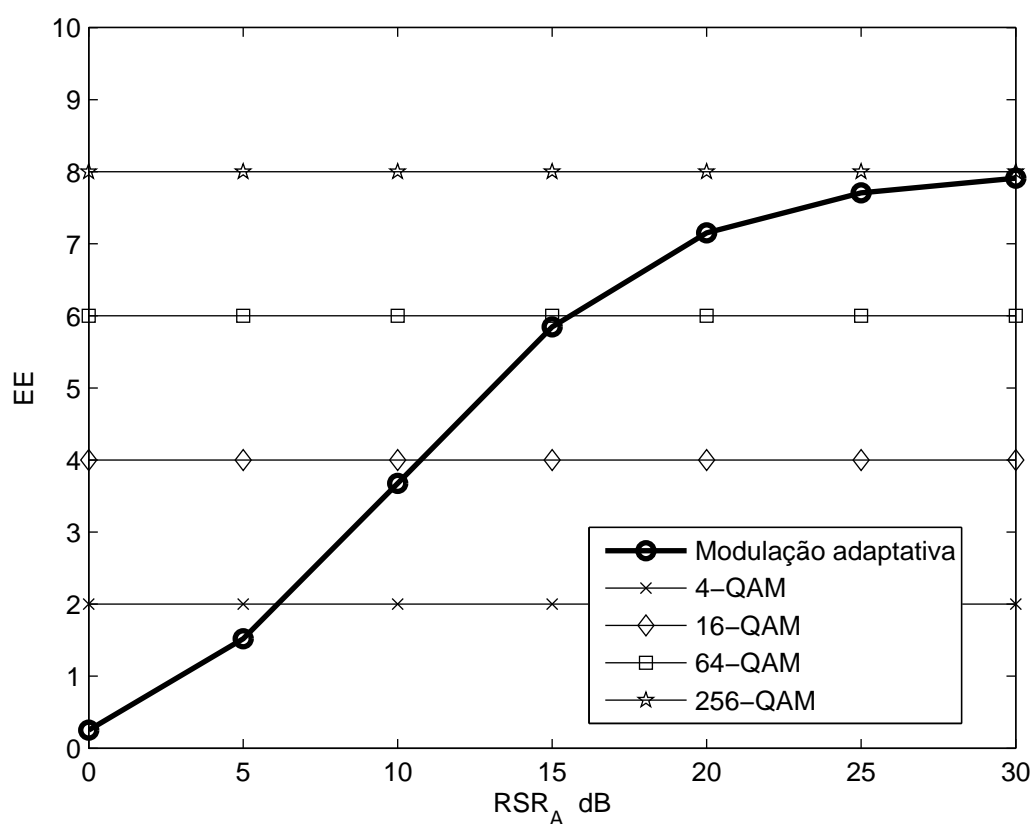


FIG. 2.5: Eficiência Espectral para modulações QAM e adaptativa em canais com desvanescimento, $PEM = 10^{-2}$.

Muitos trabalhos divulgados na literatura especializada utilizam esquemas de transmissão adaptativa que assumem que o canal de retorno é livre de erros. Na prática, essa situação pode ser atingida com o uso de poderosos códigos corretores de erro e entrelaçadores com grande profundidade. No entanto, essas estratégias de correção de erro podem adicionar um grande retardo, além de reduzirem a EE de todo o sistema. Diante disso, vem sendo discutida na literatura a questão da modelagem dos erros do canal de

retorno, dispensando o uso de códigos corretores de erro neste canal e empregando técnicas para contornar ou amenizar a degradação de desempenho da técnica de modulação adaptativa em presença de tais distúrbios.

Neste trabalho avalia-se o desempenho do sistema de modulação adaptativa diante desses distúrbios, considerando que o canal de retorno é modelado da mesma maneira que o canal avante, ou seja, por desvanecimento plano, cuja dinâmica temporal é caracterizada por um processo estacionário em sentido amplo com espectro de Jakes (PARSONS, 1992).

O sinal recebido na entrada do transmissor é dado por

$$y_{k'}^R = h_{k'}^R u_{k'} + n_{k'}^R; \quad (2.11)$$

em que $h_{k'}^R$ é o coeficiente do canal de retorno, cujo desvio Doppler normalizado é denotado por $f_{D_R} T_R$, sendo f_{D_R} o máximo desvio Doppler do canal de retorno e T_R a duração do símbolo do canal de retorno; $u_{k'}$ é o símbolo transmitido, que neste trabalho admite-se a modulação BPSK; $n_{k'}^R$ é o ruído aditivo do canal de retorno, modelado por um processo gaussiano branco complexo de média nula e com ambas as componentes real e imaginária independentes e com variância $\frac{N_0^R}{2}$; e k' representa o índice do instante de tempo considerado. Cada símbolo $u_{k'}$ pode assumir os valores $\pm\sqrt{E_b}$, em que E_b é a energia média do bit.

Define-se S_k como sendo um número natural, ou seja, $S_k \in [0, \dots, N-1]$. S_k representa o estado do canal avante durante a transmissão do k -ésimo bloco de dados. Assim, $S_k = i$ se $\lambda_i \leq \gamma < \lambda_{i+1}$.

Para cada bloco de dados enviado no canal avante são remetidos $L = \lceil \log_2(N) \rceil$ símbolos BPSK para informar ao transmissor o tipo de modulação que deve ser adotada no próximo bloco de dados.

Assumindo que $\mathbf{u}_{k'} \in \mathbb{R}^L$, em que $\mathbf{u}_{k'} = [u_{k'}(0) \dots u_{k'}(L-1)]^T$, é o vetor composto por L símbolos BPSK referente ao estado do canal avante do k' -ésimo bloco $S_{k'}$ e que $\mathbf{y}_{k'}^R \in \mathbb{C}^L$ representa a observação por ele gerada no transmissor, tem-se que

$$\mathbf{y}_{k'}^R = h_{k'T_f}^R \mathbf{u}_{k'} + \mathbf{n}_{k'}^R; \quad (2.12)$$

em que $\mathbf{n}_{k'}^R \in \mathbb{C}^L$ é um vetor aleatório gaussiano cuja matriz de covariância é dada por $\frac{N_0^R}{2} \mathbf{I}_L$, sendo \mathbf{I}_L a matriz identidade $L \times L$. Nesta equação admitiu-se que $f_{D_R} T_R L \ll 1$, de tal modo a tornar razoável a suposição de que o canal de retorno permanece invariante durante a transmissão dos L símbolos, variando entre blocos de acordo com $f_{D_R} T_f$, em

que T_f é a duração do *frame* do canal avante.

Para essa modelagem estatística e admitindo-se canal de retorno conhecido, a probabilidade de erro de bit no enlace de retorno é dada por (PROAKIS, 1995):

$$q = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_R}{1 + \bar{\gamma}_R}} \right); \quad (2.13)$$

em que $\bar{\gamma}_R$ representa a RSR média no canal de retorno (RSR_R), que é dado por $\bar{\gamma}_R = \frac{E_b \sigma_{hR}^2}{N_0^R}$, sendo σ_{hR}^2 o perfil de potência do canal de retorno; ou por $\bar{\gamma}_R = \frac{E_b}{N_0^R}$ para canal normalizado.

A probabilidade de se empregar a estratégia de modulação M_i -QAM, dado que o receptor indica a modulação M_j -QAM como a mais apropriada, q_{ij} , pode ser expressa por:

$$q_{ij} = q^{d_{ij}} (1 - q)^{L - d_{ij}} \quad (2.14)$$

em que d_{ij} representa a distância de Hamming entre \mathbf{u}_i e \mathbf{u}_j .

Nas situações em que é estimada a resposta ao impulso do canal de retorno, admitindo que o transmissor dispõe de uma estimativa despolarizada do referido canal, $\hat{h}_{k'}^R$ é modelada como:

$$\hat{h}_{k'}^R = h_{k'}^R + e_{k'}; \quad (2.15)$$

em que $e_{k'}$ segue uma distribuição gaussiana complexa de média nula e variância Δ . Supondo que $\hat{h}_{k'}^R$ possui a mesma modelagem estatística de $h_{k'}^R$, ou seja, módulo com distribuição de Rayleigh e fase com distribuição uniforme entre 0 e 2π , a probabilidade de erro do canal de retorno fica dada por

$$P_e(e|\Delta) = \int_0^\infty Q \left(E_b |r| \sqrt{\frac{2}{N_0^R + E_b^2 \Delta}} \right) \frac{r}{\sigma_{hR}^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma_{hR}^2}} dr \quad (2.16)$$

Para $Q(x) \leq 10^{-1}$, uma boa aproximação para a função $Q(\cdot)$ é

$$Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}x} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (2.17)$$

Substituindo a Eq. 2.17 na Eq. 2.16 (GALDINO, 2008) tem-se que

$$q = \frac{\sqrt{2}}{4E_b \sigma_{hR}} \frac{(N_0^R + E_b^2 \Delta)}{\sqrt{N_0^R + E_b^2 (\Delta + 2\sigma_{hR}^2)}} \quad (2.18)$$

Em (GALDINO, 2004) foi obtida a expressão do Erro Quadrático Médio (EQM), em

regime estacionário, do algoritmo LMS (*Least Mean Square*). O EQM é obtido em função do passo do LMS e escrito em termos de parâmetros típicos do sistema de transmissão. Neste trabalho considera-se que Δ é igual ao EQM mínimo do LMS, conforme obtido no referido trabalho.

A probabilidade do transmissor utilizar a estratégia de transmissão M_i pode ser expressa por

$$\pi'_i = \sum_{j=1}^N \pi_j q_{ij} \quad (2.19)$$

em que π_j denota a probabilidade do receptor indicar o esquema de modulação M_j como o mais apropriado, que é dada por

$$\pi_j = \int_{\lambda_{j-1}}^{\lambda_j} f_{\bar{\gamma}}(\gamma) d\gamma = e^{-\lambda_{j-1}/\bar{\gamma}} - e^{-\lambda_j/\bar{\gamma}}; \quad (2.20)$$

em que $f_{\bar{\gamma}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}$ e $\bar{\gamma} = E_b/N_0$, ou seja, a RSR média do canal avante (RSR_A).

A EE da estratégia de modulação adaptativa é dada por

$$EE = \sum_{i=2}^N k_i \pi'_i \quad (2.21)$$

em que k_i representa o número de bits utilizados em cada símbolo da constelação da modulação M_i .

A probabilidade de erro de bit do sistema de modulação adaptativa, levando-se em conta os erros do canal de retorno, pode ser expressa por

$$P(e) = \frac{1}{EE} \left\{ \sum_{i=2}^N k_i \sum_{j=1}^N q_{ij} PE_{ij} \right\} \quad (2.22)$$

sendo PE_{ij} a probabilidade de erro obtida no canal avante com a utilização do esquema de modulação i dado que o receptor indica que o esquema de modulação j é o mais recomendado.

Assim sendo, PE_{ij} pode ser dada por

$$PE_{ij} = \int_{\lambda_{j-1}}^{\lambda_j} P_b(e|\gamma, M_i) f_{\bar{\gamma}}(\gamma) d\gamma; \quad (2.23)$$

sendo que $P_b(e|\gamma, M_i)$ denota a probabilidade de erro de bit das técnicas de modulação adotadas em canal AWGN e é dada por (CHO, 2002)

$$P_b(e|\gamma, M_i) = \frac{1}{\log_2(I \cdot J)} \left(\sum_{k=1}^{\log_2(I)} P_I(k) + \sum_{l=1}^{\log_2(J)} P_J(l) \right) \quad (2.24)$$

em que I e J são o número de símbolos na constelação das componentes em fase e quadratura da modulação M_i -QAM, com $M_i = I \times J$, $P_I(k)$ e $P_J(l)$ representam, respectivamente, a probabilidade de erro de bit na componente em fase e em quadratura e são dadas por

$$P_I(k) = \frac{1}{\sqrt{I}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})I-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{I} \rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{I} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \right. \\ \left. \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(I \cdot J) \gamma}{I^2 + j^2 - 2}} \right) \right\} \quad (2.25)$$

$$P_J(l) = \frac{1}{\sqrt{J}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-l})J-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{j2^{l-1}}{J} \rfloor} \left(2^{l-1} - \left\lfloor \frac{j \cdot 2^{l-1}}{J} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \right. \\ \left. \times \operatorname{erfc} \left((2j+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(I \cdot J) \gamma}{I^2 + J^2 - 2}} \right) \right\} \quad (2.26)$$

em que $\operatorname{erfc}(\cdot)$ é a função erro complementar de (\cdot) .

2.3.2 SISTEMAS MIMO

O uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor em sistemas sem fio, conhecidos por sistemas MIMO, tornou-se popular na última década devido à sua poderosa capacidade de melhorar o desempenho dos sistemas sem fio. Geralmente as comunicações sem fio sofrem desvanecimento devido ao multipercurso e essa flutuação no nível do sinal pode afetar de forma severa a qualidade e a confiabilidade das comunicações sem fio. Além disso as restrições de potência e largura de banda limitadas tornam desafiador o objetivo de obtenção de altas taxas de dados com baixos valores de BER nos sistemas de comunicações sem fio.

O diagrama de blocos básico de um sistema de comunicações MIMO é mostrado na Fig. 2.6. Os bits de informação a serem transmitidos são codificados e entrelaçados. A palavra código entrelaçada é mapeada em símbolos de uma determinada modulação pelo modulador. Esses símbolos são então entregues para as M_T antenas transmissoras. Os

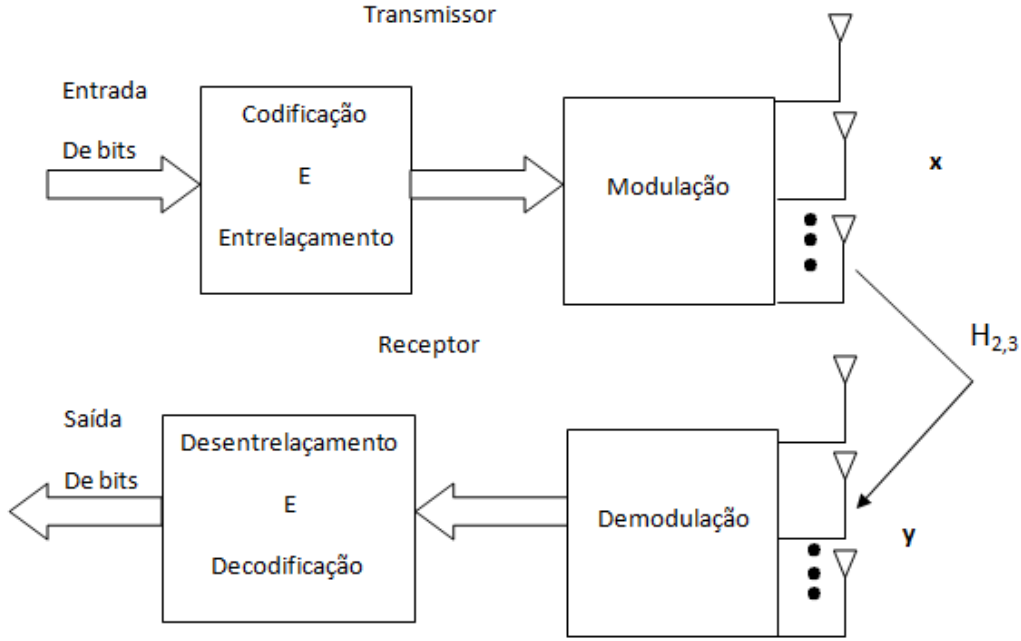


FIG. 2.6: Diagrama em blocos de um sistema mimo básico com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras.

símbolos recebidos pelas antenas se propagam por meio de um canal e chegam no arranjo de antenas receptoras. O receptor coleta os sinais na saída de cada antenna receptora e realiza operações reversas às da transmissão com o intuito de decodificar os dados.

Em um sistema com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras, considerando canal de Rayleigh, o canal MIMO é dado por uma matriz $M_R \times M_T$,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \cdots & H_{1,M_T} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \cdots & H_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M_R,1} & H_{M_R,2} & \cdots & H_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

em que $H_{m,n}$ representa o ganho do canal de um sistema SISO que utiliza o par de antenas composto pela m -ésima antenna receptora e a n -ésima antenna transmissora.

O sinal recebido pelo conjunto de antenas receptoras é dado por

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}; \quad (2.28)$$

onde \mathbf{y} é o vetor do sinal recebido, de dimensão $M_R \times 1$, \mathbf{x} é o vetor do sinal transmitido, \mathbf{n} é o ruído Gaussiano aditivo branco complexo cuja matriz de covariância é dada por

$\frac{N_0}{2} \mathbf{I}_{M_R}$, sendo \mathbf{I}_{M_R} a matriz identidade $M_R \times M_R$.

Dentre os benefícios da tecnologia MIMO que auxiliam na obtenção de ganho de desempenho destacam-se o ganho de arranjo, o ganho de diversidade espacial, o ganho de multiplexação espacial e a redução na interferência. Esses ganhos são descritos de forma sucinta a seguir (BIGLIERI, 2007).

Ganho de arranjo é o aumento na RSR recebida que resulta de um efeito de combinação coerente dos sinais no receptor. A combinação coerente pode ser realizada através do processamento espacial no arranjo de antenas de recepção e/ou por um pré-processamento espacial no arranjo de antenas de transmissão. O ganho de arranjo melhora a resistência ao ruído e assim melhora a cobertura e a extensão da rede sem fio.

Os sistemas MIMO oferecem um aumento linear na taxa de dados por meio da multiplexação espacial, isto é, transmitindo múltiplos fluxos de dados independentes dentro da largura de banda de operação. Sob condições adequadas do canal, como forte espalhamento no ambiente, o receptor consegue separar os fluxos de dados. Além disso, cada fluxo de dados experimenta pelo menos a mesma qualidade de canal que seria experimentada por um sistema SISO, efetivamente aumentando a capacidade por um fator multiplicativo igual ao número de fluxos. Em geral o número de fluxos de dados que podem ser suportados de forma confiável por um canal MIMO equivale ao mínimo entre o número de antenas transmissoras e receptoras, isto é $\min\{M_T, M_R\}$. O ganho de multiplexação espacial aumenta a capacidade das redes sem fio.

A interferência em redes sem fio resulta do compartilhamento dos recursos no tempo e na frequência por múltiplos usuários. A interferência pode ser suavizada em sistemas MIMO pela exploração da dimensão espacial para aumentar a separação entre usuários. Na presença de interferência, o ganho de arranjo aumenta a tolerância ao ruído, assim como a potência da interferência e, conseqüentemente, aumentando a razão sinal-ruído+interferência (SINR). Em adição, a dimensão espacial pode ser utilizada com o objetivo de evitar a interferência, isto é, direcionando a energia do sinal diretamente ao usuário pretendido e minimizando a interferência de outros usuários. A redução na interferência aumenta a cobertura e a extensão das redes sem fio.

O ganho de diversidade espacial minimiza o desvanecimento e é realizado provendo o receptor com múltiplas cópias no espaço, frequência ou tempo do sinal transmitido. Com o aumento do número de cópias independentes (o número de cópias é geralmente conhecido como ordem de diversidade), a probabilidade de pelo menos uma das cópias não experimentar profundo desvanecimento aumenta e assim aumenta a qualidade e a confi-

abilidade da recepção. Um canal MIMO com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras oferece um potencial de $M_T M_R$ enlaces com desvanecimento independentes e conseqüentemente uma ordem de diversidade espacial de $M_T M_R$.

Em geral não é possível explorar simultaneamente todos os benefícios descritos anteriormente devido às demandas conflitantes no grau de liberdade espacial. No entanto, o uso de algumas combinações dos benefícios em uma rede sem fio resulta em aumento na capacidade, cobertura e confiabilidade. Neste trabalho, os benefícios explorados são o da diversidade espacial e o ganho de arranjo.

Conforme mostrado anteriormente, o desvanecimento Rayleigh introduz grande perda no desempenho das modulações em canais sem fio. Uma das técnicas mais satisfatórias para reduzir os efeitos do desvanecimento é a utilização da diversidade de percurso de sinais com desvanecimentos independentes. Essa técnica se vale do fato de que percursos de sinais independentes possuem baixa probabilidade de apresentarem profundos desvanecimentos simultaneamente. A ideia, portanto, é enviar a mesma informação por percursos com desvanecimentos independentes, os quais são combinados no receptor de modo que o desvanecimento do sinal resultante é reduzido.

Um exemplo interessante seria considerar um sistema com duas antenas transmissoras e duas receptoras com desvanecimentos independentes. Se as antenas estão suficientemente afastadas, é improvável que ambas estejam em profundo desvanecimento ao mesmo tempo. Ao selecionar a antena com o sinal mais forte, por exemplo, método chamado combinação por seleção (*Selection Combining*), obtém-se um sinal melhor do que se apenas houvesse uma antena.

As técnicas de diversidade que buscam reduzir o efeito do multipercurso são chamadas microdiversidade e são estudadas no presente trabalho. Já a diversidade utilizada para reduzir os efeitos do sombreamento é chamada de macrodiversidade. A macrodiversidade pode ser implementada pela combinação de sinais recebidos de diversas estações base ou pontos de acesso. Essa coordenação é implementada como parte dos protocolos de rede em redes sem fio. A macrodiversidade não é objeto de estudo deste trabalho.

Existem várias formas de obter percursos de desvanecimentos independentes em sistemas sem fio. Um método é utilizar múltiplas antenas no transmissor ou no receptor (arranjo de antenas), onde os elementos do arranjo estão separados em distância. Este tipo de diversidade é chamado de diversidade espacial. O uso de diversidade espacial no receptor é realizado sem aumento na potência do sinal transmitido ou na largura de banda. No entanto, a combinação coerente dos diversos sinais leva a um aumento na

RSR no receptor em relação à RSR que seria obtida com apenas uma antena receptora. Inversamente, para obter percursos independentes pela diversidade espacial no transmissor, a potência de transmissão deve ser dividida entre as múltiplas antenas. Assim, com a combinação coerente dos sinais transmitidos, a RSR recebida é a mesma do caso em que há apenas uma antena transmissora. Além disso, a diversidade espacial também requer que a separação entre as antenas seja tal que as amplitudes dos desvanecimentos correspondentes a cada antena sejam aproximadamente independentes.

Na diversidade de transmissão são utilizadas múltiplas antenas transmissoras com a potência de transmissão dividida entre elas. O projeto de diversidade na transmissão depende do fato de os ganhos dos canais serem conhecidos no transmissor ou não. Quando esses ganhos são conhecidos, o sistema é bem similar à diversidade de recepção. No entanto, sem esse conhecimento é necessária a combinação de diversidade temporal e espacial com a utilização, por exemplo, de uma técnica chamada esquema Alamouti. Neste trabalho essa técnica não será utilizada, em vez disso será empregado um canal de retorno através do qual será enviada uma sequência binária referente à antena a ser utilizada no próximo bloco de dados.

Na diversidade no receptor os percursos de desvanecimentos independentes associados às múltiplas antenas receptoras são combinadas para obter o sinal resultante que é então passado por um demodulador convencional. A combinação pode ser feita de várias formas que variam em complexidade e desempenho. Muitas técnicas de combinação são lineares: a saída do combinador é uma soma ponderada dos diferentes percursos de desvanecimento ou ramos, como pode ser visto na Fig. 2.7 para diversidade de M_R ramos. A combinação de mais de um ramo de sinal requer *co-phasing*, onde a fase θ_i do i -ésimo ramo é removida pela multiplicação por $\alpha_i = a_i e^{-j\theta_i}$, sendo a_i um número real. A remoção de fase requer detecção coerente de cada ramo para determinar sua fase. Sem o *co-phasing* os sinais nos ramos não podem ser adicionados coerentemente no combinador e a saída resultante pode ainda exibir significativo desvanecimento devido às adições construtivas e destrutivas dos sinais em todos os ramos. As principais técnicas utilizadas são *Selection Combining* (SC), *Equal Gain Combining* (EGC) e *Maximal Ratio Combining* (MRC).

No método SC é utilizado o percurso com a RSR mais elevada, enquanto que os restantes $M_R - 1$ percursos são ignorados. Como apenas um ramo é utilizado de cada vez, SC requer apenas um receptor que é selecionado dentre os ramos ativos. No entanto, um receptor dedicado para cada ramo pode ser necessário em sistemas que transmitem continuamente com o intuito de monitorar simultaneamente e continuamente a RSR em

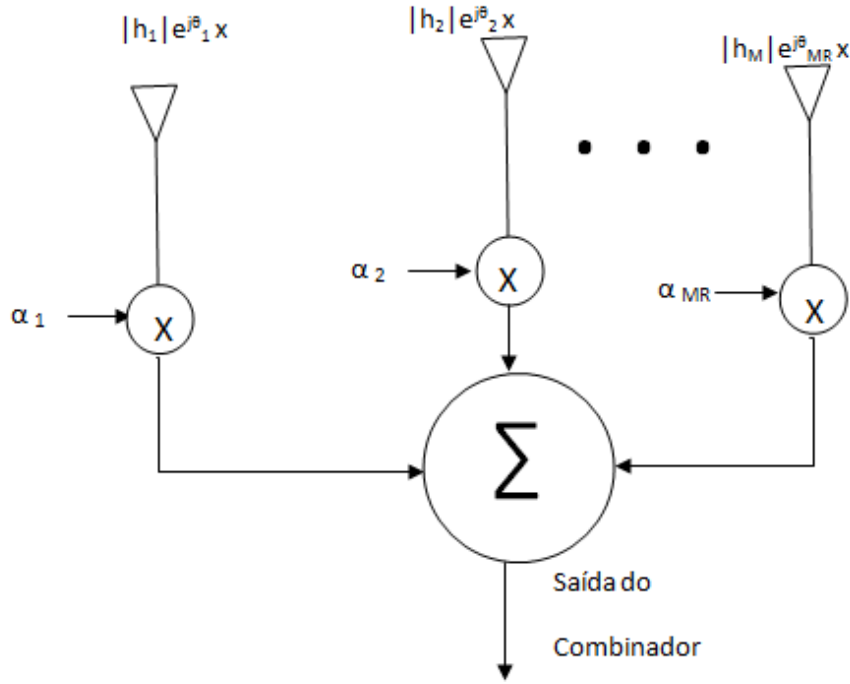


FIG. 2.7: Combinador linear de um sistema mimo com M_R antenas receptoras.

cada ramo. Com esta técnica, a saída do combinador apresenta RSR igual à máxima RSR dentre todos os ramos. Como apenas um ramo é utilizado, não se requer *co-phasing* de múltiplos ramos, logo a técnica pode ser utilizada tanto com modulações coerentes quanto diferenciais. A RSR é, portanto, dada por

$$\gamma_{\Sigma} = \max_i \gamma_i; \quad (2.29)$$

A RSR média na saída do combinador para canais com desvanecimento Rayleigh todos estatisticamente independentes é dado por (GOLDSMITH, 2005)

$$\bar{\gamma}_{\Sigma} = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{M_R} \frac{1}{i}; \quad (2.30)$$

No método MRC a variável de decisão é obtida somando todos os M_R percursos disponibilizados pelo esquema de diversidade, afetados por uma ponderação relativa ao desvanecimento provocado pelo canal no caminho i e após alinhamento de fase entre percursos, $\alpha_i = a_i e^{-j\theta_i}$. Consiste na forma ótima de combinar M_R percursos disponíveis num esquema de diversidade, permitindo obter um sinal com maior RSR. Exige, no entanto, o conhecimento da resposta impulsiva do canal associada a cada percurso, de

modo a poder compensá-lo convenientemente. MRC utiliza valores de ponderação que maximizam a RSR na saída do combinador ($a_i = |h_i|$), ou seja, é a técnica ótima em termos de maximização da RSR. A RSR na saída do combinador, assumindo que a densidade espectral de potência do ruído vale N_0 em todos os ramos e que foram utilizados os valores ótimos para a ponderação, é dada por

$$\gamma_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{M_R} \gamma_i; \quad (2.31)$$

No método EGC a variável de decisão é obtida considerando todos os M_R caminhos disponíveis no esquema de diversidade e procedendo à sua combinação após alinhamento de fase. Este método propicia bons resultados e é mais simples de implementar do que o método ótimo (MRC). Esta técnica realiza *co-phasing* dos sinais em cada ramo e estes sinais são combinados com igual ponderação, $\alpha_i = e^{-j\theta_i}$. A RSR na saída do combinador, assumindo que a densidade espectral de potência do ruído vale N_0 em todos os ramos, é dada por

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{1}{N_0 M_R} \left(\sum_{i=1}^{M_R} |h_i| \right)^2; \quad (2.32)$$

Cabe ressaltar que em receptores com constelações cuja energia dos símbolos é desigual, como modulações M-QAM, é necessária a estimação da amplitude do ganho instantâneo do canal em cada ramo, o que elimina a vantagem do uso do EGC para estas modulações.

O desempenho das técnicas SC, EGC e MRC foi avaliado via simulação computacional de Monte Carlo. Foram utilizadas a modulação 64-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras. Nesta simulação não foi utilizado canal de retorno e o mesmo símbolo é enviado por todas as antenas transmissoras. O resultado é apresentado na FIG. 2.8. Na figura observa-se que o uso de múltiplas antenas transmissoras e receptoras propicia um ganho substancial no desempenho do sistema quando comparado ao sistema convencional, com uma antena transmissora e uma antena receptora (SISO). Ainda de acordo com o gráfico, a técnica MRC apresenta melhor desempenho, seguido pelo EGC e por último o SC, resultado que já era esperado (GOLDSMITH, 2005). Neste trabalho escolheu-se a técnica MRC para ser utilizada nas simulações apresentadas no Capítulo 4.

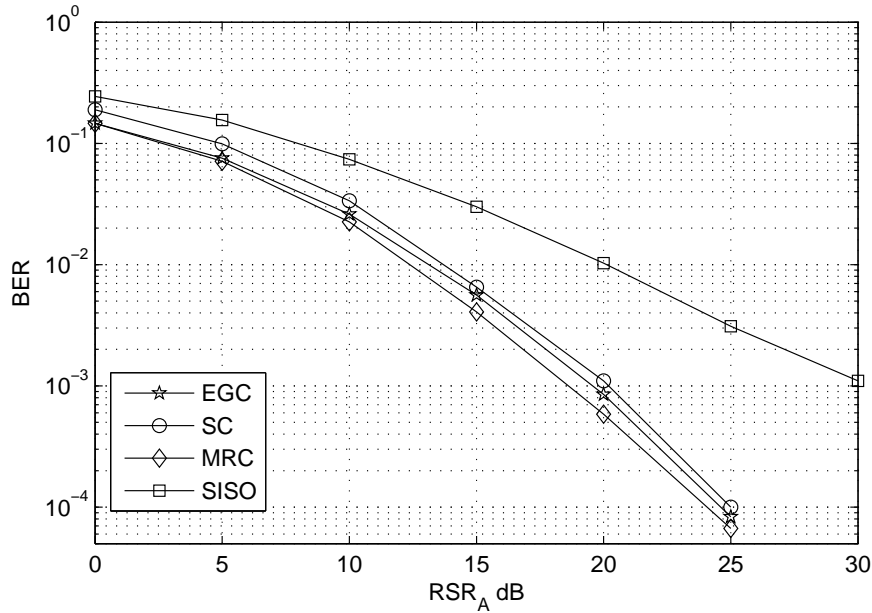


FIG. 2.8: Taxa de erro de bit em função da RSR_A para as técnicas de diversidade EGC, SC e MRC em sistemas MIMO com 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras e sem adaptação da antena transmissora. Mostra-se também o desempenho de um sistema convencional (SISO). Em todos os casos é utilizada a modulação 64-QAM.

2.3.3 SISTEMAS MIMO COM ADAPTAÇÃO DE ANTENA TRANSMISSORA

A multiplicidade de antenas na transmissão, quando associada a alguma técnica de escolha da antena mais apropriada ou à divisão ponderada da potência de transmissão entre as antenas de acordo com a qualidade dos canais pode melhorar ainda mais o desempenho de sistemas sem fio. Uma das formas utilizadas para escolha da melhor antena transmissora é a utilização de um canal de retorno para envio ao transmissor da informação sobre as condições dos canais avante ou do melhor desses canais. Caso o canal de retorno seja considerado ideal, o transmissor sempre utiliza a antena definida pelo receptor como a mais apropriada.

A FIG. 2.9 apresenta curvas de BER em função da RSR_A para os seguintes casos: sistemas SISO, sistemas MIMO com a potência de transmissão dividida igualmente entre todas as antenas, aqui denominado de MIMO - Fixo, e sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora. Neste caso, admite-se que o canal de retorno não introduz atraso ou erro. Cada antena transmissora é mapeada para uma sequência de símbolos BPSK \mathbf{u}_k e a sequência relativa à melhor antena é transmitida pelo canal de retorno ao transmissor que a utilizará na transmissão do próximo bloco de dados.

São utilizadas 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras, a técnica MRC e a

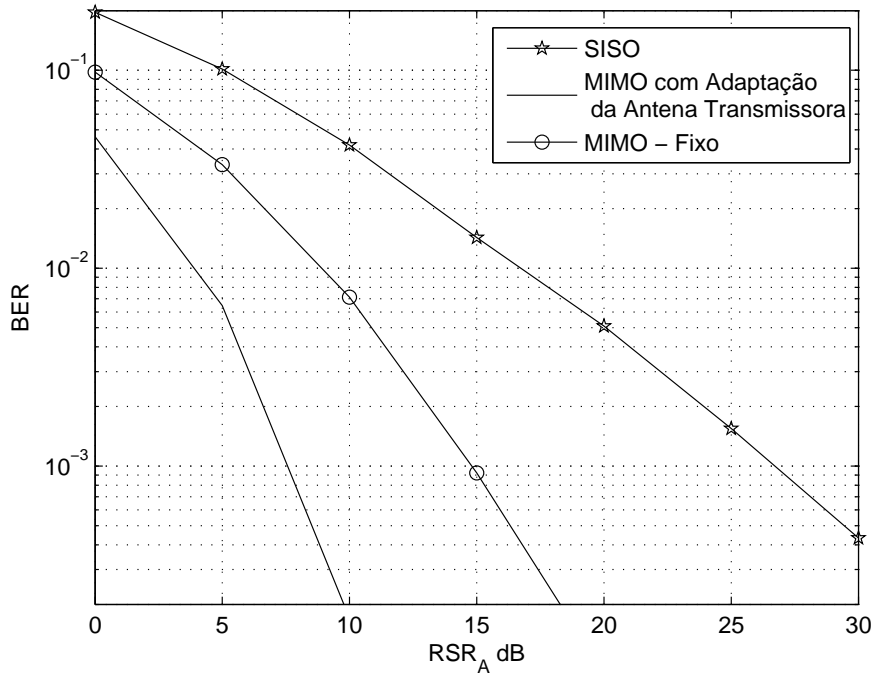


FIG. 2.9: Taxa de erro de bits em função da RSR_A nas condições: modulação 16-QAM, 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras, canal de retorno ideal.

modulação 16-QAM. É possível perceber que o uso de sistemas MIMO diminui consideravelmente a BER do sistema. Na $RSR_A = 10$ dB, por exemplo, $BER = 4 \times 10^{-2}$ para sistemas SISO, $BER = 7 \times 10^{-3}$ em sistemas MIMO sem adaptação da antena transmissora (MIMO - Fixo) e $BER = 2 \times 10^{-4}$ para sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora.

2.3.4 SISTEMAS MIMO COM ADAPTAÇÃO DE ANTENA E DE MODULAÇÃO

Além da adaptação da antena transmissora, com o intuito de obter baixas taxas de erro de bit e altos valores de EE, é realizada também adaptação da modulação a ser utilizada no próximo bloco de dados. Nesses sistemas são enviadas pelo canal de retorno as informações da melhor antena transmissora e da modulação a ser utilizada no próximo bloco de dados.

Em sistemas em que se combinam a adaptação da antena transmissora e da modulação, os símbolos enviados pelo canal de retorno ao transmissor relativos à escolha da modulação são detectados pelo transceptor no lado de transmissão e separados dos símbolos relativos à escolha da antena transmissora. Assim, no próximo bloco de dados o sistema transmitirá pela antena decidida utilizando a modulação escolhida.

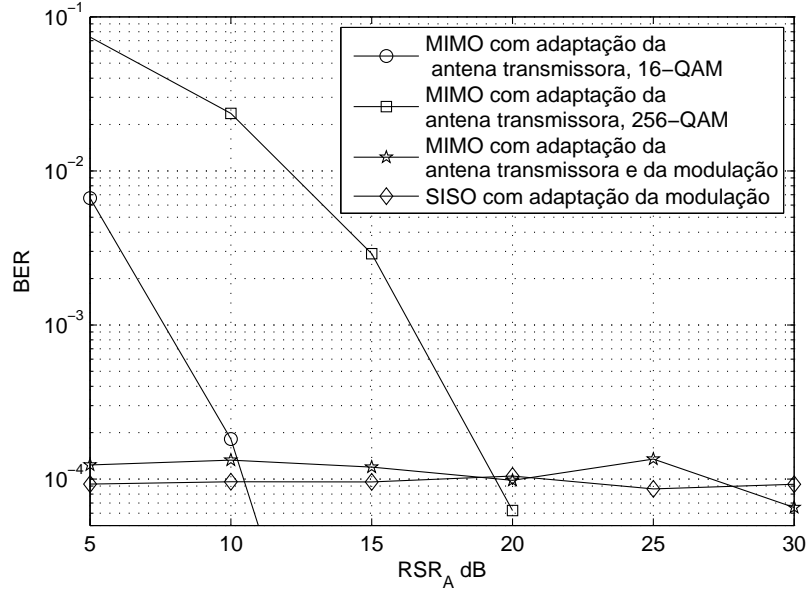


FIG. 2.10: Taxa de erro de bits em função da RSR_A nas condições: 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras, canal de retorno ideal, $PEM = 10^{-4}$.

A FIG. 2.10 apresenta curvas de BER em função da RSR_A e a FIG. 2.11 apresenta curvas de EE em função da RSR_A para os seguintes casos: sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora (utilizando uma estratégia de modulação adaptativa composta pelas modulações: BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir), sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora utilizando as modulações 16-QAM e 256-QAM e sistemas SISO que empregam modulação adaptativa utilizando a estratégia de modulação citada. Aqui também se admite que o canal de retorno não introduz atraso e erro e que é estatisticamente independente do canal avante. Cada antena transmissora e cada modulação é mapeada para uma sequência de símbolos BPSK e a sequência relativa à melhor antena e à modulação adequada compõem $\mathbf{u}_{k'}$, que é transmitida pelo canal de retorno ao transmissor, o qual decidirá pela antena e pela modulação a serem utilizadas na transmissão do próximo bloco de dados. Cabe mencionar que neste caso são utilizados os mesmos limiares de adaptação (λ_i) obtidos para sistemas SISO.

São utilizadas 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras com a técnica MRC e $PEM = 10^{-4}$. É possível observar na FIG. 2.10 que o uso de sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação permite que sejam cumpridas as exigências de PEM do sistema, da mesma forma que em sistemas SISO que empregam modulação adaptativa, o que não ocorre quando se utiliza sistemas MIMO com modulação fixa e adaptação apenas da antena de transmissão. Em sistemas MIMO com modulação 16-

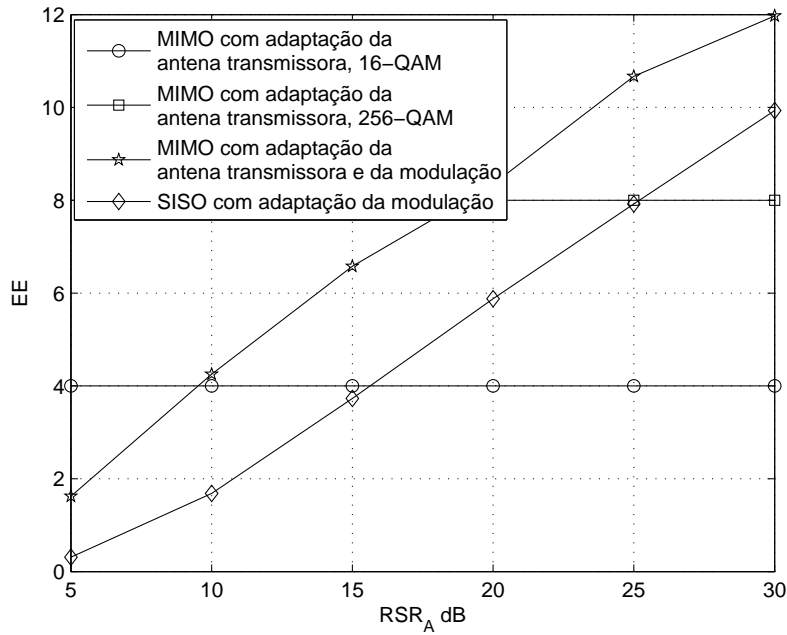


FIG. 2.11: Eficiência Espectral em função da RSR_A nas condições: 4 antenas transmissoras, 2 antenas receptoras, canal de retorno ideal, $PEM = 10^{-4}$.

QAM a BER só atinge valores abaixo de 10^{-4} nas $RSR_A > 11$ dB e com $RSR_A > 19$ dB em sistemas MIMO com modulação 256-QAM. Já em relação à EE, pode-se observar na FIG. 2.11 que os sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora proporcionam um ganho médio de 6 dB quando comparado aos sistemas SISO com adaptação da modulação. Na $RSR_A = 14$ dB, por exemplo, $EE = 6$ bits/s/Hz para sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação, enquanto que esse valor de EE só é atingido pelos sistemas SISO com modulação adaptativa na $RSR_A = 20$ dB. Já os sistemas com as modulações fixas 16-QAM e 64-QAM apresentam desempenhos inferiores em termos de EE em relação ao sistema MIMO com adaptação da modulação para valores de RSR_A superiores, respectivamente, a 10 dB e 18 dB. Em suma, ocorre um ganho efetivo de mais de 2 bits/s/Hz na EE entre sistemas MIMO com escolha da antena e modulação adaptativa e sistema SISO adaptativo.

O sistema MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação apresenta, portanto, desempenho superior ao sistema SISO em toda faixa de RSR_A considerada. Além disso, apresenta EE superior a dos sistemas com modulação fixa simulados nas faixas de RSR_A em que esses sistemas não violam a PEM do sistema.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou, de forma sumária, os princípios e características de desempenho de técnicas de transmissão adaptativa que são alvo de investigação neste trabalho: estratégias de modulação adaptativa e os sistemas MIMO. Foram apresentados sistemas em que a antena transmissora é escolhida, em que não há escolha, em que é empregada modulação adaptativa e em que a modulação é fixa.

Além disso, foram apresentadas também neste capítulo curvas de desempenho dos sistemas supracitados considerando canal de retorno ideal.

3 AVALIAÇÃO DE TÉCNICAS DE COMBATE AOS ERROS DO CANAL DE RETORNO

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata da avaliação de desempenho de sistemas de comunicação que empregam modulação adaptativa e cujos canais avante e de retorno são caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano. Atenção especial é dedicada à análise e ao combate aos efeitos provocados pelos erros no canal de retorno.

Tais erros podem causar o surgimento de uma faixa de RSR média no canal avante em que não é atendido o requisito de PEM. Nessa região, que é conhecida como região de inviabilidade, o sistema de modulação adaptativa não consegue atender aos requisitos de probabilidade de erro de bit máxima. Neste capítulo avalia-se o desempenho de duas técnicas propostas na literatura para combater esses distúrbios (EKPENYONG, 2006), porém aqui se adota uma modelagem do canal de retorno diferente da considerada naqueles trabalhos, e que permite estabelecer cenários nos quais o emprego dessas técnicas propicia bons resultados, bem como relacionar os valores dos parâmetros nelas adotadas com os dos tipicamente encontrados em um sistema de comunicação em canais com desvanecimento. Uma segunda contribuição da abordagem aqui adotada é considerar na avaliação de desempenho dessas técnicas o erro de estimação do canal de retorno.

Os trabalhos (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007) modelam o canal de retorno como Canal Binário Simétrico (BSC - do inglês *Binary Symmetric Channel*). Nesses trabalhos é mostrado que o desempenho do sistema de modulação adaptativa é sensivelmente degradado pelos erros em tal canal, fazendo surgir a região de inviabilidade.

Também em (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007) são propostos dois métodos para reduzir o impacto do erro do canal de retorno no desempenho da técnica de modulação adaptativa. O primeiro baseia-se no emprego de um detector Bayesiano no decisor do canal de retorno que penaliza com maior intensidade erros que tendem a criar a região de inviabilidade, o segundo admite que o canal avante varia lentamente e se utiliza dessa variação lenta para impor restrições no modelo que descreve a evolução entre blocos de dados vizinhos. Tais técnicas são aqui apresentadas e avaliadas por simulação computacional de Monte Carlo.

No trabalho (GALDINO, 2008) também é abordado o problema de erro do canal

de retorno em técnicas de modulação adaptativa, porém nele esse canal é modelado pelo efeito de desvanecimento plano, cuja dinâmica temporal é modelada por um processo ESA com espectro de Jakes. Além disso, no referido artigo, inclui-se os erros de estimação do canal de retorno na função custo empregada na otimização dos limiares λ_i . Essas considerações do modelo permitem vincular a região de inviabilidade a parâmetros típicos de sistemas de transmissão, tais como, o máximo espalhamento Doppler, o tamanho do bloco de dados, a RSR do canal de retorno, sendo mostrado lá que o aumento de um dos dois primeiros parâmetros e a diminuição do último amplia a região de inviabilidade. No entanto, no referido trabalho nenhuma técnica de combate a erros do canal de retorno é avaliada.

Neste capítulo avalia-se o desempenho das estratégias de combate a erros do canal de retorno apresentadas em (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007), porém considerando a modelagem de canal de retorno apresentada em (GALDINO, 2008). Essa modelagem permite avaliar com maior profundidade as características de desempenho das técnicas apresentadas por Ekpenyong nas supracitadas referências.

3.2 DETECTOR BAYESIANO

Em sistemas como o tratado no presente trabalho, quando o estado do canal é detectado erroneamente pelo transmissor, duas situações podem ocorrer. Em uma delas o erro provoca a escolha de uma modulação com mais pontos na constelação, produzindo aumento na EE mas com provável violação da PEM. Na outra, o erro provoca a escolha de uma modulação com menos pontos na constelação, o que ocasiona redução na EE, porém esse erro não provoca violação da PEM. Assim sendo, o primeiro tipo de erro tem consequências mais severas para o sistema de transmissão. Essas duas situações de erro podem ser visualizadas na FIG. 3.1 que apresenta curvas de taxa de erro de bit em função da RSR_A para as modulações 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM, e na FIG. 3.2 que apresenta curvas de EE em função da RSR_A para as mesmas modulações. Considera-se, por exemplo, uma estratégia de modulação adaptativa em que se pode optar entre as quatro modulações citadas.

Considere, por exemplo, que no k -ésimo bloco de dados a RSR_A instantânea, γ_k , é igual a 18 dB conforme indicado na FIG. 3.1. Neste caso a modulação mais apropriada, dado que $PEM = 10^{-2}$, é a 16-QAM, cuja EE=4 bits/s/Hz. Caso ocorra um erro que provoca a escolha de uma modulação com mais pontos, podem ser escolhidas as modulações 64-QAM ou 256-QAM, que para a Razão Sinal Ruído em questão provocam

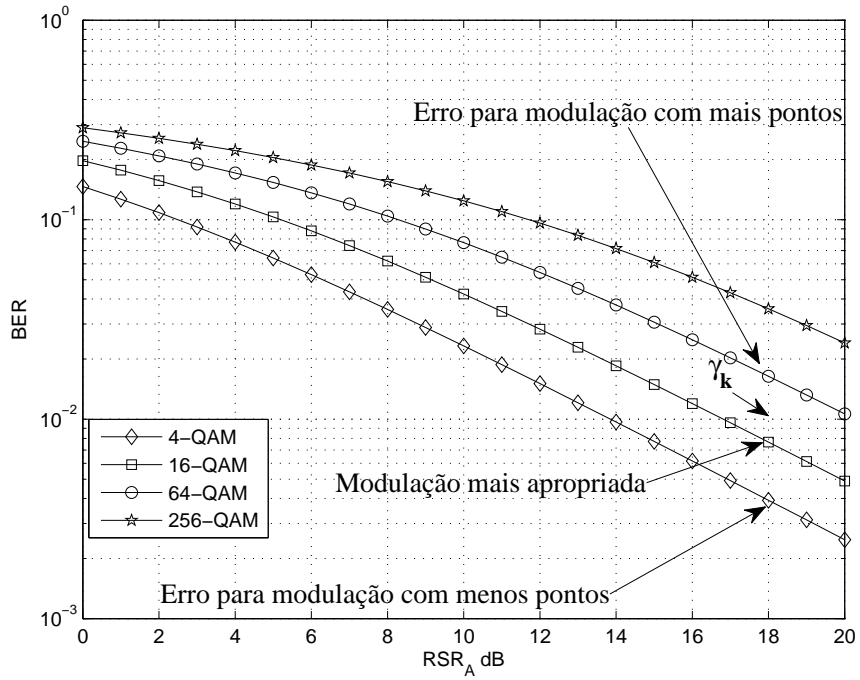


FIG. 3.1: Taxa de erro de bits em função da RSR_A dB para ilustração dos efeitos dos erros na escolha da modulação mais apropriada.

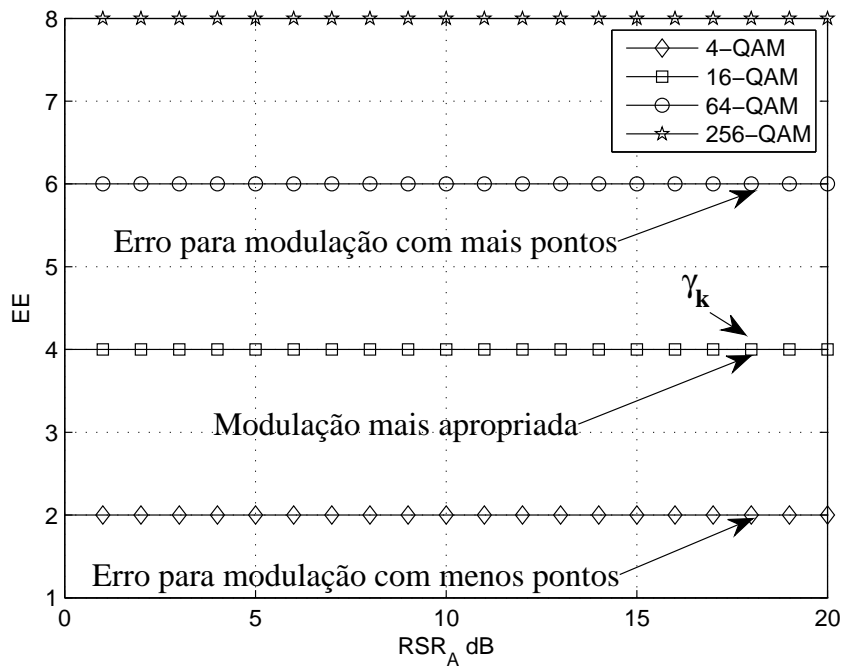


FIG. 3.2: Eficiência Espectral em função da RSR_A dB para ilustração dos efeitos dos erros na escolha da modulação mais apropriada.

violação da PEM do sistema, embora aumentem a EE para 6 bits/s/Hz no caso da modulação 64-QAM e para 8 bits/s/Hz no caso da modulação 256-QAM. Já no caso de erro que provoca a escolha de uma modulação com menos pontos na constelação, é escolhida a modulação 4-QAM, que embora represente redução na EE para 2 bits/s/Hz, não causa violação na PEM.

Outro aspecto relacionado à modulação adaptativa é que os estados do canal (S_k) não são equiprováveis, uma vez que dependem dos limiares λ_i e da própria modelagem estatística do canal de comunicação. Por exemplo, nas Tabela 3.1 e a Tabela 3.2 são mostradas as probabilidades dos estados para alguns valores de RSR média do canal avante e estratégias de modulação adaptativa.

Pode-se tomar como exemplo, na Tabela 3.1, que no k -ésimo bloco de dados a RSR_A instantânea, γ_k , é igual a 20 dB. A partir da observação da referida tabela, nota-se que o estado representado pela utilização da modulação 256-QAM é o que possui maior probabilidade (0,3997), enquanto que a probabilidade do estado que representa a modulação 4-QAM é de apenas 0,0278. Portanto, para a RSR_A e estratégias de transmissão em questão, a maior probabilidade é de que seja escolhida a modulação 256-QAM.

TAB. 3.1: Probabilidades dos estados para alguns valores de RSR_A para a estratégia composta pelas seguintes modulações: BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir.

Modulação/ RSR_A	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB	30 dB
Não Transmite	0,1843	0,0624	0,0202	0,0064	0,0020
BPSK	0,0117	0,0043	0,0014	4,5297e-4	1,4390e-4
4-QAM	0,2014	0,0813	0,0278	0,0090	0,0029
16-QAM	0,2322	0,1215	0,0451	0,0150	0,0048
64-QAM	0,3261	0,3572	0,1732	0,0629	0,0208
256-QAM	0,0443	0,3425	0,3997	0,2002	0,0736
1024-QAM	1,6551e-05	0,0290	0,1985	0,1763	0,0778
4096-QAM	3,9424e-07	0,0017	0,1340	0,5297	0,8179

TAB. 3.2: Probabilidades dos estados para alguns valores de RSR_A para a estratégia composta pelas seguintes modulações: 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM.

Modulação/ RSR_A	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB	30 dB
4-QAM	0,3974	0,1480	0,0494	0,0159	0,0051
16-QAM	0,2322	0,1215	0,0451	0,0150	0,0048
64-QAM	0,3261	0,3572	0,1732	0,0629	0,0208
256-QAM	0,0443	0,3733	0,7323	0,9062	0,9693

O fato de que um tipo de erro tem consequência mais severa para o sistema do que

outro, aliado ao fato de que os estados do canal não são equiprováveis, torna apropriado o uso da técnica de detecção Bayesiana para amenizar os efeitos provocados pelos erros no canal de retorno.

Para a modelagem apresentada na Eq. 2.12, e admitindo-se o conhecimento do canal de retorno pode-se mostrar que a regra de detecção advinda do emprego do critério Bayesiano (TREES, 1968) é dada por

$$\hat{H} = \min_i \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} C_{ij} \cdot p(\mathbf{y}_{k'}^R | H_j) \cdot \pi_j, \quad 0 \leq i \leq N-1 \right\}. \quad (3.1)$$

em que \hat{H} é a hipótese mais provável, C_{ij} é o custo associado à escolha da hipótese H_i dado que a hipótese correta é H_j , H_j é a hipótese associada à escolha da modulação M_j , $p(\mathbf{y}_{k'}^R | H_j)$ é a função densidade de probabilidade da observação $\mathbf{y}_{k'}^R$ dado que a hipótese correta é H_j (TREES, 1968), que é dada por

$$p(\mathbf{y}_{k'}^R | H_j) = \frac{1}{(\pi N_0^R)^{L/2}} \cdot \exp \left\{ \frac{-1}{N_0^R} \|\mathbf{y}_{k'}^R - h_{k'}^R \mathbf{u}_{k'}\|^2 \right\}; \quad (3.2)$$

Na Eq. 3.2 a constante que multiplica a exponencial pode ser desconsiderada na avaliação de \hat{H} , tendo em vista que tal termo independe da hipótese.

Em razão das discussões apresentadas previamente no que concerne aos efeitos dos erros do canal de retorno no desempenho da técnica de modulação adaptativa, é desejável que os custos presentes na Eq. 3.1 atendam às seguintes condições: $C_{jj} = 0$ para qualquer j , $C_{ij} > C_{ji}$ e $C_{ji} > C_{kj}$ para $i > k > j$. Foi proposta em (EKPENYONG, 2006) a seguinte regra para definir os valores dos custos:

$$C_{ij} = i - j, \quad C_{ji} = \beta C_{ij}, \quad i > j; \quad (3.3)$$

sendo β um número real pertencente ao intervalo $(0, 1]$.

Com as definições apresentadas na Eq. 3.3, obtém-se o efeito desejável de se atribuir um custo maior para a escolha de uma modulação com EE maior do que a correta, visando dessa forma reduzir a região de inviabilidade.

3.3 DETECTOR BASEADO EM CADEIA DE MARKOV

Nesse método é empregado um detector ML (do inglês *Maximum Likelihood*) (TREES, 1968) para estimar a sequência BPSK \mathbf{u}_j no lado de transmissão, e o canal de retorno é modelado por um Canal Markoviano de Estados Finitos (FSMC - do inglês

Finite State Markov Channel). Cada estado corresponde a uma condição de propagação do canal, que é mapeada para uma estratégia de transmissão. A FIG. 3.3 ilustra o mapeamento do canal, de acordo com o valor do seu ganho instantâneo, para cada estado S_k . A TAB. 3.3 ilustra o mapeamento dos estados S_k para os modos de transmissão de um sistema de modulação adaptativa.

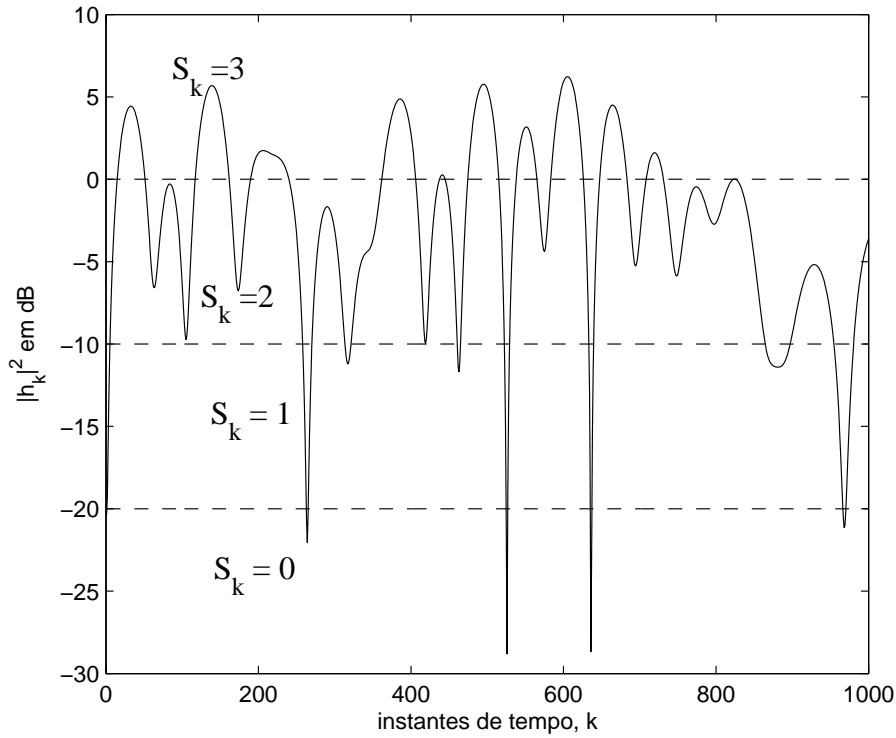


FIG. 3.3: Mapeamento da condição de propagação do canal em cada um dos estados S_k .

TAB. 3.3: Mapeamento dos estados do canal S_k em cada uma das modulações disponíveis.

S_k	\mathbf{u}_k	Modo de transmissão
0	00	4-QAM
1	01	16-QAM
2	11	64-QAM
3	10	256-QAM

É assumido que o canal avante varia lentamente, sendo admitido que no próximo bloco de dados ou ele permanece no estado do bloco anterior ou se encontra em um estado vizinho ao do bloco anterior. Caso a informação recebida não se enquadre nesse padrão, o sistema considera que houve um erro no canal de retorno e o corrige medi-

ante mapeamento do estado detectado para um dos três estados pertinentes, conforme comentado previamente. Assim sendo, assume-se que

$$P_{i,j} \triangleq Pr(S_k = i | S_{k-1} = j) = 0, \quad \text{para } |i - j| > 1; \quad (3.4)$$

na qual $P_{i,j}$ representa a probabilidade de transição de estados entre os blocos i e j .

A FIG. 3.4 ilustra o modelo markoviano utilizado na técnica para quatro estados, segundo (SADEGHI, 2008).

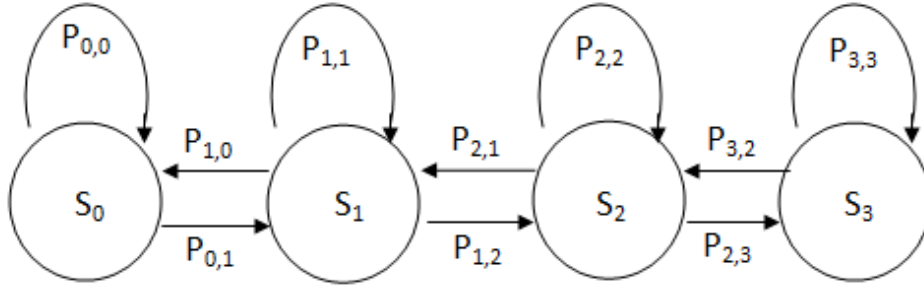


FIG. 3.4: Ilustração do modelo FSMC utilizado no detector baseado em Cadeia de Markov.

Definindo-se V_k como sendo a estimativa ML do estado do canal avante no lado de transmissão para o k -ésimo bloco de dados, e \hat{S}_{k-1} a estimativa do referido estado obtido pelo detector aqui discutido para o $(k-1)$ -ésimo bloco de dados, a estimativa \hat{S}_k é obtida da seguinte maneira:

$$\hat{S}_k = \begin{cases} \hat{S}_{k-1} + 1, & \text{se } V_k \geq \hat{S}_{k-1} + 1 \\ \hat{S}_{k-1}, & \text{se } V_k = \hat{S}_{k-1} \\ \hat{S}_{k-1} - 1, & \text{se } V_k \leq \hat{S}_{k-1} - 1 \end{cases}$$

Esse método é bastante simples, mas possui a desvantagem de poder ocorrer a propagação de erros. Se o estado detectado \hat{S}_k não for correto, no próximo instante de tempo a técnica proposta admite um conjunto de estados possíveis errôneo, baseado em \hat{S}_k , o que pode afetar as decisões subsequentes.

3.4 RESULTADOS NUMÉRICOS

Esta seção apresenta resultados numéricos obtidos pela utilização das técnicas de modulação adaptativa que empregam o detector Bayesiano e o baseado em Cadeias de Markov para combater os distúrbios provocados pelo canal de retorno, os quais são ge-

rados por meio de simulação de Monte Carlo considerando 3 estratégias de modulações: Estratégia I formada pelas modulações BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir, Estratégia II formada pelas modulações 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir e a Estratégia III formada pelas modulações 4-QAM, 64-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir. As estratégias estão esquematizadas na TAB. 3.4.

TAB. 3.4: Estratégias de modulação adaptativa utilizadas.

Estratégia	Modos de Transmissão
I	BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir
II	4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir
III	4-QAM, 64-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir

Na FIG. 3.5 é apresentado um diagrama de blocos em que são destacadas cada uma das técnicas de combate aos erros no canal de retorno avaliadas.

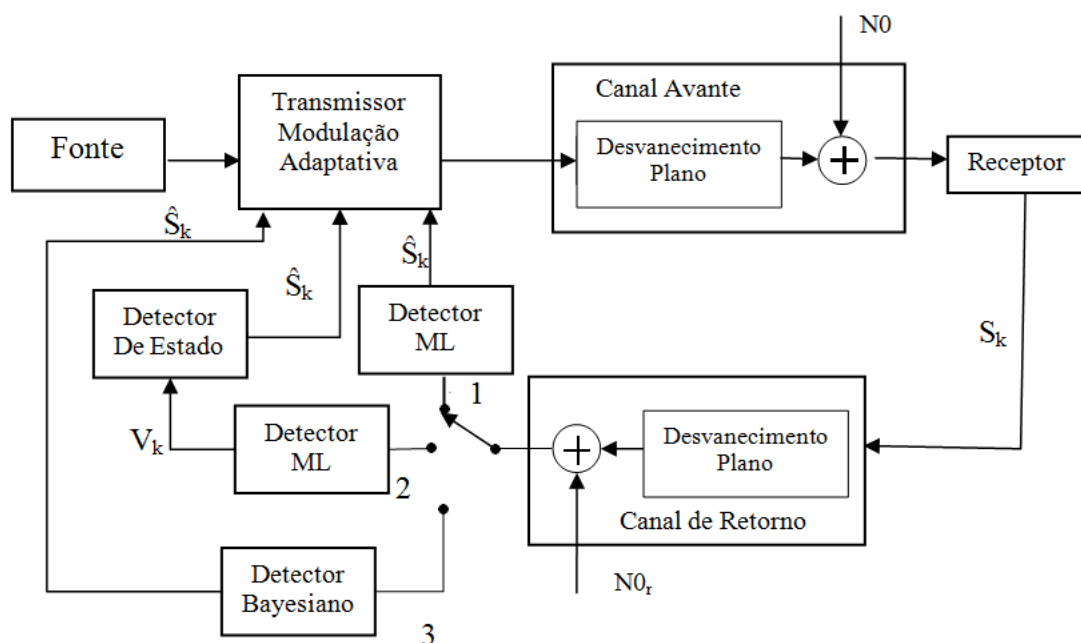


FIG. 3.5: Diagrama de blocos do sistema com destaque para as técnicas de combate aos erros do canal de retorno. 1: não há técnica; 2: Decisor baseado em Cadeia de Markov; 3: Decisor Bayesiano.

Para obter cada resultado são transmitidos 10^8 símbolos, compostos da seguinte maneira: cada bloco de dados possui 10 símbolos, para cada canal sorteado são transmitidos 100 blocos e são sorteados 10^5 canais independentes. A RSR_A é variada de 5 a

30 dB, com incrementos de 5 dB. Também são simulados vários valores dos produtos do máximo desvio Doppler do canal avante e do canal de retorno pela duração (τ) do bloco de dados ($f_{D_A}\tau$ e $f_{D_R}\tau$).

Nas legendas das figuras apresentadas ao longo deste capítulo são utilizadas as siglas CRC para canal de retorno modelado pelo efeito de desvanecimento plano e variante no tempo, porém com ganho conhecido e CRE para canal de retorno estimado. Neste caso, na Eq. 3.2 e no decisor ML, é utilizado $\hat{h}_{k'}^R$ (Eq. 2.15) em vez de $h_{k'}^R$. Ou seja, nelas não é considerada a variância do erro de estimação do canal.

A FIG. 3.6 ilustra o desempenho considerando os distúrbios do canal de retorno para as Estratégias I, II e III, $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB. Nesta figura são plotadas seis curvas, com duas curvas utilizando cada estratégia, sendo uma curva com canal de retorno ideal e uma outra para CRC. É possível observar que para cada técnica, considerando o canal de retorno ideal, cumprem-se as exigências quanto à PEM do sistema. No entanto, quando são levados em consideração os distúrbios no canal de retorno, surge uma faixa de valores de RSR_A em que não se consegue cumprir com as exigências quanto à PEM: a região de inviabilidade.

No caso da Estratégia I a região de inviabilidade se estende até valores de RSR_A superiores a 30 dB. Já para as Estratégias II e III os distúrbios se estendem até aproximadamente 29 dB e as taxas de erro de bit são inferiores às da Estratégia I. Os distúrbios são mais intensos na Estratégia I pois nesta estratégia são utilizadas modulações com mais pontos na constelação, o que gera maior quantidade de erros devido à proximidade maior entre os pontos da constelação. Além disso, há maior diferença entre o número de pontos de constelações adjacentes. Assim, os erros que levam a modulações com constelações maiores se tornam mais críticos. Por exemplo, se a modulação mais adequada for a 4-QAM e ocorrer erro na detecção desta informação, o transmissor, para a Estratégia I, pode decidir erroneamente por modulações com muitos pontos na constelação, como 1024-QAM e 4096-QAM. Na Estratégia II e na Estratégia III, o erro no máximo faz com que seja escolhida a modulação 256-QAM e como consequência apresenta taxa de erro de bit menos elevada.

3.4.1 DETECTOR BAYESIANO

Na FIG. 3.7 são apresentadas seis curvas de BER, todas obtidas para a Estratégia I de modulações, $PEM = 10^{-4}$, $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$ e $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, sendo duas dessas curvas obtidas sem o uso de técnica para redução dos erros do canal de retorno e as demais com

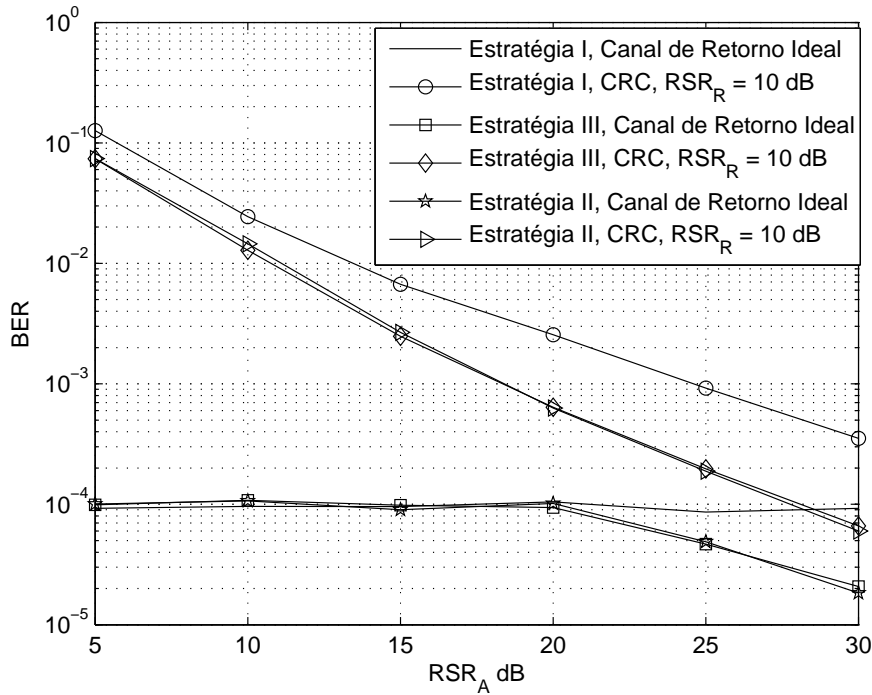


FIG. 3.6: Taxa de erro de bit das Estratégias I, II e III em função da RSR_A dB nas condições: $PEM = 10^{-4}$, CRC com $RSR_R = 10$ dB e Canal de Retorno Ideal.

o emprego do detector Bayesiano proposto em (EKPENYONG, 2006) para $\beta = 10^{-4}$, valor escolhido empiricamente. Em duas dessas curvas é considerado o erro de estimação do canal de retorno e nas outras esse canal é considerado conhecido.

Pode ser visto nesta figura que os erros no canal de retorno provocam o surgimento de uma região de inviabilidade que se intensifica à medida que os distúrbios introduzidos pelo canal de retorno se tornam mais severos. Essa região pode se estender a valores até maiores do que 30 dB no caso mais crítico, que ocorre quando a RSR_R é baixa ($RSR_R = 10$ dB), quando não há nenhuma técnica implementada e o canal de retorno é estimado.

Conforme resultados apresentados na FIG. 3.7, a utilização do detector Bayesiano reduz consideravelmente essa região, chegando até a eliminá-la quando o canal de retorno é conhecido. Em contrapartida, como pode ser visto na FIG. 3.8, o emprego dessa técnica acarreta uma redução na Eficiência Espectral, sobretudo nas condições mais severas do canal de retorno ($RSR_R = 10$ dB), aspecto que não é apontado em (EKPENYONG, 2006), (EKPENYONG, 2007). Cabe ressaltar que mesmo para o caso de canal conhecido essa degradação ocorre. Por exemplo, a EE para $RSR_A = 30$ dB e $RSR_R = 10$ dB quando não há técnica de combate aos erros no canal de retorno implementada é de

aproximadamente 9,8 bit/s/Hz. A utilização da técnica Bayesiana, nessas condições, reduziu a EE em 2 bits/s/Hz para CRC e CRE. Cabe ressaltar que para CRE há grande redução na região de inviabilidade, mas não a completa eliminação.

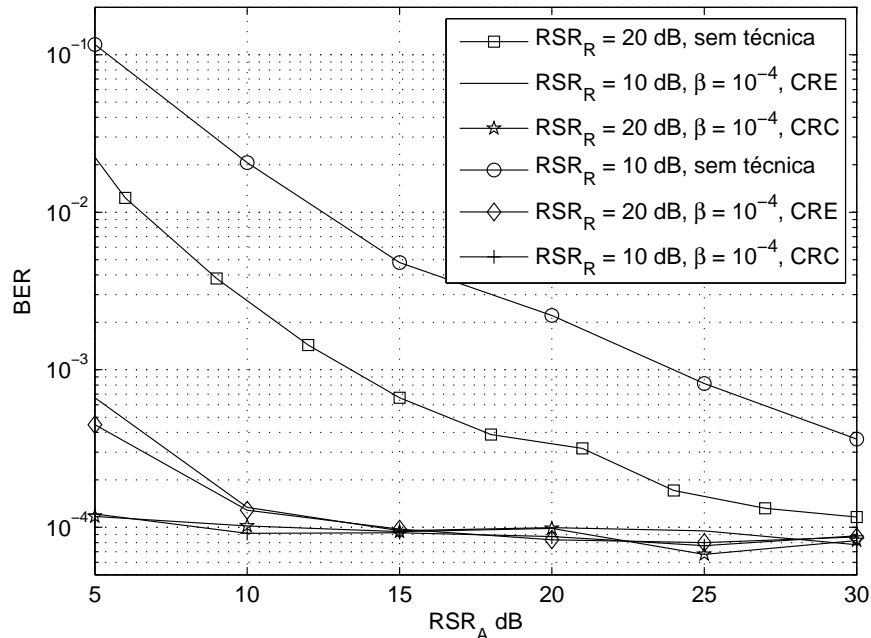


FIG. 3.7: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $\beta = 10^{-4}$.

Nas FIG.3.9 e FIG.3.10 são apresentadas, respectivamente, curvas de Taxa de erro de bit em função da RSR_A e curvas de EE em função da RSR_A dB semelhantes qualitativamente às anteriores, nas seguintes condições: $PEM = 10^{-2}$, $\beta = 10^{-1}$. Os resultados apresentados mostram que o aumento na PEM, além de diminuir a extensão da região de inviabilidade, uma vez que permite maiores taxas de erro de bit, teve a região de inviabilidade completamente eliminada, mesmo com CRE, e com um valor de β menor do que o utilizado no caso anterior. Como existe uma menor exigência quanto à taxa de erro, o sistema se torna menos conservador, diminuindo, portanto a degradação da EE quando comparada ao caso em que não há técnica implementada, fato que é comprovado pelos resultados da FIG. 3.10. Para $RSR_A = 30$ dB e $RSR_R = 10$ dB a degradação na EE é de apenas aproximadamente 0,1 bits/s/Hz.

Já as FIG. 3.11 e FIG. 3.12 apresentam curvas de Taxa de erro de bit em função da RSR_A e curvas de EE em função da RSR_A dB semelhantes qualitativamente às anteriores, nas seguintes condições: $PEM = 10^{-3}$, $\beta = 10^{-2}$. A análise da FIG. 3.11 mostra que também neste caso a região de inviabilidade foi completamente eliminada, mesmo

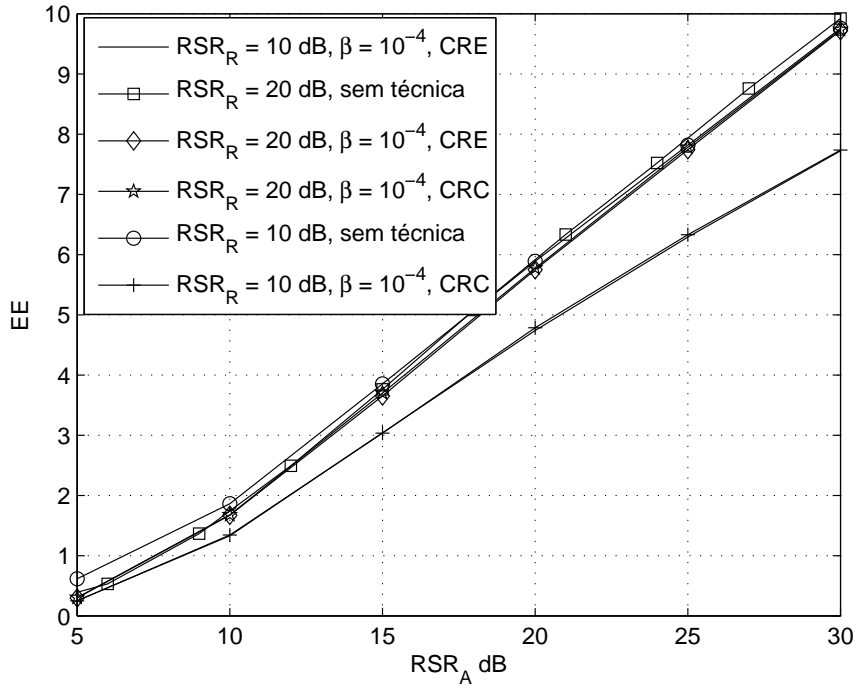


FIG. 3.8: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $\beta = 10^{-4}$.

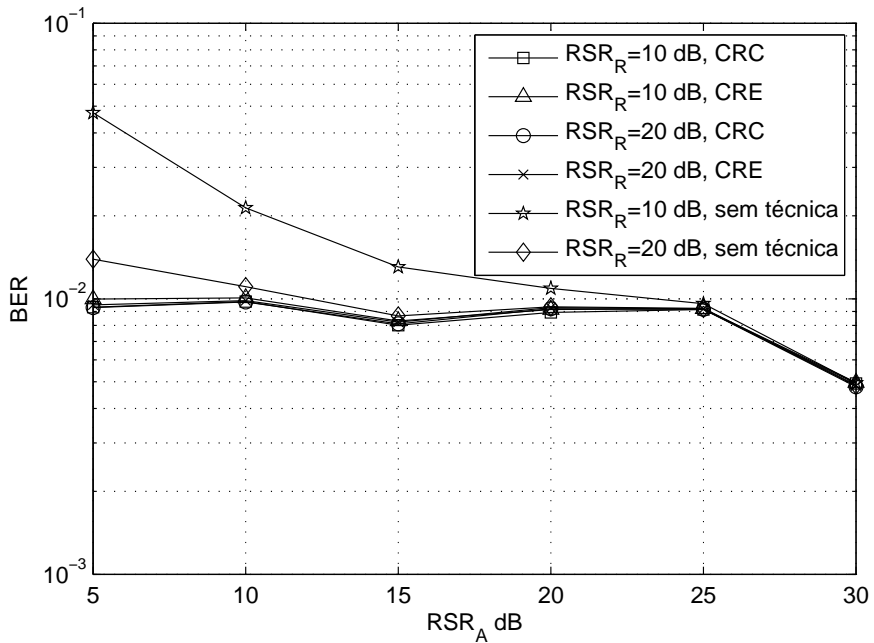


FIG. 3.9: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $\beta = 10^{-1}$.

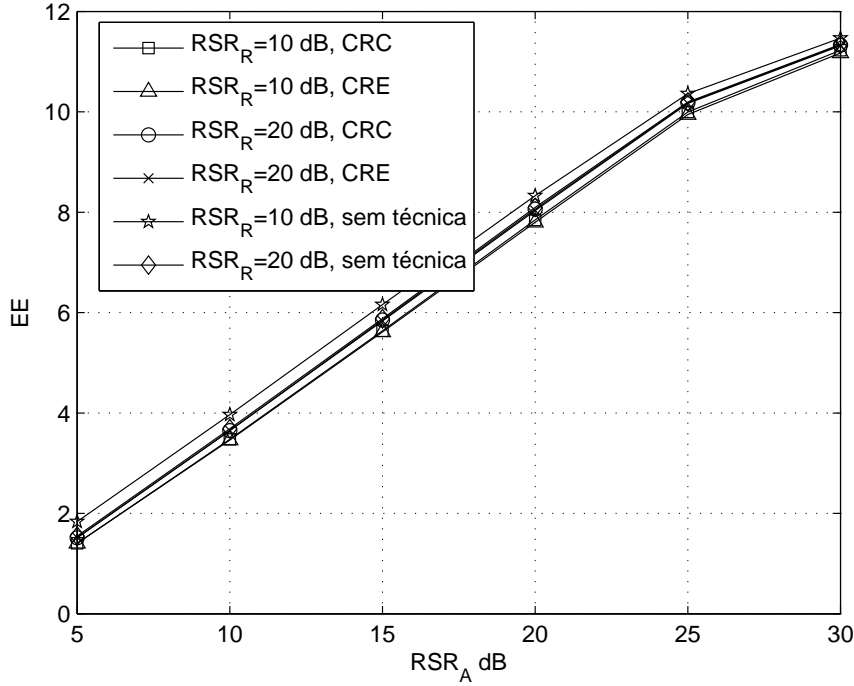


FIG. 3.10: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $\beta = 10^{-1}$.

considerando CRE. A degradação na EE, neste caso, é mais crítica do que com $PEM = 10^{-2}$, uma vez que a exigência quanto à PEM é maior. Logo, o sistema se comporta com maior conservadorismo. Para $RSR_A = 30$ dB e $RSR_R = 10$ dB a degradação na EE é de aproximadamente 0,5 bits/s/Hz.

Para investigar melhor as características de desempenho da técnica Bayesiana, avalie-se o desempenho da modulação adaptativa em função de β . Para essa simulação utilizou-se valores de RSR_A entre 5 dB e 30 dB, com incrementos de 5 dB. A RSR_R assumiu os valores de 10 dB, 20 dB e 30 dB e considerou-se tanto canal de retorno conhecido quanto estimado. Nessa simulação $f_{DA}\tau$ e $f_{DR}\tau$ são mantidos fixos em 10^{-2} e obteve-se resultados para $PEM = 10^{-4}$, $PEM = 10^{-3}$ e $PEM = 10^{-2}$.

A FIG. 3.13 mostra curvas de BER em função de β para a Estratégia I, $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_A = 20$ dB. Nela é possível observar que à medida que se reduz a RSR_R , β deve assumir valores cada vez menores para que não haja violação da PEM do sistema. Essa tendência é intensificada quando se passa a considerar o erro de estimação do canal de retorno. Por exemplo, para uma $RSR_R = 10$ dB com canal de retorno estimado, $\beta \leq 10^{-3}$ para que a região de inviabilidade seja eliminada. Ao passo que para uma $RSR_R = 30$ dB com canal de retorno conhecido, β pode assumir valores próximos de 1. Quanto mais

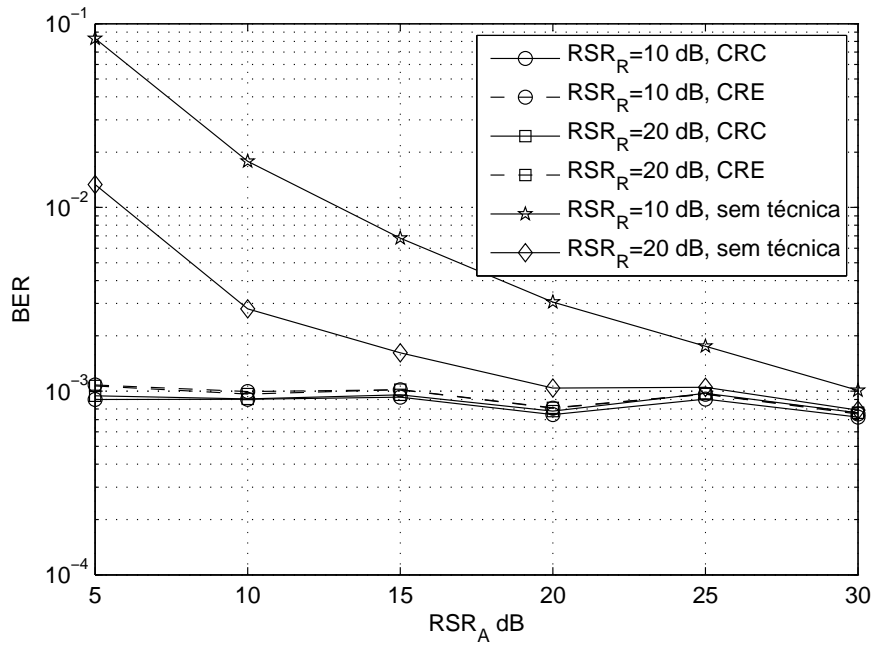


FIG. 3.11: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$ e $\beta = 10^{-2}$.

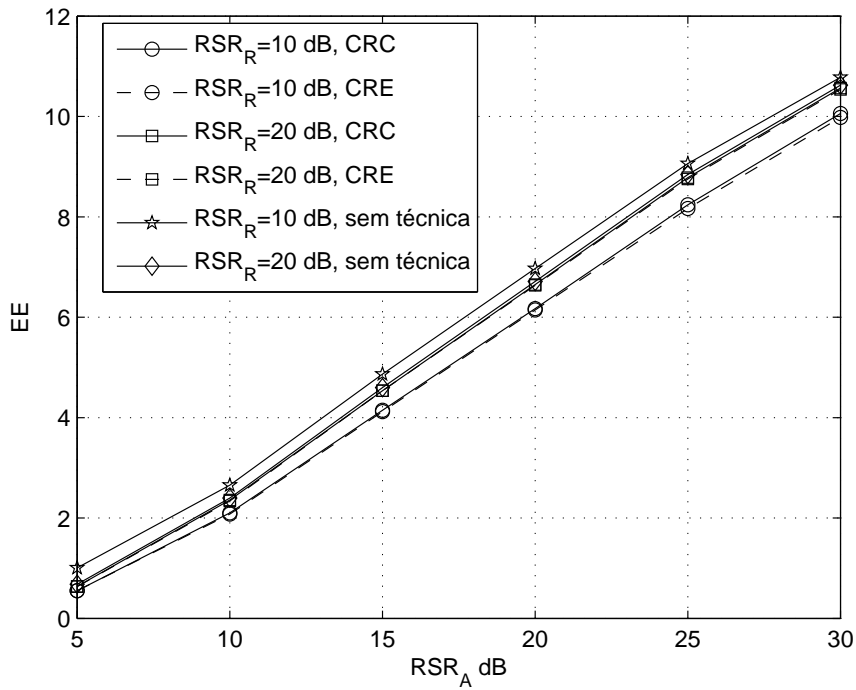


FIG. 3.12: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$ e $\beta = 10^{-2}$.

intensos os distúrbios do canal de retorno, mais conservador o sistema deve ser para que a região de inviabilidade seja reduzida ou eliminada. Logo, menor deve ser o valor de β utilizado.

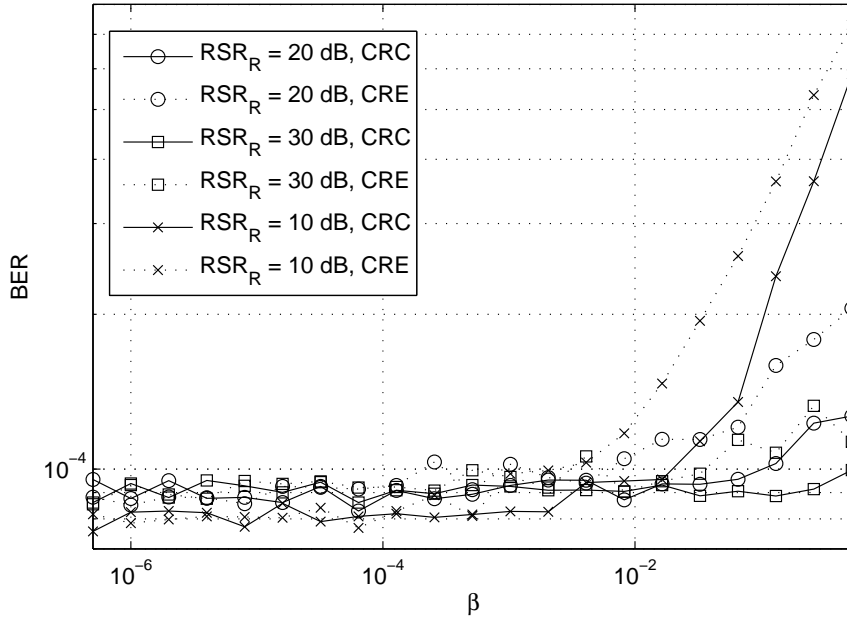


FIG. 3.13: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função de β nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $RSR_A = 20$ dB.

São encontrados resultados semelhantes qualitativamente para $RSR_A = 10$ dB na FIG. 3.14. Neste caso, β deve assumir valores ainda menores para minimizar a ocorrência de erros que resultem na escolha de modulações com mais pontos na constelação do que a modulação mais apropriada para que a região de inviabilidade seja eliminada.

Já a FIG. 3.15 apresenta curvas de Eficiência Espectral em função de β obtidas utilizando os seguintes parâmetros: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_A = 25$ dB e $RSR_R = 10$ dB. $f_{D_A}\tau$ assume os valores 10^{-3} , 10^{-2} e 5×10^{-2} , tanto para CRC quanto para CRE. A análise desses resultados indica que a redução de β provoca uma pequena degradação da EE.

Essa degradação ocorre mesmo para o caso em que se considera o canal de retorno conhecido. Cabe mencionar que para um mesmo valor de β os resultados apresentados na FIG. 3.15 indicam que a EE é insensível aos erros de estimação do canal de retorno. Porém, de acordo com os resultados apresentados na FIG. 3.13, para atender a restrição de PEM, em uma mesma condição de RSR_R , RSR_A , e espalhamento Doppler, deve-se adotar um valor de β menor quando se considera os erros de estimação do canal de retorno em relação à situação de canal de retorno conhecido. Ou seja, pode-se ajustar o valor de

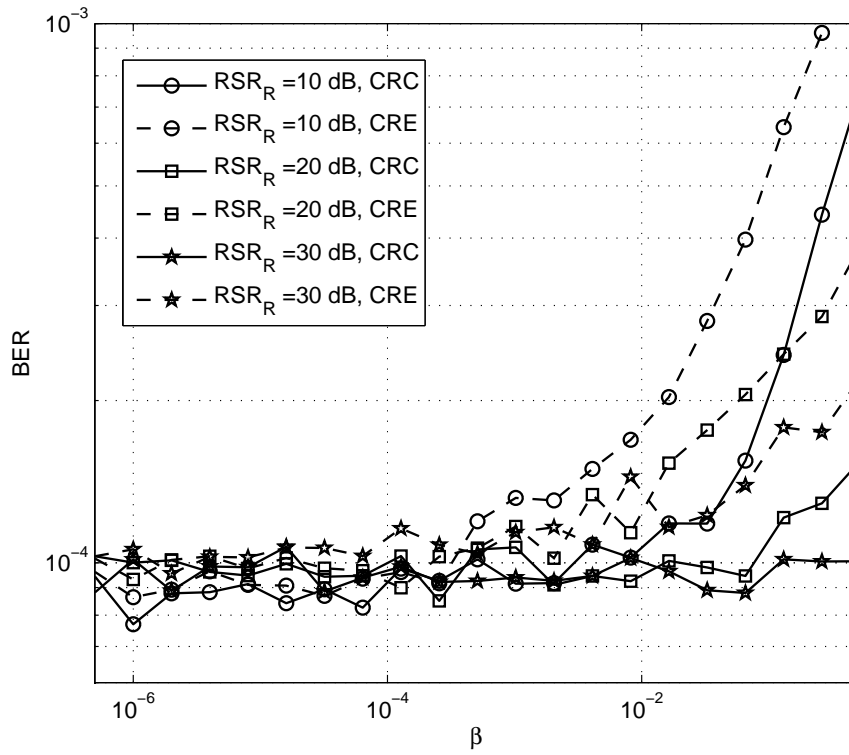


FIG. 3.14: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função de β nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $RSR_A = 10$ dB.

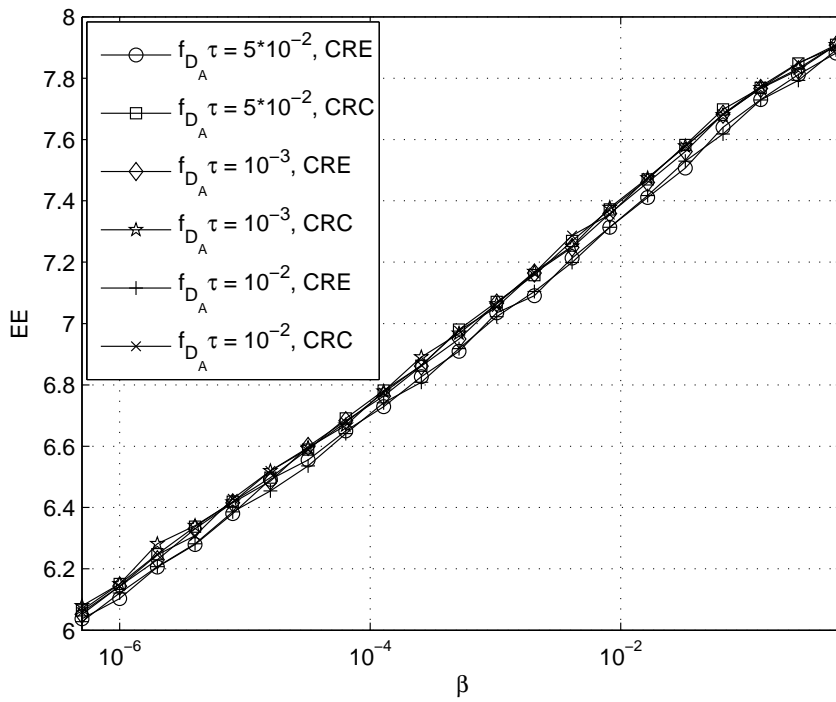


FIG. 3.15: Eficiência Espectral da Estratégia I em função de β nas condições: $RSR_A = 25$ dB, $RSR_R = 10$ dB, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$.

β para tentar eliminar a região de inviabilidade, mas se paga por isso uma degradação da EE. Por exemplo, considerando que o máximo valor de β que deve ser utilizado para que não haja violação da PEM do sistema com $RSR_A = 25$ dB, $RSR_R = 10$ dB, $PEM = 10^{-4}$ e CRC seja $\beta = 10^{-2}$ e para as mesmas condições, mas com CRE, seja $\beta = 10^{-4}$. Pode ser observado na FIG. 3.15 que para as condições citadas $EE = 7,3$ bits/s/Hz para CRC e $EE = 6,7$ bits/s/Hz para CRE, resultando em uma degradação de $0,6$ bits/s/Hz.

Assim sendo, β exerce um compromisso entre taxa de erro de bit e eficiência espectral da técnica de modulação adaptativa, no sentido que quanto maior β menor a degradação da EE em relação à situação de canal de retorno ideal, porém menor a redução da região de inviabilidade.

Assim, para que a EE seja maximizada sem que haja descumprimento das exigências relativas a PEM, deve-se selecionar o maior valor que β pode assumir, para determinado valor de RSR_A , RSR_R , PEM, $f_{D_A}\tau$ e $f_{D_R}\tau$, cumprindo a exigência de que $BER \leq PEM$.

A diminuição da EE com a redução de β , conforme visto na Fig. 3.15 ocorre em razão da estimativa realizada pelo estimador Bayesiano se tornar mais conservadora, pois o custo associado à escolha de uma modulação com menor EE do que a que seria utilizada para um canal de retorno ideal tende a se tornar cada vez menor do que aquele associado à escolha de uma modulação com maior EE. Cria-se então uma polarização no sentido das modulações com menos pontos na constelação, reduzindo a Eficiência Espectral média, o que se intensifica com a redução de β .

Na FIG. 3.16 e na FIG. 3.17 são apresentadas, respectivamente, curvas de BER e de EE para $PEM = 10^{-4}$. Foram utilizados os valores máximos de β de forma que $BER \leq PEM$. Na FIG. 3.16 mostra-se que houve total eliminação da região de inviabilidade. Na FIG. 3.17 mostra-se que a degradação na EE é consideravelmente inferior quando comparada com a mostrada na FIG. 3.8. Apesar disso ela ainda é intensa, especialmente quando o canal de retorno apresenta condições mais severas ($RSR_R = 10$ dB) e é estimado. Por exemplo, na FIG. 3.17 para $RSR_A = 25$ dB e $RSR_R = 10$ dB, na situação em que não há técnica de combate aos erros do canal de retorno, o sistema apresenta $EE=8$ bits/s/Hz. A utilização da técnica Bayesiana para CRC reduz a EE para $7,3$ bits/s/Hz e para CRE a EE é reduzida para 7 bits/s/Hz.

Resultados semelhantes qualitativamente são obtidos para $PEM = 10^{-3}$ e $PEM = 10^{-2}$. As FIG. 3.18 e 3.20 apresentam curvas de BER em função da RSR_A para $PEM = 10^{-3}$ e $PEM = 10^{-2}$, respectivamente.

Já as FIG. 3.19 e 3.21 apresentam curvas de EE em função da RSR_A , para $PEM =$

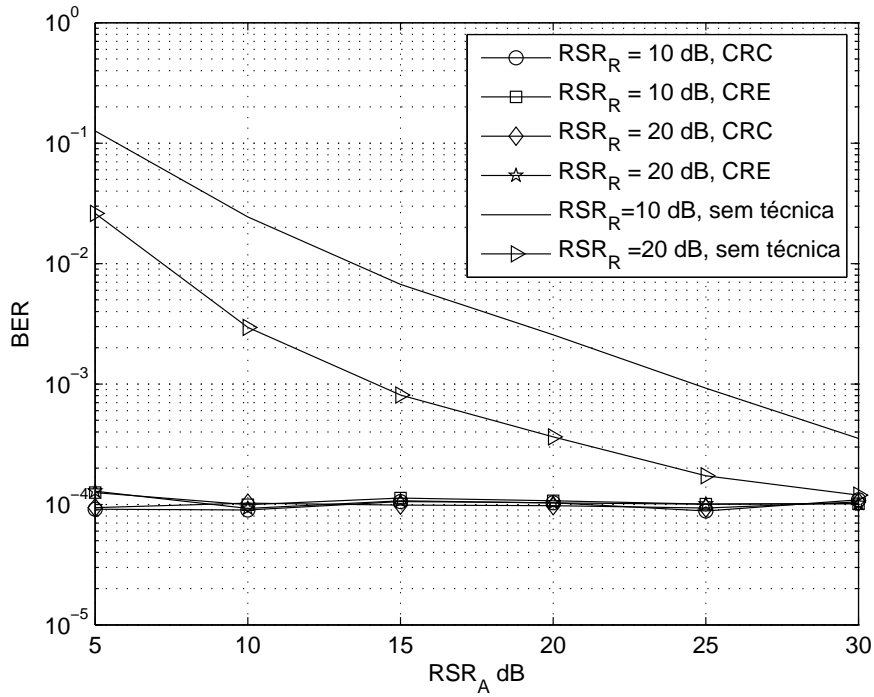


FIG. 3.16: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{DA}\tau = 10^{-2}$, $f_{DR}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$.

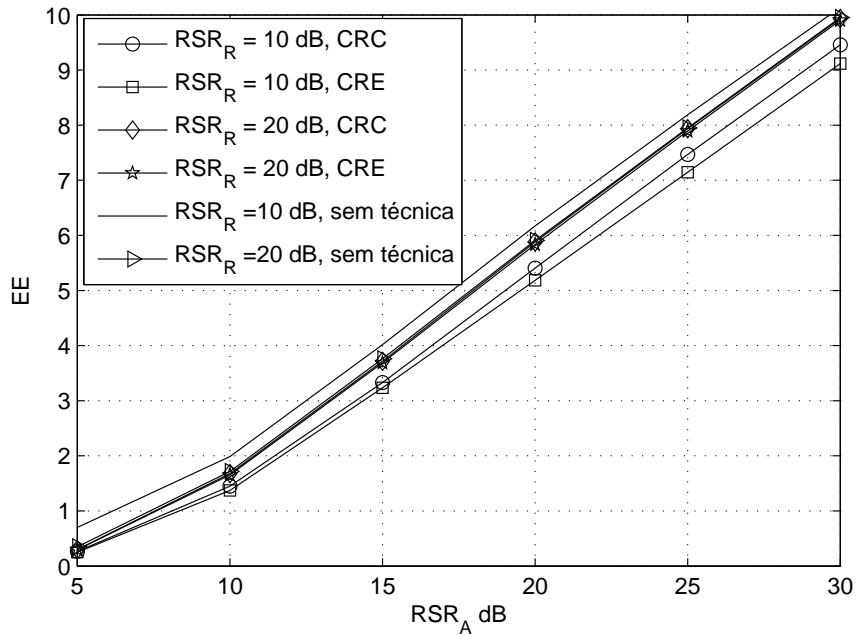


FIG. 3.17: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{DA}\tau = 10^{-2}$, $f_{DR}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$.

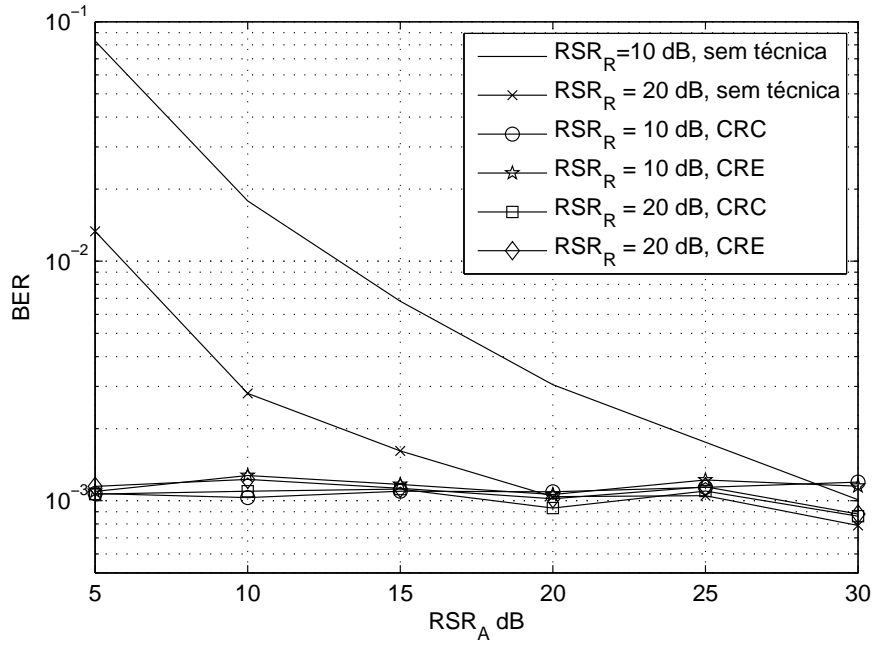


FIG. 3.18: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{DA}\tau = 10^{-2}$, $f_{DR}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-3}$.

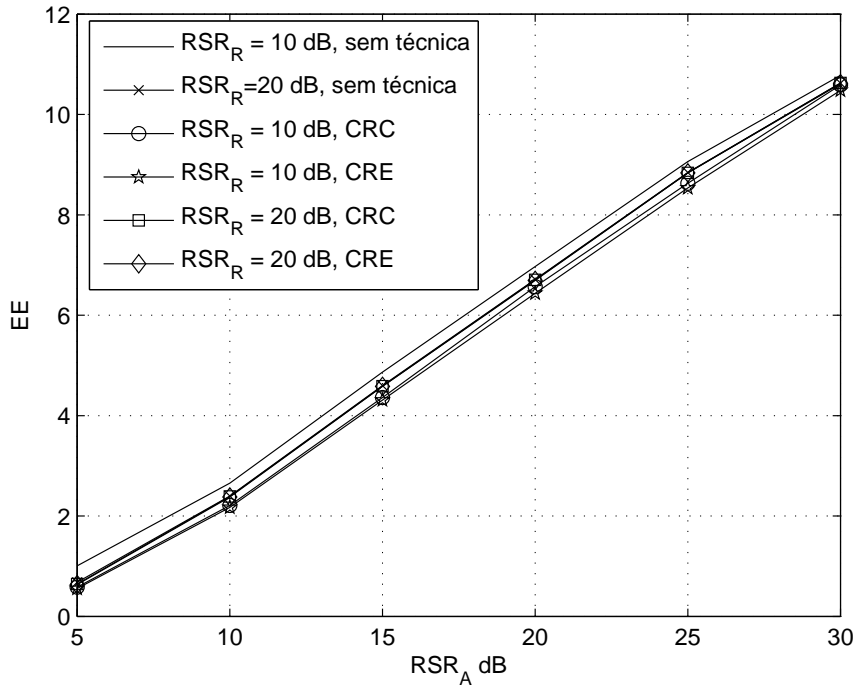


FIG. 3.19: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{DA}\tau = 10^{-2}$, $f_{DR}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-3}$.

10^{-3} e $PEM = 10^{-2}$, respectivamente. Essas simulações foram realizadas considerando as mesmas condições das anteriores, apenas a PEM foi alterada. Pode-se novamente concluir, a partir da análise dessas figuras, que à medida que a PEM é aumentada a degradação na EE é reduzida. Em condições menos críticas de canal de retorno ($RSR_R = 20$ dB) não foi verificada degradação na EE para os casos simulados.

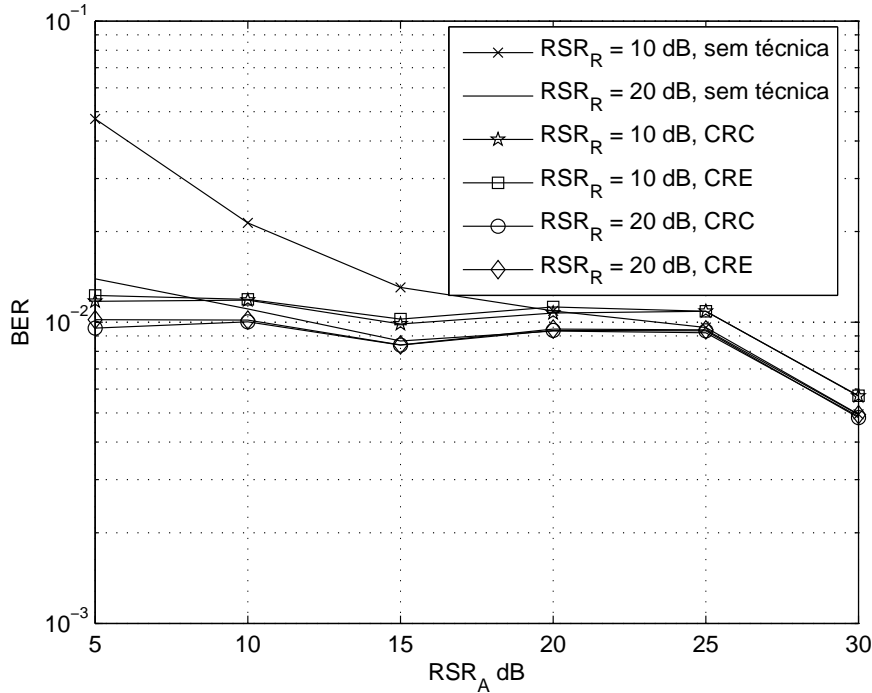


FIG. 3.20: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-2}$.

Outro aspecto não tão evidente a partir dos resultados aqui apresentados, mas que foram verificados em diversas simulações realizadas, é mostrado na FIG. 3.23: a dependência da EE com o espalhamento Doppler do canal de retorno quando se leva em conta as estimativas deste canal. Quanto maior esse espalhamento Doppler maior a degradação de BER da técnica de modulação, como pode ser observado na FIG. 3.22. Assim sendo, menores devem ser os valores de β para reduzir a região de inviabilidade, ocasionando assim uma maior degradação da EE. Nas figuras citadas foi utilizado o valor de $\beta = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, CRE e $PEM = 10^{-4}$. A $f_{D_R}\tau$ assumiu os valores 10^{-4} e 10^{-2} . Em $RSR_A = 10$ dB, na FIG. 3.22, $BER = 9 \times 10^{-5}$ quando $f_{D_R}\tau = 10^{-4}$ e $BER = 1,5 \times 10^{-4}$ quando $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, resultando, portanto, em grande degradação na BER. Na FIG. 3.23 pode ser comprovada a degradação na EE do sistema, especialmente para $RSR_A > 20$ dB. Em $RSR_A = 25$ dB, por exemplo, ocorre redução de aproximada-

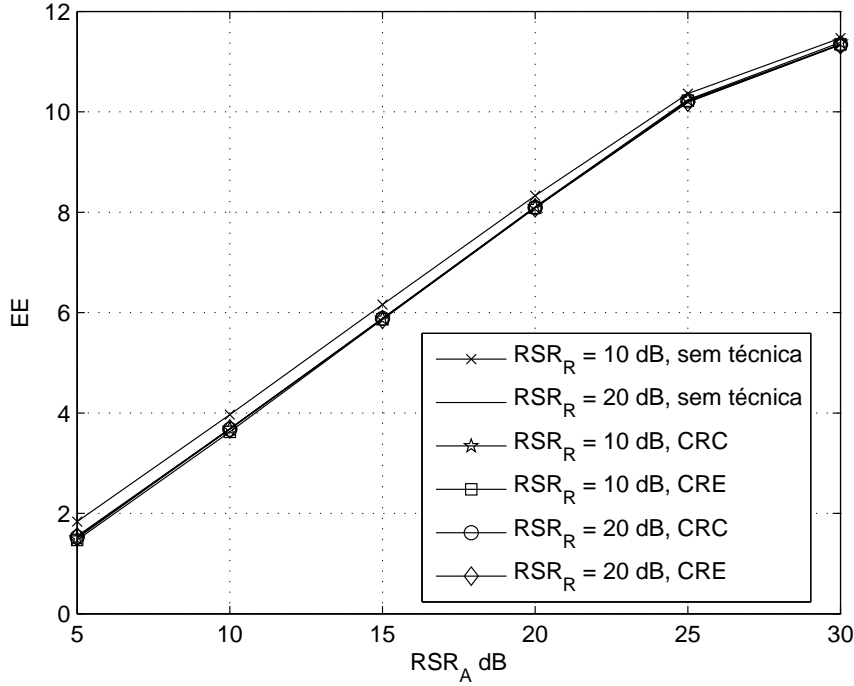


FIG. 3.21: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-2}$.

mente 0,6 bits/s/Hz.

As Estratégias II e III foram avaliadas sob as mesmas condições de simulação realizadas para a Estratégia I. Os resultados de BER em função da RSR_A e EE em função da RSR_A encontrados apresentaram resultados muito semelhantes aos anteriores e por isso não são aqui apresentados.

Com o objetivo de avaliar o desempenho da técnica Bayesiana em sistemas MIMO, foram realizadas simulações de sistemas MIMO, com 2 antenas transmissoras e uma antena receptora, em que é utilizada modulação adaptativa com a Estratégia I e adaptação da antena transmissora. A FIG. 3.24 apresenta as curvas de taxa de erro de bit em função da RSR_A para sistemas em que nenhuma técnica é implementada e com a técnica Bayesiana, para $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, $\beta = 10^{-6}$ e CRC.

A observação da FIG. 3.24 mostra a incapacidade da técnica Bayesiana de cumprir as exigências de PEM do sistema. Cabe ressaltar que mesmo com a diminuição do valor de β utilizado não foi possível cumprir as exigências de PEM, apresentando desempenho pior do que em situações em que não há técnica implementada para $RSR_A \geq 16$ dB. Conforme explicado anteriormente, o detector Bayesiano é apropriado para sistemas com modulação adaptativa em virtude de os estados do canal não serem equiprováveis e pela

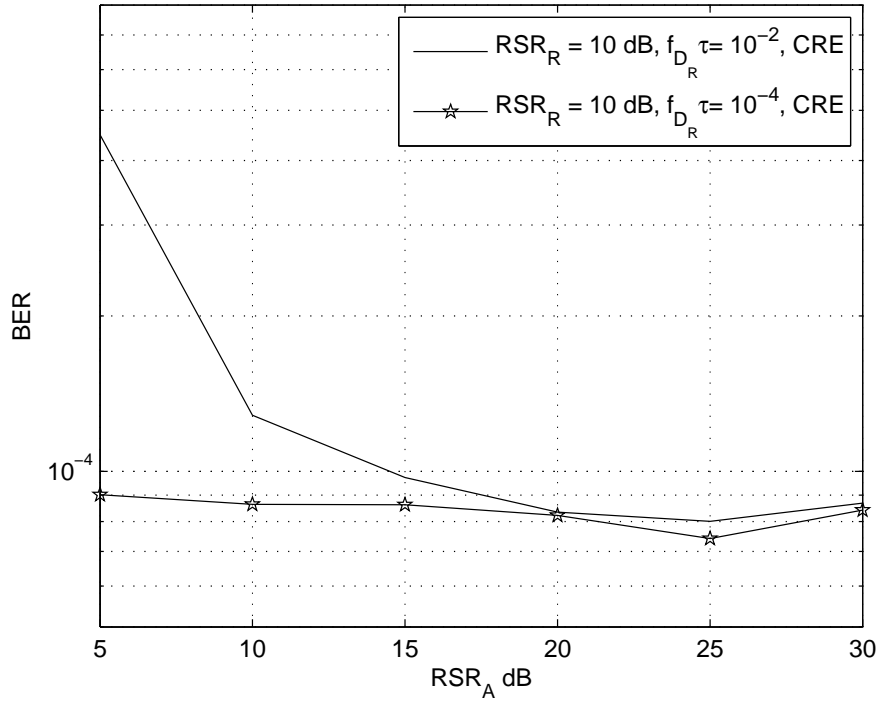


FIG. 3.22: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A} \tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $\beta = 10^{-4}$ e CRE.

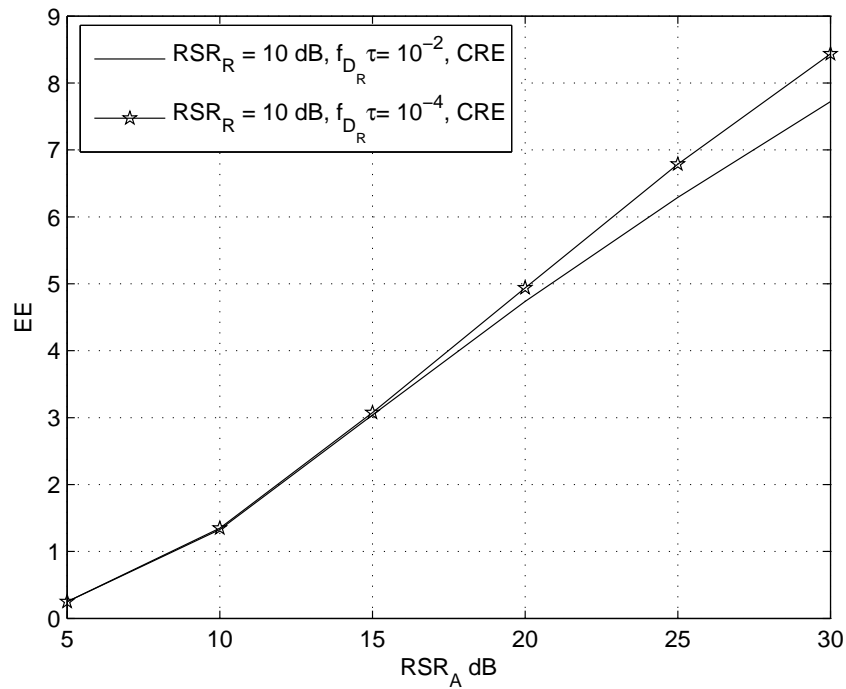


FIG. 3.23: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $f_{D_A} \tau = 10^{-2}$, $PEM = 10^{-4}$, $\beta = 10^{-4}$ e CRE.

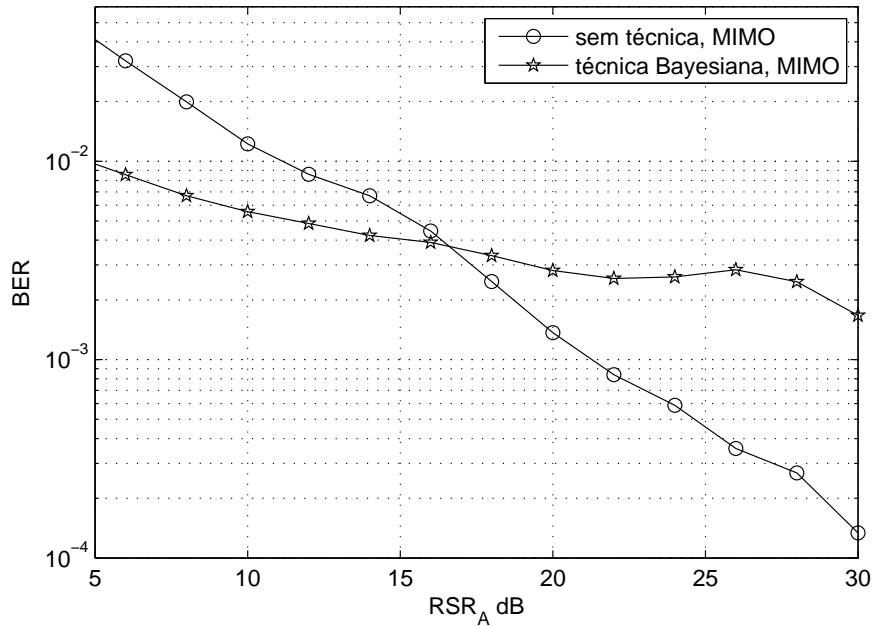


FIG. 3.24: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A em sistemas MIMO nas condições: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, $\beta = 10^{-6}$ e CRC.

necessidade de penalizar com pesos diferentes tipos de erros diferentes. No caso de sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação, os símbolos relativos à melhor antena enviados pelo canal de retorno são equiprováveis e os ganhos dos canais são independentes. Em caso de erro, sempre será escolhida uma antena que propicia pior condição de recepção que a antena correta. Não há a possibilidade da técnica Bayesiana decidir por uma antena melhor ou pior devido à independência entre elas. Não é indicado, portanto, utilizar o detector Bayesiano para detecção dos bits relativos à escolha da antena. Assim, quando o transmissor decide pela antena errada, mesmo que a modulação decidida pela técnica Bayesiana seja a correta, é possível que para a antena efetivamente escolhida a modulação escolhida esteja incorreta.

Em suma, a técnica que utiliza o detector Bayesiano proposto em (EKPENYONG, 2006) e (EKPENYONG, 2007) é eficiente na eliminação da região de inviabilidade em sistemas SISO que empregam modulação adaptativa, porém apresenta os inconvenientes de degradar a EE em alguns casos críticos, além da necessidade de ajustar o parâmetro β , cujo valor ótimo depende de vários parâmetros de um sistema de comunicação. Já em sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação a referida técnica é incapaz de solucionar o problema dos erros no canal de retorno. Além disso o cálculo de sua métrica requer o conhecimento da variância do ruído. O impacto no desempenho provocado por incertezas com relação a esse parâmetro não são investigados

neste trabalho.

3.4.2 DETECTOR BASEADO EM CADEIAS DE MARKOV

Para o detector baseado em cadeias de Markov foi utilizada a Estratégia I, $PEM = 10^{-3}$, $RSR_R = 20$ dB, $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $f_{D_A}\tau$ assumiu os valores 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} e 10^{-2} .

Na FIG. 3.25 são apresentadas seis curvas de BER em função da RSR_A , todas obtidas para as condições anteriormente citadas, além de se admitir canal de retorno conhecido. Nessa figura foi incluída uma curva para canal de retorno ideal. Pode ser visto também nesta figura que os erros no canal de retorno provocam o surgimento de uma região de inviabilidade que no caso em questão pode se estender até valores superiores a 20 dB, quando não há nenhuma técnica implementada.

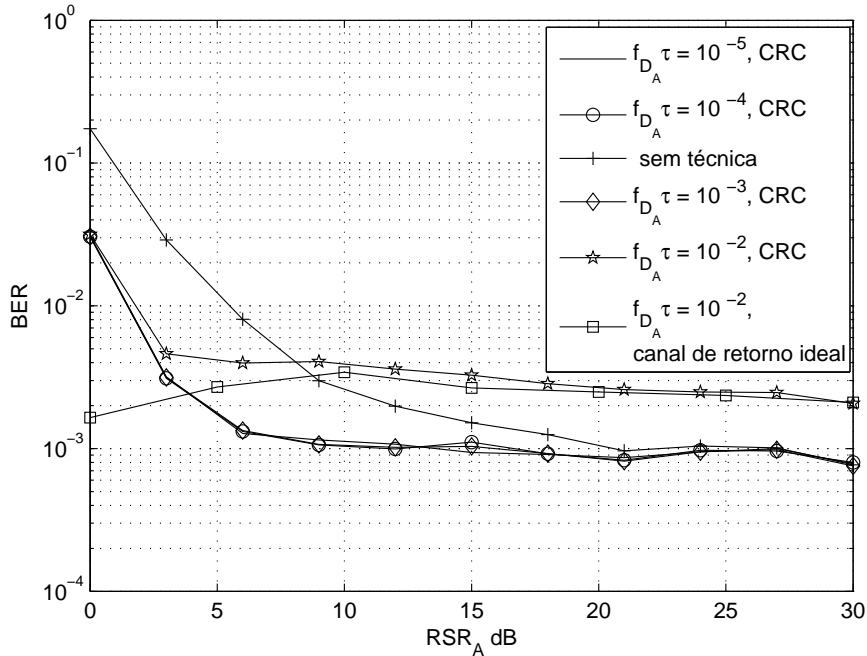


FIG. 3.25: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$, $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.

Ainda de acordo com a FIG. 3.25, a técnica apresenta uma boa diminuição na região de inviabilidade para $f_{D_A}\tau \leq 10^{-3}$. A região de inviabilidade foi reduzida para $RSR_A < 9$ dB. No entanto, para $f_{D_A}\tau = 10^{-2}$ a técnica se mostra ineficaz, obtendo-se um desempenho pior do que sem uso de técnica. Isso pode ser comprovado pela observação da curva em que se tem canal de retorno ideal. Mesmo neste caso a técnica introduz uma grande degradação na BER do sistema, de forma similar aos demais casos, em que o canal de retorno não é ideal, evidenciando, portanto, uma limitação do modelo proposto

na Eq. 3.4. Por outro lado, uma vantagem desta técnica é que não foi verificada redução na EE do sistema, como pode ser observado na FIG. 3.26.

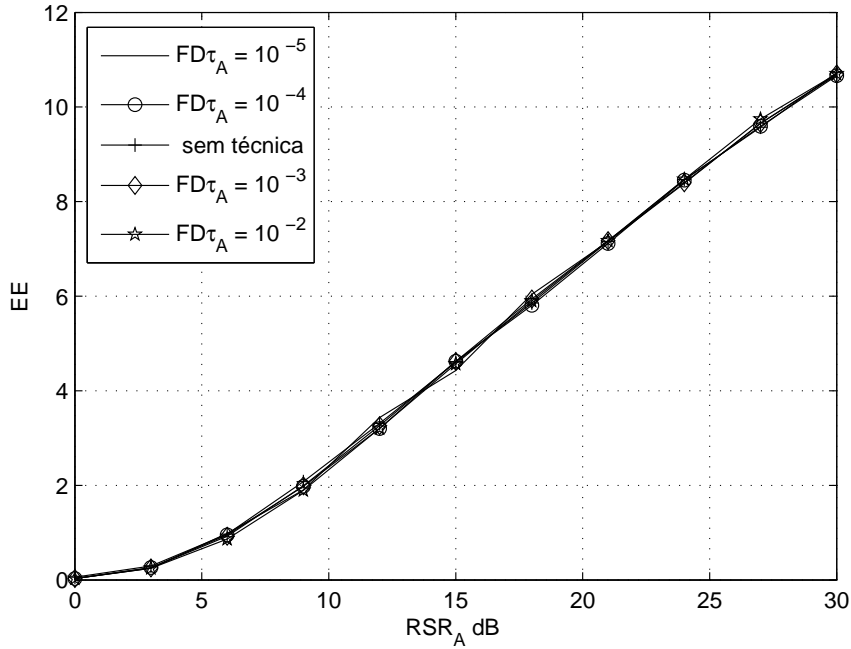


FIG. 3.26: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$, $f_{DR}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.

Resultados semelhantes ao apresentado na FIG. 3.25 foram obtidos para $PEM = 10^{-4}$ e $PEM = 10^{-2}$ e são apresentados respectivamente, nas FIG. 3.27 e FIG. 3.28. Também nesses casos houve grande redução da região de inviabilidade, mas não sua total eliminação. Na FIG. 3.27, a região que se estendia até 30 dB, com a técnica foi reduzida para até 20 dB. Já na FIG. 3.28 a região que se estendia até 12 dB, foi reduzida para até 3 dB.

É importante mencionar que $f_{DA}\tau = 10^{-2}$ pode ser obtido para um sistema com espalhamento Doppler do canal de retorno muito pequeno mas que apresenta τ elevado. Por exemplo, em sistemas TDMA, $\tau \geq T_f$, sendo T_f a duração do *frame*. Considerando $T_f = 2$ ms, um valor razoável, tem-se que $f_{DA}\tau = 10^{-2}$ para um máximo espalhamento Doppler (f_D) de 5 Hz. Isso indica uma séria limitação dessa técnica de combate aos erros do canal de retorno.

Para investigar melhor as características da referida técnica, é avaliado o seu desempenho em condições mais severas do canal de retorno. $f_{DR}\tau$ assume os seguintes valores: 10^{-4} , 10^{-3} e 10^{-2} . Considerou-se $RSR_R = 10$ dB, $PEM = 10^{-3}$ e canal de retorno estimado.

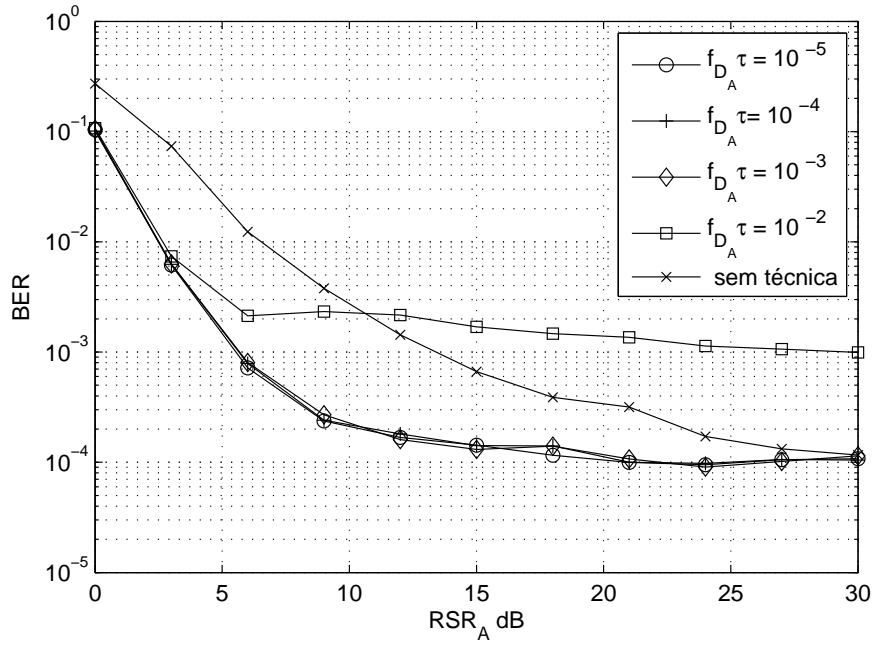


FIG. 3.27: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$, $f_{DR} \tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.

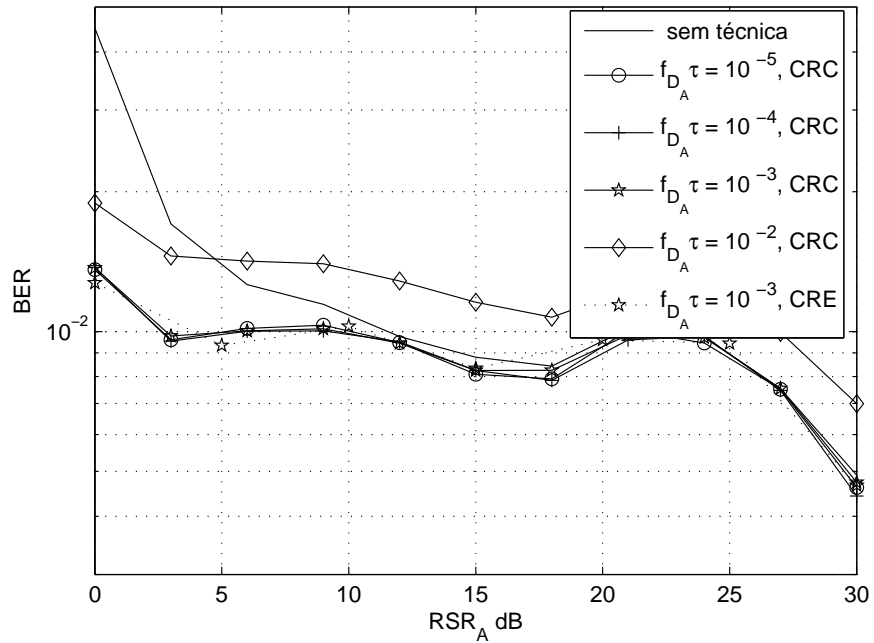


FIG. 3.28: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$, $f_{DR} \tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB.

A Fig. 3.29 apresenta seis curvas de BER em função da RSR_A . Duas curvas com canal de retorno conhecido são empregadas como referência: uma delas considerando $f_{D_R}\tau = 10^{-5}$ e $RSR_R = 20$ dB, e outra com $f_{D_R}\tau = 10^{-2}$ e $RSR_R = 10$ dB. As outras curvas consideram canal de retorno estimado. É possível perceber que conforme as condições de propagação do canal de retorno se tornam mais severas, a região de inviabilidade se intensifica.

Em suma, a técnica não é satisfatória em cenários em que o canal de retorno apresenta condições ruins de propagação (baixos valores de RSR_R , altos valores de $f_{D_R}\tau$) e o canal de retorno é estimado, bem como para canais avante com moderados valores de $f_{D_A}\tau$.

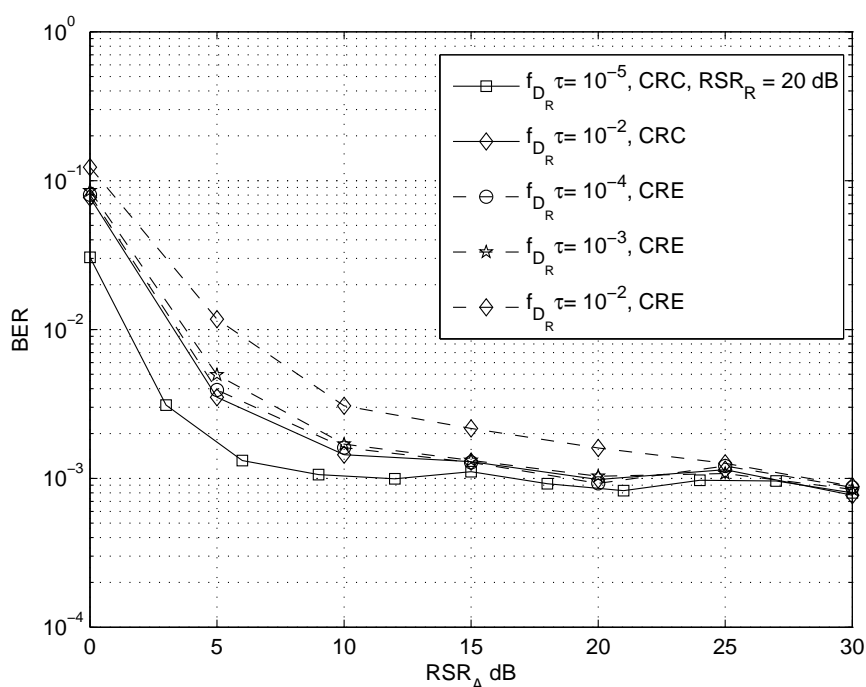


FIG. 3.29: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-3}$, $f_{D_A}\tau = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo realiza-se a avaliação de desempenho de técnicas de modulação adaptativa que empregam as técnicas propostas em (EKPENYONG, 2006) para reduzir a região de inviabilidade (o detector Bayesiano e o detector baseado em cadeias de Markov). Essas técnicas são empregadas em canais de retorno que apresentam erros. No entanto, a avaliação aqui realizada emprega um modelo de canal de retorno diferente do adotado no trabalho (EKPENYONG, 2006), e que apresenta algumas vantagens em relação à

modelagem original, pois permite estabelecer cenários apropriados para o emprego das estratégias investigadas. Além disso, outras contribuições deste trabalho são a avaliação de desempenho dessas técnicas quando ocorre erro de estimação do canal de retorno, assunto não abordado em (EKPENYONG, 2006) e a avaliação de desempenho da técnica Bayesiana em sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora.

Conforme mostrado nas seções anteriores, as técnicas simuladas propiciam boa melhora de desempenho, tendo diminuído ou até eliminado a região de inviabilidade em sistemas SISO. A técnica Bayesiana apresenta resultados superiores ao da técnica baseada em Cadeias de Markov pois é capaz de eliminar completamente esta região, mesmo quando o canal de retorno é estimado, desde que se escolha um valor de β baixo o suficiente. Em contrapartida a técnica Bayesiana degrada a eficiência espectral, sobretudo quando o canal de retorno é estimado. Para reduzir essa degradação é necessária a escolha de um valor de β para cada conjunto de parâmetros de um sistema de comunicação, o que é outro inconveniente desta técnica.

Já em sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação a técnica não foi capaz de eliminar a região de inviabilidade devido ao fato de os símbolos relativos à melhor antena enviados pelo canal de retorno serem equiprováveis. Assim, quando ocorre erro na decisão da antena, ainda que a modulação detectada seja a correta, é possível que para a antena escolhida esta modulação não seja a mais indicada.

Já a técnica baseada em Cadeias de Markov apresenta a vantagem de não afetar a EE e de nem requerer o ajuste de parâmetros, mas apresenta duas limitações sérias: a incapacidade de eliminar completamente a região de inviabilidade e a severa restrição do modelo adotado para o canal avante, de tal modo que o seu emprego é inadequado para canais avante com $f_{D_A}\tau \geq 10^{-3}$.

4 UMA NOVA TÉCNICA PARA COMBATER ERROS NO CANAL DE RETORNO

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é proposta uma nova técnica de combate a erros provocados por canais de retorno modelados pelo efeito de desvanecimento plano em sistemas que empregam modulação adaptativa e em sistemas MIMO. A motivação para a proposta de uma nova técnica decorre da limitação da técnica proposta por Ekpenyong, que, conforme resultados apresentados no capítulo anterior, não é capaz de eliminar a região de inviabilidade quando empregada em sistemas MIMO adaptativos.

A técnica aqui proposta combina o critério de decisão MAP, do inglês *Maximum a Posteriori Probability*, com um procedimento heurístico. Esse procedimento é sempre usado quando a probabilidade de erro de bit associada à decisão MAP é elevada, de acordo com os requisitos da aplicação.

Nos sistemas SISO que empregam modulação adaptativa, a técnica estabelece um compromisso entre redução na região de inviabilidade e redução na eficiência espectral.

Em sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora o procedimento é utilizado para decisão da melhor antena. Por último é realizada adaptação da antena transmissora e da modulação em sistemas MIMO utilizando a técnica proposta.

Os sistemas SISO e MIMO investigados neste capítulo adotam canal de retorno caracterizado pelo efeito de desvanecimento plano, cujo ganho é modelado por um processo ESA com DEP dada pelo espectro de Jakes (PARSONS, 1992). Admite-se também que o canal de retorno não introduz atraso e é estatisticamente independente do canal avante. O sinal recebido na entrada do transmissor, via canal de retorno, é dado pela Eq. 2.12. Pode-se definir a variável de decisão no canal de retorno da seguinte forma:

$$\mathbf{z}_{k'} = \mathbf{u}_{k'} + \mathbf{n}_{k'}^R / h_{k'T_f}^R \quad (4.1)$$

em que $\mathbf{z}_{k'} = [z_{k'}(0) \dots z_{k'}(L-1)]^T$

Considerando que o canal de retorno $h_{k'T_f}^R$ é conhecido (por motivo de simplificação passará a ser designada por $h_{k'}^R$), $f(z_{k'} | h_{k'}^R; u_{k'})$ é uma função densidade de probabilidade gaussiana com média $u_{k'}$ e variância σ^2 , ou seja

$$f(z_{k'}|h_{k'}^R; u_{k'}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{(z_{k'} - u_{k'})^2}{2\sigma^2} \right] \quad (4.2)$$

em que $\sigma^2 = N_0^R/(2|h_{k'}^R|^2)$.

4.2 DESCRIÇÃO DA TÉCNICA

Nos sistemas que empregam modulação adaptativa os símbolos enviados pelo canal de retorno não são equiprováveis, uma vez que a escolha do símbolo a ser transmitido depende do estado do canal, que por sua vez depende dos limiares λ_i , e da modelagem estatística do canal de comunicação. Neste caso, o desempenho do MAP é superior ao do ML.

O decisor MAP pode ser definido pela seguinte expressão, de acordo com (TREES, 1968):

$$f(z_{k'}|h_{k'}^R; u_{k'} = -\sqrt{E_b})P(0) \stackrel{H_0}{\gtrsim}_{H_1} f(z_{k'}|h_{k'}^R; u_{k'} = \sqrt{E_b})P(1) \quad (4.3)$$

sendo $P(1)$ a probabilidade de ocorrência do bit 1 dada por

$$P(1) = \frac{1}{LN} \sum_{i=0}^{N-1} \pi_i W(\mathbf{S}_i), \quad (4.4)$$

e $P(0) = 1 - P(1)$, $W(\mathbf{S}_i)$ o peso de Hamming da palavra-código \mathbf{S}_i . \mathbf{S}_i corresponde à representação binária do estado S_i do canal avante no caso de adaptação da modulação e à representação binária da melhor antena transmissora em determinado instante de tempo no caso de sistema MIMO com adaptação da antena transmissora. Nos sistemas em que ocorre combinação de adaptação da antena transmissora e da modulação, são utilizados dois decisores e na adaptação de cada parâmetro \mathbf{S}_i assume a representação binária correspondente. Na equação acima π_i indica a probabilidade da palavra código \mathbf{S}_i .

Substituindo a Eq. 4.2 na Eq. 4.3 e eliminando os termos que não interferem na decisão MAP, obtém-se

$$z_{k'} \stackrel{H_1}{\gtrsim}_{H_0} \eta \quad (4.5)$$

sendo η o limiar do decisor MAP que é dado por:

$$\eta = \frac{\sigma^2}{2} \frac{1}{\sqrt{E_b}} \ln \left[\frac{P(0)}{P(1)} \right] \quad (4.6)$$

com $\ln(\cdot)$ denotando o logaritmo neperiano de (\cdot) .

Quando pelo menos uma das componentes de $\mathbf{u}_{k'}$ gera uma observação próxima de η , existe um risco elevado de se estimar erroneamente \mathbf{S}_i , podendo assim prejudicar o desempenho do sistema. Diante disso, propõe-se procedimentos (distintos para sistemas SISO com modulação adaptativa, sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora) que combinam a realização da decisão MAP nas situações em que ela é confiável com procedimentos heurísticos, apresentados a seguir para cada caso, que são empregados nas situações em que a decisão MAP não é confiável. É definida uma região não confiável centrada em η e com limitantes superior e inferior definidos de acordo com os procedimentos a seguir. Essa região deve ser ajustada de modo a obter melhores características de desempenho do sistema.

4.2.1 SISTEMAS SISO COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Quando pelo menos uma das componentes de $\mathbf{u}_{k'}$ gera uma observação próxima de η , o estado do canal pode ser estimado erroneamente, podendo prejudicar o desempenho da técnica de modulação adaptativa. Assim sendo, um procedimento heurístico é empregado nas situações em que a decisão MAP não é confiável. Essa situação é aqui caracterizada pela região $\mathcal{R} = \{Re(z_{k'}(i)) \in \mathbb{R} | \eta - \theta_1 \leq Re(z_{k'}(i)) \leq \eta + \theta_2\}$, sendo $Re(\cdot)$ a parte real de (\cdot) , $i = [0, 1, \dots, L - 1]$, $\theta_1 > 0$ e $\theta_2 > 0$.

Seja $\mathcal{A}_{k'}$ o conjunto dos vetores $\mathbf{a}_{k'} = [a_{k'}(0) \dots a_{k'}(i) \dots a_{k'}(L - 1)]^T$ tal que

$$a_{k'}(i) = \begin{cases} 0, & \text{se } z_{k'}(i) < \eta - \theta_1 \\ 1, & \text{se } z_{k'}(i) > \eta + \theta_2 \\ 1 \text{ ou } 0, & \text{se } z_{k'}(i) \in \mathcal{R} \end{cases}$$

Assim sendo, se r elementos do vetor $\mathbf{z}_{k'}$ pertencem a \mathcal{R} , $\mathcal{A}_{k'}$ possuirá 2^r vetores. Define-se a palavra código $\hat{\mathbf{S}}_{k'}$, que representa a estimativa do estado do canal, como sendo aquela pertencente ao conjunto $\mathcal{A}_{k'}$ que possui a menor eficiência espectral.

A definição da região confiável pode ser projetada de acordo com os parâmetros desejados para o sistema. Propõe-se o seguinte procedimento. Seja $P(\varepsilon)$ a probabilidade de ocorrer erro do decisor MAP quando a observação pertence à região confiável. Ou seja:

$$P(\varepsilon) = P(0) \int_{\eta+\theta_2}^{\infty} f_z(-\sqrt{E_b}, \sigma^2) dz + P(1) \int_{-\infty}^{\eta-\theta_1} f_z(\sqrt{E_b}, \sigma^2) dz \quad (4.7)$$

$$P(\varepsilon) = P(0)Q\left(\frac{\eta + \theta_2 + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) + P(1)Q\left(\frac{-\eta + \theta_1 + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad (4.8)$$

sendo $Q(\cdot)$ a função Q. Em particular, se $\theta_1 = \theta_2 = \alpha$, pode-se afirmar que

$$Q\left(\frac{-\eta + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) > Q\left(\frac{\eta + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad \text{se } \eta > 0 \quad (4.9)$$

e

$$Q\left(\frac{\eta + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) > Q\left(\frac{-\eta + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad \text{se } \eta < 0 \quad (4.10)$$

Substituindo os termos do lado direito das Eq. 4.9 e 4.10 por suas expressões obtidas a partir da Eq. 4.8 e reduzindo as Eq. 4.9 e 4.10 para o caso geral em que

$$Q\left(\frac{-|\eta| + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) > Q\left(\frac{|\eta| + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad (4.11)$$

Pode-se chegar à expressão:

$$P(\varepsilon) < Q\left(\frac{-|\eta| + \alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad (4.12)$$

Para a faixa de valores de $Q(\cdot)$ utilizadas, uma boa aproximação é dada por

$$Q(x) \approx \frac{e^{-x^2/2}}{2}, \quad (4.13)$$

A partir da Eq. 4.12 e utilizando a aproximação da Eq. 4.13 chega-se à seguinte expressão de α

$$\alpha < |\eta| + \sigma \sqrt{-2 \ln(2P(\varepsilon))} - \sqrt{E_b} \quad (4.14)$$

É muito importante o ajuste da região não confiável. Neste caso o ajuste é realizado por meio do parâmetro $P(\varepsilon)$. O aumento dessa região tem como consequência a diminuição da taxa de erro, mas em contrapartida ocorre degradação na EE do sistema. Por outro lado, a diminuição da região provoca aumento na taxa de erro de bits, mas com menor degradação da EE.

Neste trabalho utilizou-se código de Gray na representação de \mathbf{S}_i . No entanto, existe a possibilidade de busca de outros códigos para melhorar o desempenho do sistema. Uma

possibilidade é buscar códigos que maximizem a relação $\frac{P(0)}{P(1)}$ na Eq. 4.6 com o objetivo de aumentar o valor de η .

4.2.2 SISTEMAS MIMO COM ADAPTAÇÃO DA ANTENA TRANSMISSORA

Diferentemente dos bits enviados pelo canal de retorno para fins de escolha de modulação, os bits relativos à escolha da antena transmissora são equiprováveis. Dessa maneira, o decisor MAP descrito na seção anterior é reduzido a um decisor ML, e o limiar $\eta = 0$ na Eq. 4.6. De forma semelhante ao procedimento proposto para o sistema de modulação adaptativa, a técnica aqui proposta para adaptação da antena transmissora é composta por um procedimento heurístico após a decisão ML.

O procedimento neste caso é semelhante ao apresentado na Seção 4.2.1, combina a realização da decisão ML nas situações em que ela é confiável com um procedimento heurístico, apresentado a seguir, que é empregado nas situações em que a decisão ML não é confiável e aqui caracterizada pela região $\mathcal{R} = \{Re(z_{k'}(i)) \in \mathbb{R} | \alpha \leq Re(z_{k'}(i)) \leq \alpha\}$, sendo $\alpha > 0$.

Seja $\mathcal{A}_{k'}$ o conjunto dos vetores $\mathbf{a}_{k'} = [a_{k'}(0)...a_{k'}(i)...a_{k'}(L-1)]^T$ tal que

$$a_{k'}(i) = \begin{cases} 0, & \text{se } z_{k'}(i) < \alpha \\ 1, & \text{se } z_{k'}(i) > \alpha \\ 1 \text{ ou } 0, & \text{se } z_{k'}(i) \in \mathcal{R} \end{cases}$$

Assim sendo, se r elementos do vetor $\mathbf{z}_{k'}$ pertencem a \mathcal{R} , $\mathcal{A}_{k'}$ possuirá 2^r vetores. A potência de transmissão será dividida igualmente entre as 2^r antenas transmissoras associadas aos vetores pertencentes a $\mathcal{A}_{k'}$.

A definição da região confiável, também neste caso, pode ser projetada de acordo com os parâmetros desejados para o sistema. Propõe-se o seguinte procedimento. Seja $P(\varepsilon)$ a probabilidade de ocorrer erro do decisor ML quando a observação pertence à região confiável. Ou seja:

$$P(\varepsilon) = P(0) \int_{\alpha}^{\infty} f_z(-\sqrt{E_b}, \sigma^2) dz + P(1) \int_{-\infty}^{-\alpha} f_z(\sqrt{E_b}, \sigma^2) dz \quad (4.15)$$

$$P(\varepsilon) = P(0)Q\left(\frac{\alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) + P(1)Q\left(\frac{\alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad (4.16)$$

Neste caso $P(0)=P(1)=1/2$, a Eq. 4.16 se reduz a

$$P(\varepsilon) = Q\left(\frac{\alpha + \sqrt{E_b}}{\sigma}\right) \quad (4.17)$$

Neste caso o ajuste da região não confiável é realizado por meio do parâmetro $P(\varepsilon)$. O aumento dessa região provoca a distribuição da potência de transmissão entre um número maior de antenas, piorando o desempenho do sistema. Por outro lado, a diminuição da região pode provocar aumento do erro na escolha da antena transmissora, o que pode ocasionar aumento na taxa de erro de bits.

4.2.3 SISTEMAS MIMO COM ADAPTAÇÃO DA MODULAÇÃO E DA ANTENA TRANSMISSORA

Em sistemas em que se combinam a adaptação da antena transmissora e da modulação, os símbolos enviados pelo canal de retorno ao transmissor relativos à escolha da modulação são, nesta etapa da comunicação, separados dos símbolos relativos à escolha da antena transmissora. No transmissor a técnica é empregada utilizando decisores com limiares distintos e procedimentos heurísticos distintos de acordo com o parâmetro do sistema a ser adaptado. No caso dos símbolos relacionados à escolha da antena, é realizado o procedimento descrito na subseção 4.2.2 e no caso dos símbolos relacionados à escolha da modulação é realizado o procedimento descrito na subseção 4.2.1.

4.3 RESULTADOS NUMÉRICOS

Esta seção apresenta resultados numéricos obtidos pela técnica proposta para sistemas SISO que empregam modulação adaptativa, sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e sistemas MIMO que conjugam adaptação da antena transmissora e da modulação. Os referidos resultados são gerados por meio de simulação de Monte Carlo considerando as três estratégias de modulações apresentadas na TAB. 3.4 (com exceção dos sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora, que utilizam modulação fixa): Estratégia I formada pelas modulações BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir, Estratégia II formada pelas modulações 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir e a Estratégia III formada pelas modulações 4-QAM, 64-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir.

Para obter cada resultado são transmitidos 10^6 símbolos, compostos da seguinte maneira: cada bloco de dados possui 10 símbolos, para cada canal sorteado é transmitido 1 bloco e são sorteados 10^5 canais independentes.

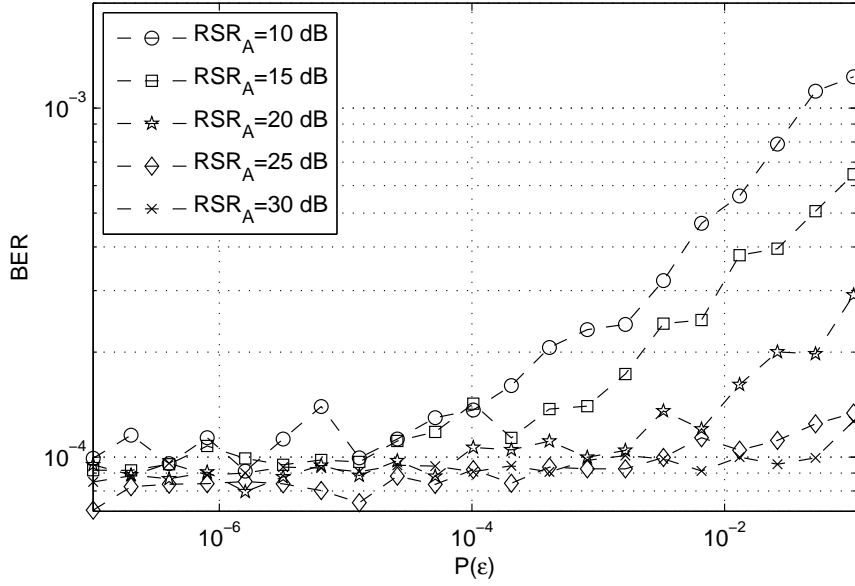


FIG. 4.1: Taxa de erro de bit da técnica proposta com a Estratégia I em função de $P(\varepsilon)$ nas condições: $PEM = 10^{-4}$, CRE e $RSR_R = 20$ dB.

4.3.1 SISTEMAS SISO COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Para investigar as características de desempenho da técnica proposta em sistemas SISO que empregam modulação adaptativa e compará-la em igualdade de condições com a técnica Bayesiana, avalia-se o desempenho da modulação adaptativa em função de $P(\varepsilon)$ para a técnica proposta. São geradas curvas de taxa de erro de bit em função de $P(\varepsilon)$. Para essa simulação utilizou-se valores de RSR_A entre 10 dB e 30 dB, com incrementos de 5 dB. A RSR_R assume os valores de 10 dB e 20 dB, para o canal de retorno conhecido e estimado. Nessa simulação $f_{D_A}\tau$ e $f_{D_R}\tau$ são mantidos fixos em 10^{-2} e utilizou-se $PEM = 10^{-4}$ e $PEM = 10^{-2}$. Como realizado no Capítulo 3 para β , o objetivo dessas simulações é obter os valores máximos de $P(\varepsilon)$ para cada valor de RSR_A , RSR_R e situação do canal de retorno (conhecido ou estimado) sem que haja violação da PEM do sistema. Dessa forma, é possível obter do sistema valores maximizados de EE. Um dos resultados das simulações anteriormente descritas pode ser observado na FIG. 4.1, para $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 20$ dB e CRE. O valor ótimo de $P(\varepsilon)$ é o maior possível de modo que $BER \leq PEM$. Por exemplo, na FIG. 4.1, para $RSR_A = 20$ dB, $P(\varepsilon) = 10^{-4}$.

A partir dos valores ótimos de β e $P(\varepsilon)$, foram realizadas simulações de BER em função da RSR_A e EE em função da RSR_A . As FIG. 4.2 e FIG. 4.3 apresentam cinco curvas cada. Quatro dessas curvas foram obtidas utilizando estratégias de combate aos

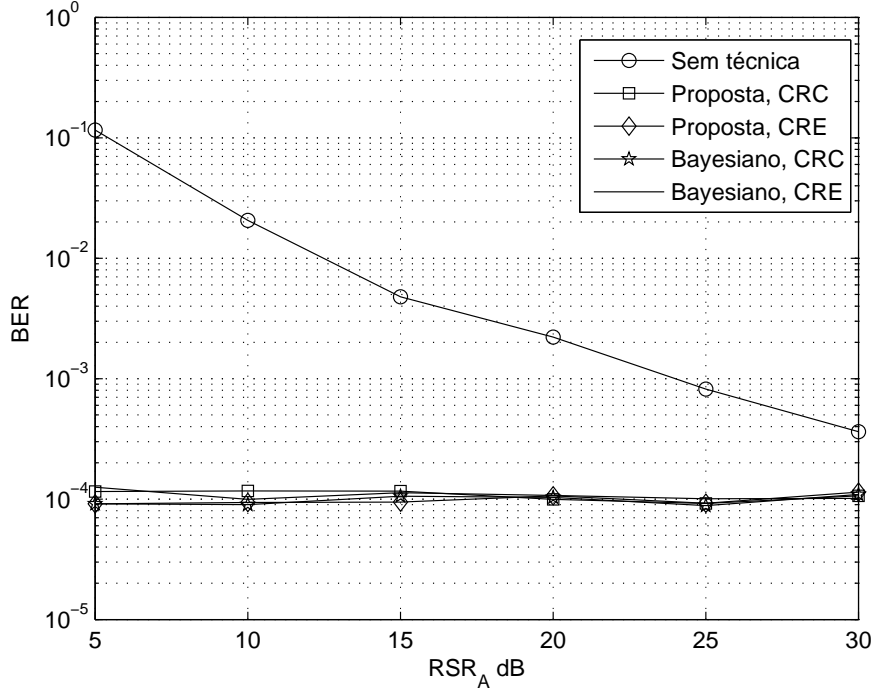


FIG. 4.2: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.

erros no canal de retorno (em duas é implementada a técnica Bayesiana e em duas é implementada a técnica baseada no decisor MAP) considerando CRC e CRE, e em uma delas não há técnica implementada. Nestas simulações foram utilizados os seguintes parâmetros: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.

A FIG. 4.2 mostra que ambas as técnicas eliminaram completamente a região de inviabilidade, que surge devido aos erros no canal de retorno, tanto para CRC quanto para CRE. Já a FIG. 4.3 mostra que a técnica Bayesiana apresentou desempenho superior à técnica proposta neste trabalho pois as duas obtiveram os mesmos valores de BER em toda faixa de RSR_A considerada e a técnica proposta em (EKPENYONG, 2006) obteve maior EE em quase toda a faixa de RSR_A considerada. É observado também que ambas apresentaram degradação na EE. Por exemplo, em $RSR_A = 25$ dB, enquanto a técnica Bayesiana apresenta, para as condições consideradas, $EE = 7,5$ bits/s/Hz, a técnica aqui proposta, na mesma RSR_A , apresenta $EE = 7$ bits/s/Hz e na inexistência de técnica de combate aos erros do canal de retorno $EE = 7,9$ bits/s/Hz. Essa degradação ocorre devido ao conservadorismo das duas técnicas. Os resultados apresentados mostram que a técnica aqui proposta é mais conservadora que a técnica proposta em (EKPENYONG, 2006).

As FIG. 4.4 e 4.5 apresentam respectivamente curvas de BER em função da RSR_A

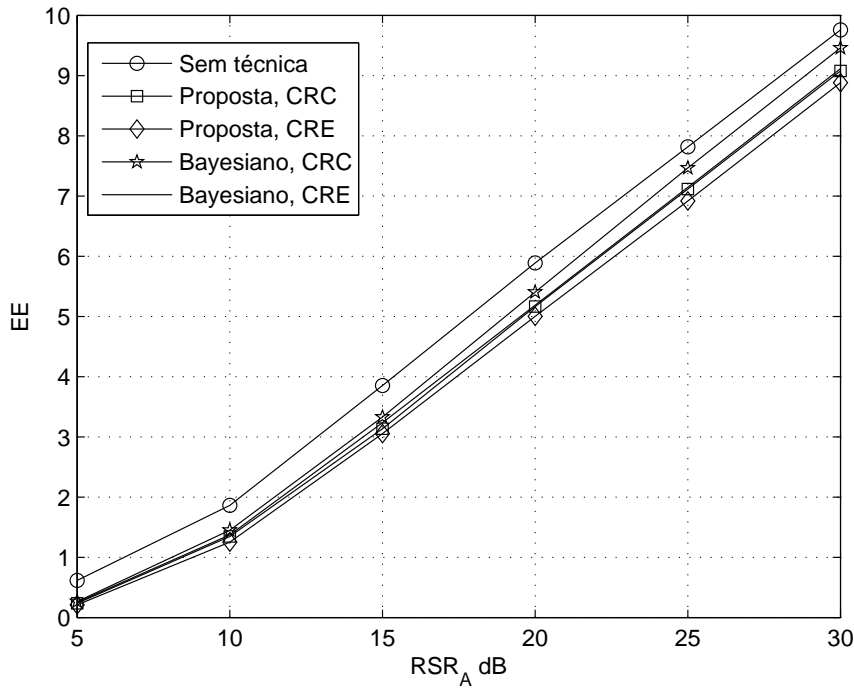


FIG. 4.3: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 10$ dB.

e EE em função da RSR_A para as mesmas condições das FIG. 4.2 e FIG. 4.3, mas com $RSR_R = 20$ dB. Novamente a região de inviabilidade, que se estende até $RSR_A = 30$ dB, foi completamente eliminada pelas duas técnicas aqui investigadas. Nestas condições, no entanto, conforme apresentado na FIG. 4.5, não houve degradação na EE do sistema em nenhuma das duas técnicas.

Esses e outros resultados mostram que a degradação da EE imposta pelas técnicas se deve ao fato de ambas as técnicas serem sensíveis às condições do canal de retorno. Quanto maiores os distúrbios provocados pelo canal de retorno, menores os valores que β e $P(\varepsilon)$ devem assumir para que a PEM do sistema não seja violada e maior a degradação na EE. Nas condições menos severas de canal de retorno, como $RSR_R = 20$ dB, não há vantagem de uma técnica em relação com a outra. Esse resultado mostra que em situações em que os distúrbios provocados pelo canal de retorno são menos intensos, ambas as técnicas resolvem o problema sem grandes desvantagens. Não há, portanto, neste caso, vantagem da técnica proposta quando comparada à técnica já existente.

Resultados semelhantes aos obtidos anteriormente são encontrados para $PEM = 10^{-2}$, e são apresentados nas FIG. 4.6 e 4.7. Também neste caso, devido às severas condições do canal de retorno, ambas as técnicas se tornam conservadoras para manter a

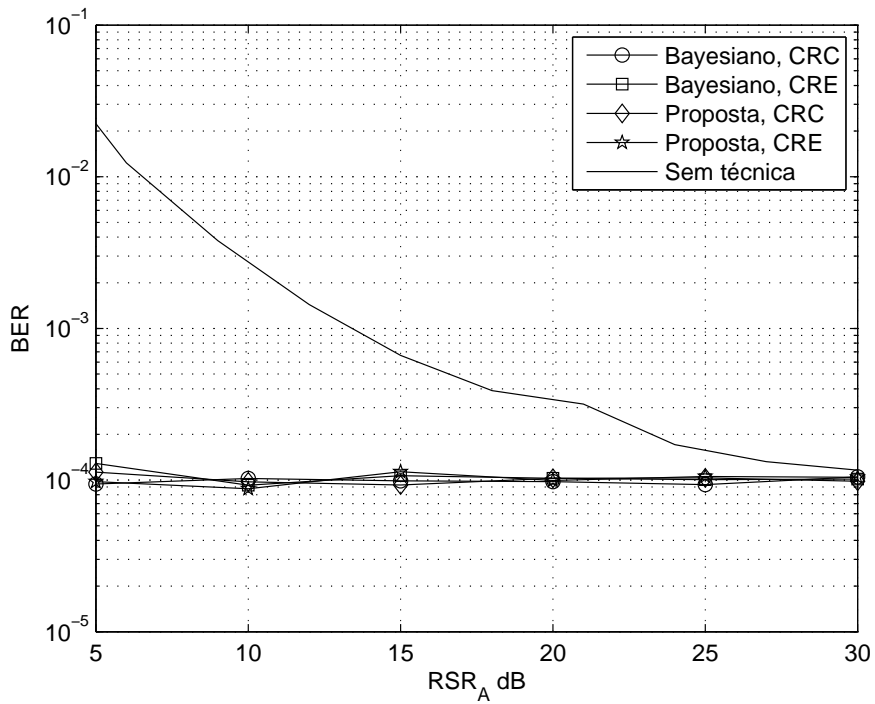


FIG. 4.4: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 20$ dB.

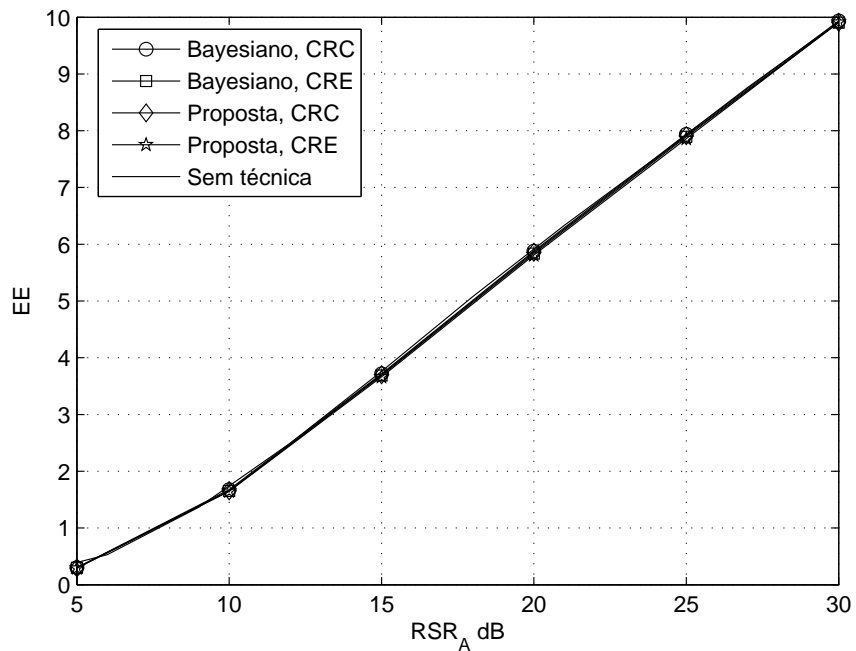


FIG. 4.5: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-4}$ e $RSR_R = 20$ dB.

PEM do sistema, escolhendo modulações com menos pontos na constelação, tendo como consequência a degradação na EE do sistema. Também neste caso a técnica proposta necessita de maior conservadorismo para eliminar a região de inviabilidade, perdendo em desempenho para a técnica Bayesiana.

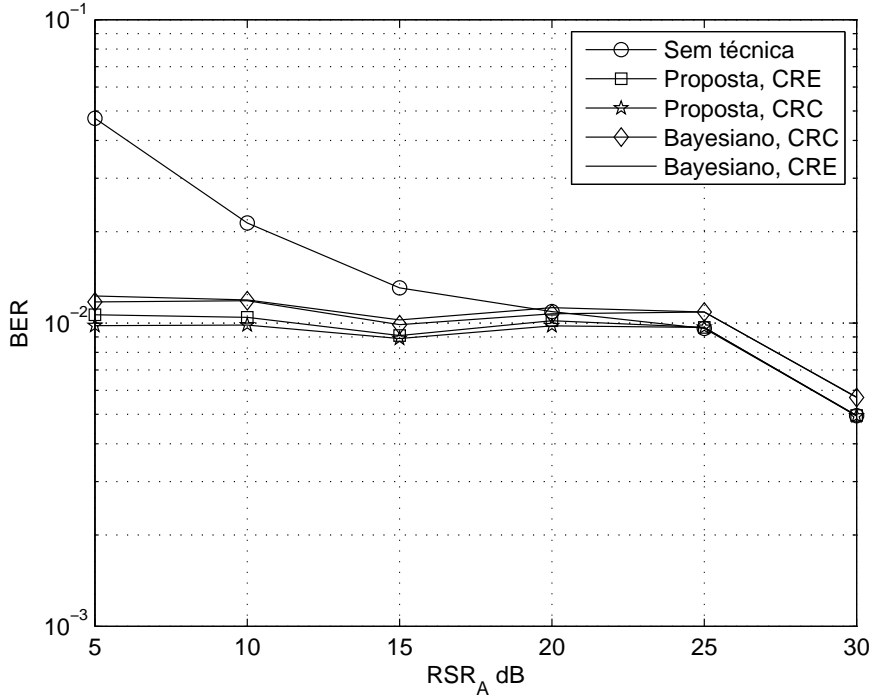


FIG. 4.6: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $RSR_R = 10$ dB.

As Estratégias II e III de técnicas de transmissão foram utilizadas em simulações nos mesmos termos das anteriores. Os resultados de BER em função da RSR_A e EE em função da RSR_A encontrados apresentaram resultados muito semelhantes aos anteriores e não são aqui apresentados por não gerarem conclusões adicionais.

A técnica proposta, portanto, para sistemas SISO, é capaz de solucionar o problema do erro do canal de retorno, mas também apresenta a mesma desvantagem da técnica Bayesiana: o conservadorismo que tem como consequência a degradação da EE do sistema. Foi mostrado que a degradação da EE é maior na técnica proposta do que na técnica Bayesiana para o sistema tratado, não representando, neste caso, vantagem da primeira técnica sobre a segunda.

A técnica proposta se mostrou mais conservadora que a técnica Bayesiana pois caso a observação se enquadre na região não confiável, o sistema decide pela modulação com menor EE, o que gera maior redução na EE. Cabe mencionar que se pode melhorar o

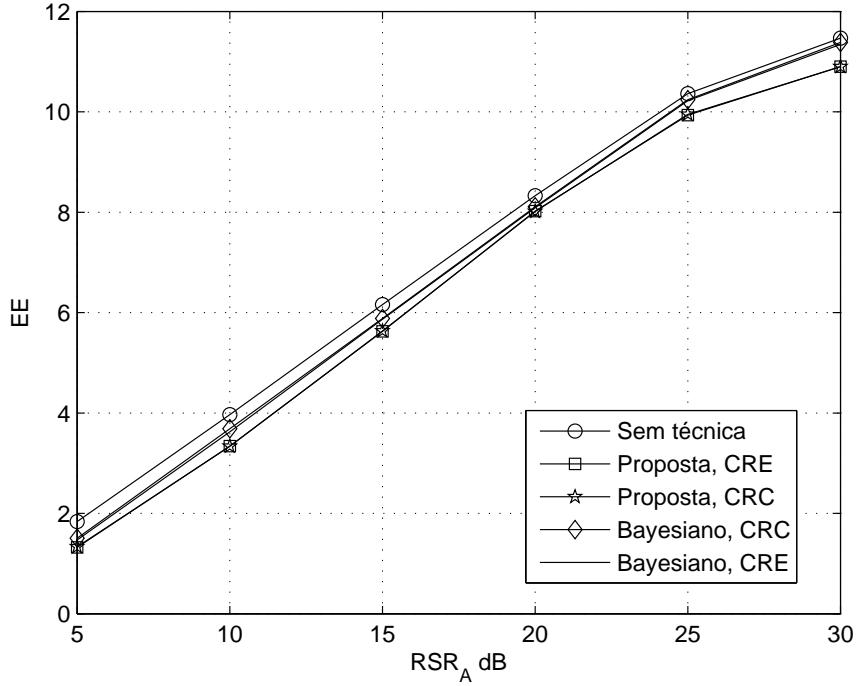


FIG. 4.7: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A nas condições: $PEM = 10^{-2}$ e $RSR_R = 10$ dB.

desempenho da técnica proposta mediante busca de outros códigos na representação de \mathbf{S}_i que possam propiciar desempenho superior ao Gray, código utilizado neste trabalho. Uma possibilidade é buscar códigos que maximizem a relação $\frac{P(0)}{P(1)}$ na EQ. 4.6 com o objetivo de aumentar o valor de η , o que representa possível ganho no desempenho do decisor MAP.

4.3.2 SISTEMAS MIMO COM ADAPTAÇÃO DA ANTENA TRANSMISSORA

Foram realizadas simulações para análise de desempenho de sistemas MIMO que utilizam o canal de retorno para envio de informação acerca das condições dos canais avante com intuito de decidir pela melhor antena transmissora. Buscou-se também combater os distúrbios provocados pelo canal de retorno, modelado por desvanecimento plano. Os resultados são gerados por meio de simulação de Monte Carlo considerando as seguintes modulações fixas: 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

Para obter cada resultado são transmitidos 10^7 símbolos com sorteio de canais independentes. A RSR_A é variada de 5 a 30 dB, com incrementos de 1 dB. Foi utilizado o valor de 10^{-2} para os produtos do máximo desvio Doppler do canal avante e do canal de retorno pela duração (τ) do bloco de dados ($f_{D_A}\tau$ e $f_{D_R}\tau$).

As primeiras simulações para este sistema tiveram o objetivo de avaliar a técnica proposta em canal de retorno com desvanecimento plano, com modulação fixa e adaptação da antena transmissora. Foram utilizadas quatro antenas transmissoras e apenas uma antena receptora. A FIG. 4.8 apresenta três curvas de BER em função da RSR_A , utilizando a modulação 64-QAM e $RSR_R = 10$ dB. Além da curva com a técnica proposta, uma das demais curvas representa o caso em que não há nenhuma técnica de combate aos erros do canal de retorno e a última apresenta canal de retorno ideal.

A análise da referida figura mostra que a técnica proposta apresenta diminuição na BER do sistema se comparado ao caso em que não há nenhuma técnica de combate aos erros do canal de retorno e esse ganho chega a 2 dB nos valores mais altos de RSR_A . Para a $RSR_A = 20$ dB, na curva em que a técnica proposta é utilizada, obtém-se $BER = 5 \times 10^{-4}$, valor este que para o caso em que nenhuma técnica é implementada só é alcançado com $RSR_A = 22$ dB.

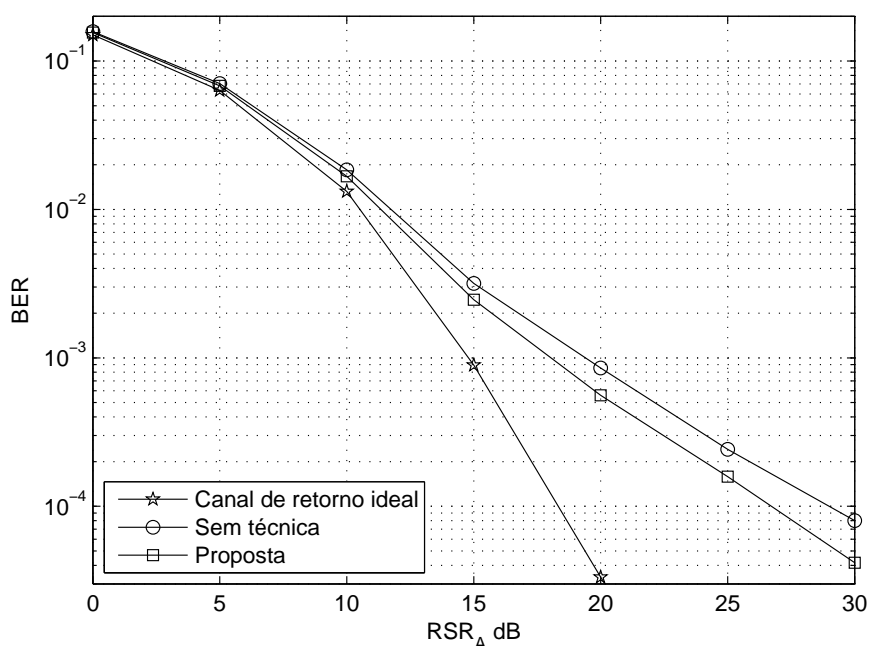


FIG. 4.8: Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 64-QAM, 4 antenas transmissoras e 1 antena receptora.

Resultados semelhantes qualitativamente foram obtidos para as modulações 4-QAM e 16-QAM e são apresentados respectivamente nas figuras 4.9 e 4.10. Essas figuras também evidenciam um ganho de aproximadamente 2 dB com a utilização da técnica proposta quando comparado ao caso em que há apenas o decisor ML. Na FIG. 4.9, em $RSR_A = 18$ dB, na curva em que a técnica proposta é utilizada, obtém-se $BER = 2 \times 10^{-4}$, valor este

que para o caso em que nenhuma técnica é implementada só é alcançado com $RSR_A = 20$ dB. De forma semelhante, na FIG. 4.10, em $RSR_A = 15$ dB, na curva em que a técnica proposta é utilizada, obtém-se $BER = 7 \times 10^{-4}$, valor este que para o caso em que nenhuma técnica é implementada só é alcançado com $RSR_A = 17$ dB.

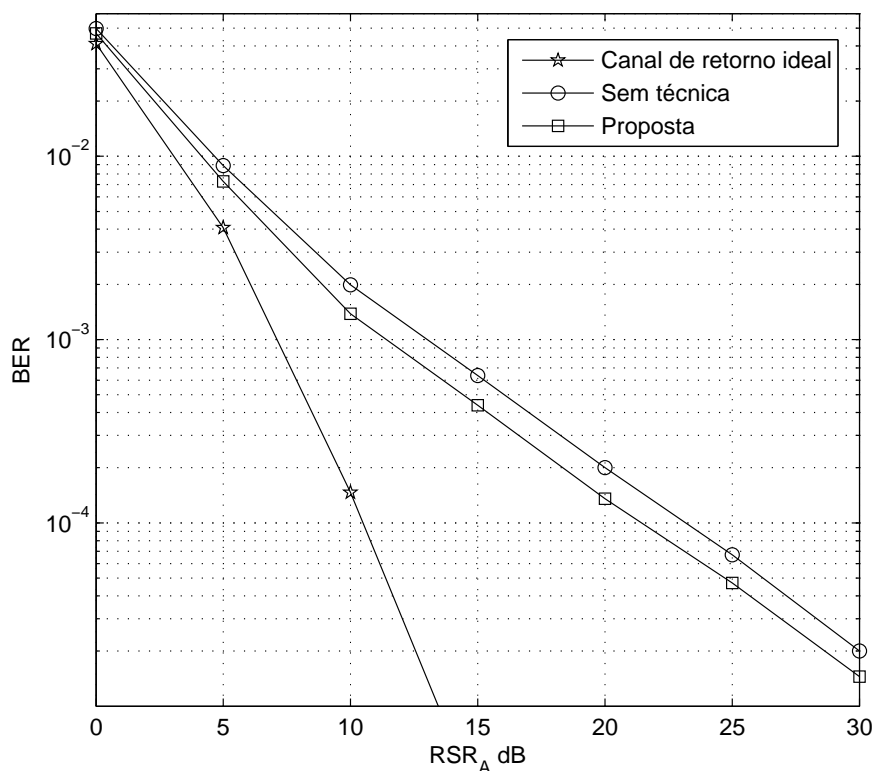


FIG. 4.9: Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 4-QAM, 4 antenas transmissoras e 1 antena receptora.

Com o intuito de melhorar o desempenho do sistema, foram adicionadas antenas receptoras no sistema simulado. Foi escolhida a técnica MRC e foram realizadas simulações nos mesmos moldes das mostradas nas figuras 4.8, 4.9 e 4.10, mas utilizando duas antenas receptoras e a técnica de diversidade MRC. A FIG. 4.11 apresenta os resultados obtidos utilizando a modulação 64-QAM. Obtém-se um ganho de 1 dB na comparação entre a utilização da técnica proposta e a não utilização de técnicas de combate aos erros do canal de retorno. Na FIG. 4.11, em $RSR_A = 17$ dB, na curva em que a técnica proposta é utilizada, obtém-se $BER=2 \times 10^{-5}$, valor este que para o caso em que nenhuma técnica é implementada só é alcançado com $RSR_A = 18$ dB.

Além disso, a diversidade na recepção representou um ganho de aproximadamente 10 dB na comparação entre as figuras 4.8 e 4.11. Na FIG. 4.11, na curva em que a técnica

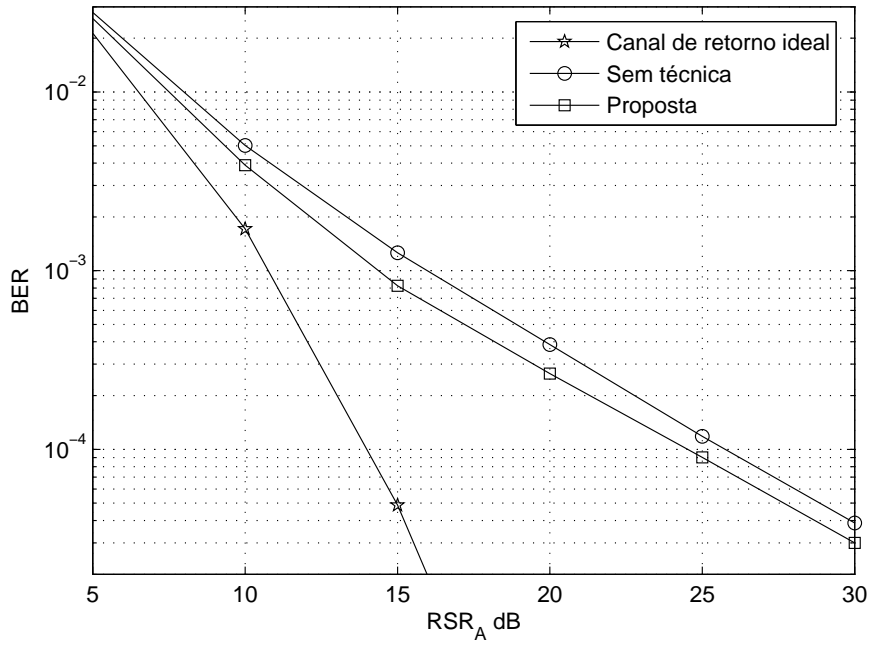


FIG. 4.10: Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 16-QAM, 4 antenas transmissoras e 1 antena receptora.

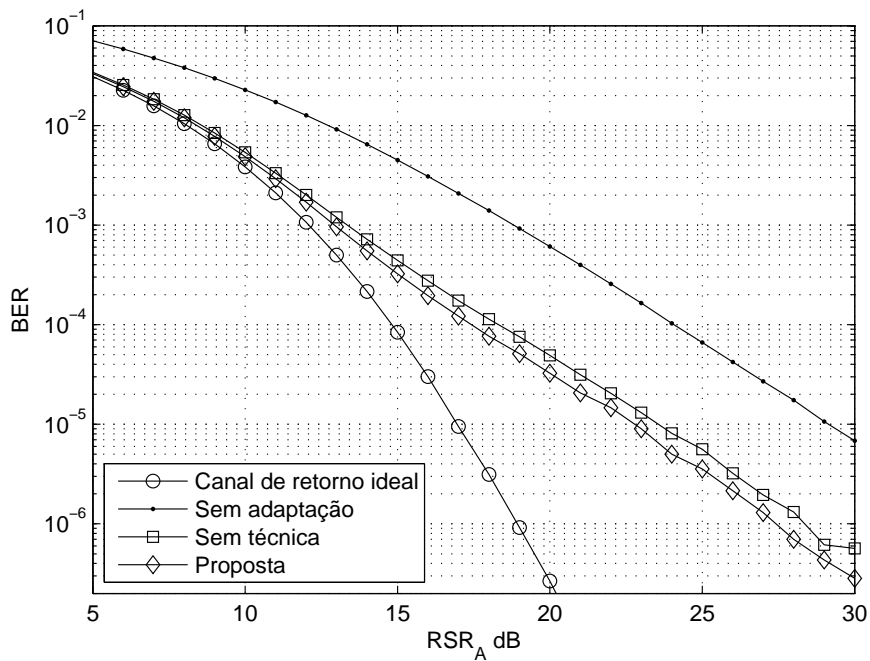


FIG. 4.11: Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 64-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.

proposta é utilizada, obtém-se $BER=10^{-4}$ em $RSR_A = 17$ dB, valor este que para o caso da FIG. 4.8 em que há apenas uma antena receptora só é alcançado com $RSR_A = 27$ dB.

As figuras 4.12 e 4.13 apresentam os resultados obtidos para as modulações 4-QAM e 16-QAM respectivamente. Na FIG. 4.12, na curva em que a técnica proposta é utilizada, obtém-se $BER=10^{-4}$ em $RSR_A = 10$ dB, valor este que para o caso da FIG. 4.9 em que há apenas uma antena receptora só é alcançado com $RSR_A = 21$ dB. Já na FIG. 4.13, na curva em que a técnica proposta é utilizada, obtém-se $BER=10^{-4}$ em $RSR_A = 14$ dB, valor este que para o caso da FIG. 4.10 em que há apenas uma antena receptora só é alcançado com $RSR_A = 24$ dB.

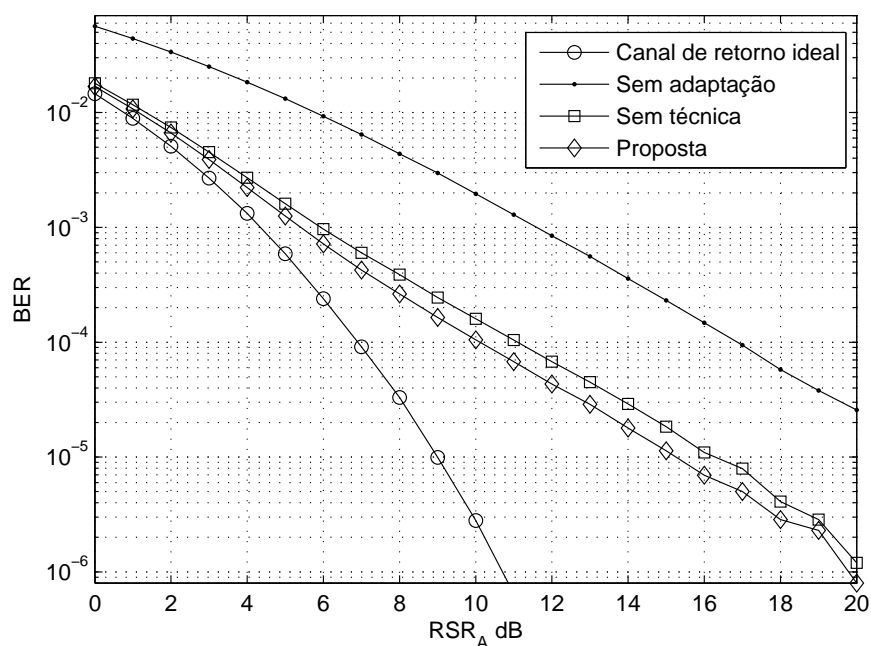


FIG. 4.12: Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 4-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.

A diminuição de 2 dB para 1 dB no ganho comparativo entre a técnica proposta e o caso em que não há técnica implementada para o caso em que há duas antenas receptoras deve-se ao fato de que a diversidade na recepção com a técnica MRC por si só diminui a taxa de erro de bit mesmo quando não há técnica de combate aos erros do canal de retorno implementada.

Os resultados apresentados nas figuras anteriores mostram os benefícios da utilização de sistemas MIMO quando comparados a sistemas convencionais, e mais ainda, mostram que a utilização de um canal de retorno, mesmo sofrendo efeito de desvanecimento plano, diminui ainda mais a BER do sistema e consegue-se um ganho adicional ao ser utilizada

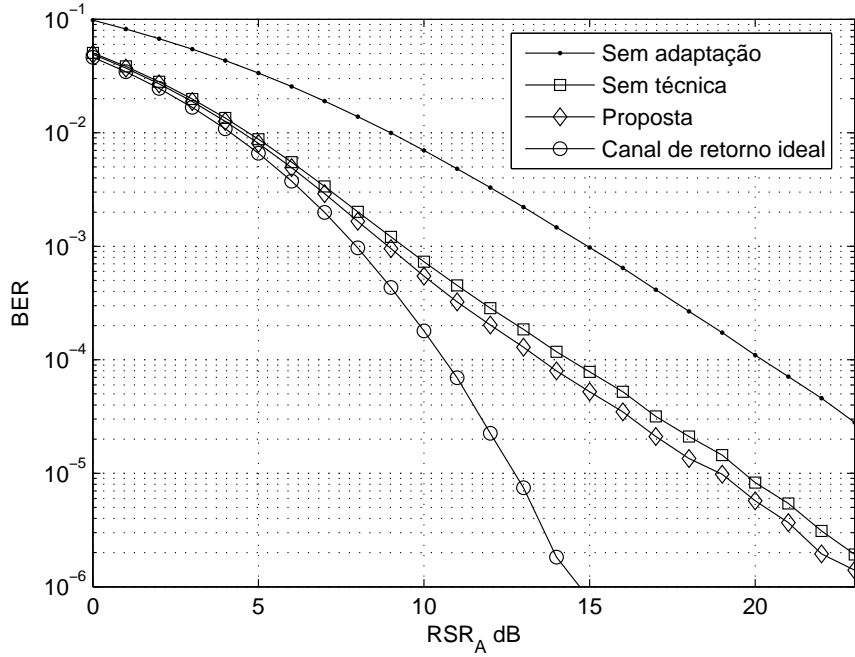


FIG. 4.13: Taxa de erro de bit em função da RSR_A dB, utilizando a modulação 16-QAM, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.

a técnica proposta no combate aos erros do canal de retorno.

4.3.3 SISTEMAS MIMO COM ADAPTAÇÃO DA MODULAÇÃO E DA ANTENA TRANSMISSORA

Foram realizadas também simulações para análise de desempenho de sistemas MIMO que utilizam o canal de retorno para envio de informação acerca das condições dos canais avante com intuito de decidir pela melhor antena transmissora e pela modulação a ser utilizada no próximo bloco de dados. Buscou-se também combater os distúrbios provocados pelo canal de retorno, modelado por desvanecimento plano. Os resultados são gerados por meio de simulação de Monte Carlo considerando as três estratégias de modulações apresentadas na TAB. 3.4 : Estratégia I formada pelas modulações BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM e a opção de não transmitir, Estratégia II formada pelas modulações 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir e a Estratégia III formada pelas modulações 4-QAM, 64-QAM, 256-QAM e a opção de não transmitir.

Para obter cada resultado são transmitidos 10^7 símbolos com sorteio de canais independentes. A RSR_A é variada de 5 a 30 dB, com incrementos de 5 dB. Foi utilizado o valor de 10^{-2} para os produtos do máximo desvio Doppler do canal avante e do canal de

retorno pela duração (τ) do bloco de dados ($f_{D_A}\tau$ e $f_{D_R}\tau$).

A partir de um valor ótimo de $P(\varepsilon)$ para adaptação da antena, aqui chamado de $P_a(\varepsilon)$ e de um valor ótimo para adaptação da modulação, aqui chamado de $P_m(\varepsilon)$, obtidos empiricamente, foram realizadas simulações de $BER \times RSR_A$ e $EE \times RSR_A$. As FIG. 4.14 e FIG. 4.15 apresentam 5 curvas para fins de comparação. Em duas das curvas não é utilizada nenhuma técnica de combate aos erros do canal de retorno para adaptação da antena e da modulação (sistemas MIMO) e adaptação da modulação (sistemas SISO), em outras duas é utilizada a técnica proposta na seção anterior para adaptação da antena transmissora e da modulação (sistemas MIMO) e adaptação da modulação (sistemas SISO) e em outra é utilizada a técnica Bayesiana em sistemas SISO com adaptação da modulação. Os resultados mostram que a técnica proposta apresenta resultados satisfatórios, conseguindo reduzir os erros no canal de retorno que podem levar à escolha da antena errada e também da modulação equivocada, eliminando a região de inviabilidade, da mesma forma que a técnica Bayesiana para sistemas SISO. Com relação à EE, aspecto apontado na FIG. 4.15, o uso de sistemas MIMO proporcionou aumento na EE do sistema. Na $RSR_A = 30$ dB, a EE do sistema com a técnica proposta implementada em sistema SISO é de 9 bits/s/Hz, com a técnica Bayesiana é de 9,4 bits/s/Hz, enquanto que no sistema MIMO com a técnica proposta implementada $EE=10,3$ bits/s/Hz. O aumento na EE do sistema ocorre uma vez que a adaptação da antena transmissora permite a obtenção de taxas de erro de bit mais baixas, com modulações com maior EE.

4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi proposta uma técnica para combater os erros introduzidos pelos distúrbios do canal de retorno em sistemas adaptativos. A técnica proposta consiste em um detector baseado em um decisor MAP aliado a um procedimento heurístico que varia de acordo com o sistema considerado (sistema SISO com modulação adaptativa, sistema MIMO com adaptação da antena transmissora e sistema MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora).

Para o caso de sistema SISO com modulação adaptativa a técnica se mostrou eficaz, apesar de não ter superado o desempenho da técnica Bayesiana (EKPENYONG, 2006) e (EKPENYONG, 2007). Cabe ressaltar que não foram esgotadas as possibilidades de melhorar o desempenho da técnica proposta. Pode-se buscar novos códigos de na representação de \mathbf{S}_i que possam propiciar desempenho superior ao Gray, código utilizado neste trabalho. Uma possibilidade é buscar códigos que maximizem a relação $\frac{P(0)}{P(1)}$ na EQ. 4.6

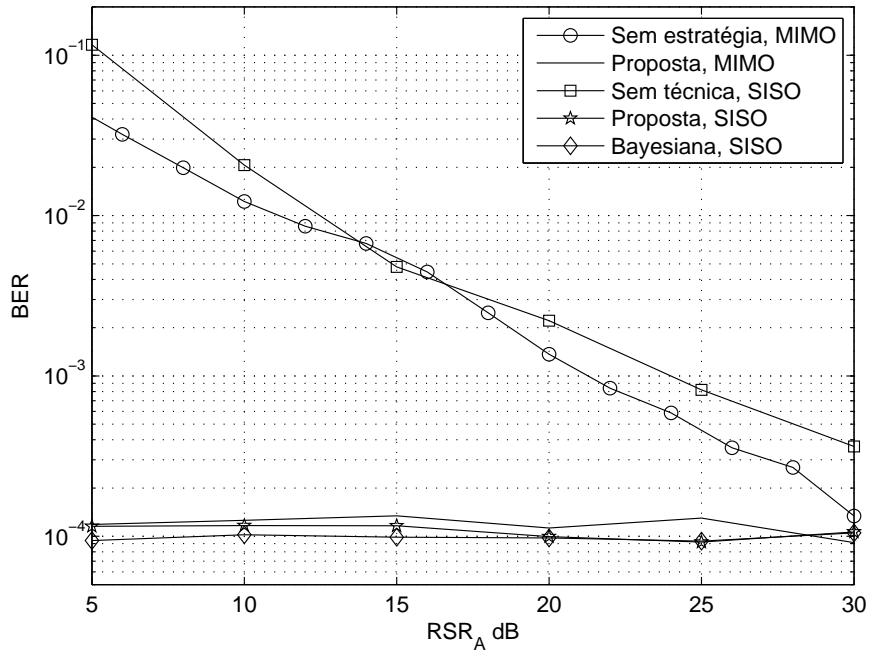


FIG. 4.14: Taxa de erro de bit da Estratégia I em função da RSR_A com a técnica proposta e sem técnica para sistemas SISO e MIMO nas seguintes condições: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.

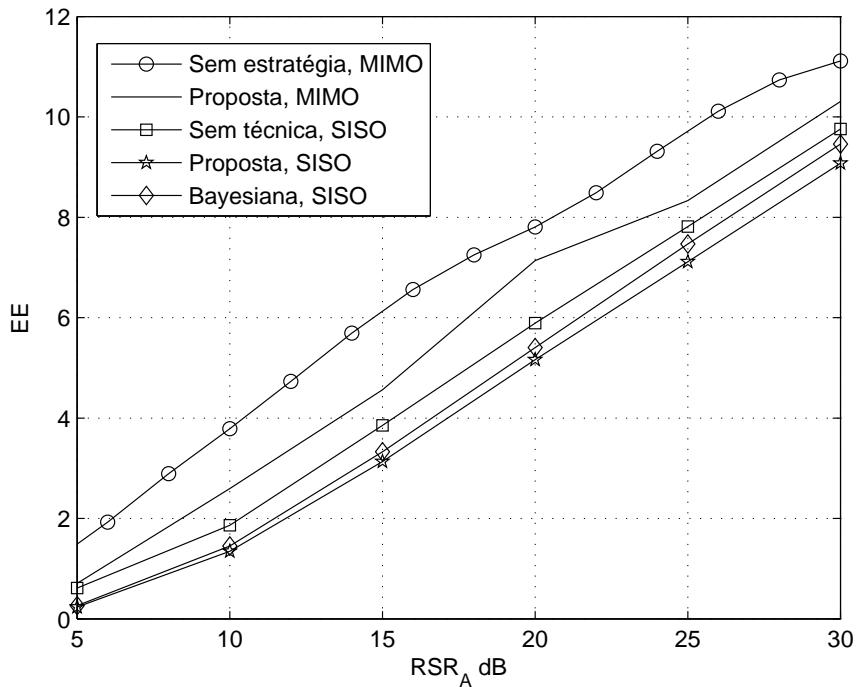


FIG. 4.15: Eficiência Espectral da Estratégia I em função da RSR_A com a técnica proposta e sem técnica para sistemas SISO e MIMO nas seguintes condições: $PEM = 10^{-4}$, $RSR_R = 10$ dB, 4 antenas transmissoras e 2 antenas receptoras.

com o objetivo de aumentar o valor de η , o que representa possível ganho no desempenho do decisor MAP. Devido à escassez de tempo, essa busca fica proposta para trabalhos futuros.

Para o sistema MIMO com adaptação de antenas transmissoras e modulação fixa a técnica apresentou ganho quando comparada com a ausência de técnica de combate aos erros no canal de retorno. Neste caso a técnica proposta apresentou grande vantagem.

Por último buscou-se aliar os dois casos anteriores, realizando adaptação da antena transmissora e da modulação em sistemas MIMO. A junção dos dois procedimentos resultou em uma grande redução na taxa de erro de bit do sistema, e aumento na EE do sistema quando comparado aos sistemas SISO. Também neste cenário a técnica aqui proposta mostrou-se vantajosa.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

O presente trabalho foi voltado para sistemas adaptativos de transmissão que utilizam canal de retorno para transmissão das informações sobre as condições do canal avante, as quais são necessárias para a realização da adaptação. Esses sistemas foram empregados em canais avante e de retorno caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano. Os sistemas considerados neste trabalho foram: sistemas SISO que empregam modulação adaptativa, sistemas MIMO que realizam adaptação da antena transmissora com modulação fixa e sistemas MIMO que realizam adaptação da antena transmissora e da modulação.

Dentre as contribuições apresentadas, destacam-se:

- Avaliação de desempenho de técnicas de modulação adaptativa que empregam as estratégias propostas em (EKPENYONG, 2006) para redução da região de inviabilidade, considerando canais avante e de retorno modelados de forma diferente da realizada no referido trabalho, caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano;
- Proposta de uma técnica de combate aos erros no canal de retorno em sistemas adaptativos que possa ser utilizada em sistemas SISO com modulação adaptativa, sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora.

Inicialmente foram apresentados a estratégia de modulação adaptativa e o sistema MIMO utilizado, suas características de desempenho e e foi descrito o sistema de comunicações utilizado neste trabalho.

Foi realizada a avaliação de desempenho de técnicas de modulação adaptativa que empregam as estratégias propostas em (EKPENYONG, 2006) para reduzir a região de inviabilidade (o detector Bayesiano e o detector baseado em cadeias de Markov), que caracteriza tais técnicas quando empregadas em canais de retorno que apresentam erros. No entanto, a avaliação aqui realizada emprega um modelo de canal de retorno diferente do adotado no trabalho (EKPENYONG, 2006), e que apresenta algumas vantagens em relação à modelagem original, pois permite estabelecer cenários apropriados para o emprego das estratégias investigadas. Além disso, outras contribuições deste trabalho são

a avaliação de desempenho dessas técnicas quando ocorre erro de estimação do canal de retorno, assunto não abordado em (EKPENYONG, 2006) e a avaliação de desempenho da técnica Bayesiana em sistemas MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora.

Conforme mostrado, as técnicas simuladas propiciam boa melhora de desempenho, tendo diminuído ou até eliminado a região de inviabilidade em sistemas SISO. A técnica Bayesiana apresenta resultados superiores ao da técnica baseada em Cadeias de Markov pois é capaz de eliminar completamente esta região, mesmo quando o canal de retorno é estimado, desde que se escolha um valor de β apropriado. Em contrapartida a técnica Bayesiana degrada a eficiência espectral, sobretudo quando o canal de retorno é estimado. Para reduzir essa degradação é necessária a escolha de um valor de β para cada conjunto de parâmetros de um sistema de comunicação, o que é outro inconveniente desta técnica.

Já em sistemas MIMO com adaptação da antena transmissora e da modulação a técnica Bayesiana proposta por Ekpenyong não foi capaz de eliminar a região de inviabilidade devido ao fato de os símbolos relativos à melhor antena enviados pelo canal de retorno serem equiprováveis. Assim, quando ocorre erro na decisão da antena, ainda que a modulação detectada seja a correta, é possível que para a antena escolhida esta modulação não seja a mais indicada.

Já a técnica baseada em Cadeias de Markov apresenta a vantagem de não afetar a EE e de nem requerer o ajuste de parâmetros, mas apresenta duas limitações sérias: a incapacidade de eliminar completamente a região de inviabilidade e a severa restrição do modelo adotado para o canal avante, de tal modo que o seu emprego é inadequado para canais avante com $f_{D_A}\tau \geq 10^{-3}$.

Posteriormente foi proposta uma técnica de combate aos erros no canal de retorno em sistemas adaptativos. A técnica proposta consiste em um detector baseado em um decisor MAP aliado a um procedimento heurístico que varia de acordo com o sistema considerado (sistema SISO com modulação adaptativa, sistema MIMO com adaptação da antena transmissora e sistema MIMO com adaptação da modulação e da antena transmissora).

Para o caso de sistema SISO com modulação adaptativa a técnica se mostrou eficaz, mas, no entanto, não superou o desempenho da técnica Bayesiana (EKPENYONG, 2006) e (EKPENYONG, 2007). Cabe ressaltar que não foram esgotadas as possibilidades de melhorar o desempenho da técnica proposta. Pode-se buscar novos códigos para representação binária de \mathbf{S}_i que possam propiciar desempenho superior ao Gray, código

utilizado neste trabalho. Uma possibilidade é buscar códigos que maximizem a relação $\frac{P(0)}{P(1)}$ na EQ. 4.6 com o objetivo de aumentar o valor de η , o que representa possível ganho no desempenho do decisor MAP. Devido à escassez de tempo, essa busca fica proposta para trabalhos futuros.

Para o sistema MIMO com adaptação de antenas transmissoras e modulação fixa a técnica apresentou ganho quando comparada com a ausência de técnica de combate aos erros no canal de retorno. Buscou-se também aliar os dois casos anteriores, realizando adaptação da antena transmissora e da modulação em sistemas MIMO. A junção dos dois procedimentos resultou em uma grande redução na taxa de erro de bit do sistema, e aumento na EE do sistema quando comparado aos sistemas SISO.

Em suma, embora a técnica proposta não tenha apresentado melhores características de desempenho do que a técnica Bayesiana (EKPENYONG, 2006, 2007) nos sistemas de modulação adaptativa, ela possui parâmetros que podem melhorar o desempenho que não foram exploradas por razão da limitação de tempo. Além disso, ela pode ser aplicada para sistemas MIMO de grande interesse na atualidade. Diante disso considera-se que a técnica proposta apresenta vantagens quando comparadas à técnica Bayesiana.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AHMED, N., KHOJASTEPOUR, M. A., SABHARWAL, A. e AAZHANG, B. **Outage minimization with limited feedback for the fading relay channel.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 54:659–669, March 2006.
- BARRETO, A. N., V. A. S. J. e CAVALCANTE, A. M. **WiMAX móvel, a tecnologia e suas aplicações.** *In: SBrT*, Setembro 2007.
- BERNAT JUNIOR, S., PINTO, E. L. e GALDINO, J. F. **Autocorrelação de um estimador da razão sinal-ruído para adaptação de modulação.** *In: Anais do XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Setembro 2007a.
- BERNAT JUNIOR, S. C. **Modulação Adaptativa Baseada Na Predição Da Métrica De Adaptação Para Canais Com Desvanecimento Plano.** Dissertação (mestrado), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, RJ, 2007b.
- BIGLIERI, E., CALDERBANK, R., CONSTANTINIDES, A., GOLDSMITH, A., PAULRAJ, A. e POOR, H. V. **MIMO Wireless Communications.** Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2007. ISBN 0521873282.
- CHO, K. e YOON, D. **On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 50(7):1074–1080, July 2002. ISSN 0090-6778.
- CHUNG, S. e GOLDSMITH, A. **Degrees of freedom in adaptive modulation: an unified view.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 49(9):1561–1571, September 2001.
- DUEL-HALLEN, A. **Fading channel prediction for mobile radio adaptive transmission systems.** *In: Proceedings of the IEEE*, 95:2299–2313, December 2007.
- EKPENYONG, A. e HUANG, Y.-F. **Feedback constraints for adaptive transmission.** *In: IEEE Signal Processing Magazine*, 24(3):69–78, May 2007. ISSN 1053-5888.
- EKPENYONG, A. e HUANG, Y.-F. **Feedback-detection strategies for adaptive modulation systems.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 54(10):1735–1740, October 2006. ISSN 0090-6778.
- GALDINO, J. e GURJÃO, E. **Otimização de limiares para adaptação de modulação diante de erros no canal de retorno.** *In: Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Setembro 2008.
- GALDINO, J., PINTO, E. e DE ALENCAR, M. **Analytical performance of the LMS algorithm on the estimation of wide sense stationary channels.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 52(6):982–991, June 2004. ISSN 0090-6778.

- GOECKEL, D. **Adaptive coding for time-varying channels using outdated fading estimates.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 47(6):844–855, June 1999. ISSN 0090-6778.
- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005. ISBN 0521837162.
- KIM, T.-H., JR., R. W. H. e CHOI, S. **Multiuser MIMO downlink with limited feedback using transmit-beam matching.** *In: International Conference on Communications (ICC)*, págs. 3506–3510, July 2008.
- KWAN, R. e LEUNG, C. **Adaptive modulation and coding with multicode over Nakagami fading channels.** *In: IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2:927–932 Vol. 2, March 2005. ISSN 1525-3511.
- LIU, Q., ZHOU, S. e GIANNAKIS, G. B. **Queuing with adaptive modulation and coding over wireless links: Cross-layer analysis and design.** *In: IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(3):1142–1153, 2005.
- LOVE, D. J., HEATH, R. W., LAU, V. K. N., GESBERT, D., RAO, B. D. e ANDREWS, M. **An overview of limited feedback in wireless communication systems.** *In: IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 26(8):1341–1365, October 2008.
- LOVE, D. J., HEATH JR., R. W., SANTIPACH, W. e HONIG, M. L. **What is the value of limited feedback for MIMO channels?** *In: IEEE Communications Magazine*, 42(10), October 2004.
- LOVE, D. J. e JR., R. W. H. **Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes.** *In: IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(1):64–73, January 2005a.
- LOVE, D. J. e JR., R. W. H. **Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems.** *In: IEEE Transactions on Information Theory*, 51(8):2967–2976, August 2005b.
- MOURA, D., SALLES, R. e GALDINO, J. **Generalized input deterministic service queue model: analysis and performance issues for wireless tactical networks.** *In: IEEE Communications Letters*, 13(12):965–967, December 2009.
- PARSONS, J. D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 1992.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications - Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- SADEGHI, P., KENNEDY, R. A., RAPAJIC, P. e SHAMS, R. **Finite-state Markov modeling of fading channels: A survey of principles and applications.** *In: IEEE Signal Processing Magazine*, 25(5):57–80, September 2008.

- SKLAR, B. **Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems - part 1: Characterization.** *In: IEEE Communications Magazine*, 35(7):90–100, July 1997.
- SVENSSON, A. **An introduction to adaptive QAM modulation schemes for known and predicted channels.** *In: Proceedings of the IEEE*, 95(12):2322–2336, December 2007. ISSN 0018-9219.
- TORRANCE, J. M. e HANZO, L. **Optimisation of switching levels for adaptive modulation in slow Rayleigh fading.** *In: IEE Electronics Letters*, 32(13):1167–1169, June 1996a.
- TORRANCE, J. M. e HANZO, L. **Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh-fading channel.** *In: IEE Electronics Letters*, 32(8): 718–719, April 1996b.
- TREES, H. L. V. *Detection, Estimation and Modulation Theory.* Wiley, 1968.
- YOO, T., JINDAL, N. e GOLDSMITH, A. **Finite-rate feedback MIMO broadcast channels with a large number of users.** *In: IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, págs. 1214–1218, September 2006.