

Análise dos Pontos Ótimos de Comutação
em Sistemas com FEC Adaptativo e
Sistemas Híbridos com FEC e Modulação
Adaptativos

ELVIRA SALVADOR DIOGO

Julho / 2021



**ANÁLISE DOS PONTOS ÓTIMOS
DE COMUTAÇÃO EM
SISTEMAS COM FEC
ADAPTATIVO E SISTEMAS
HÍBRIDOS COM FEC E
MODULAÇÃO ADAPTATIVOS**

ELVIRA SALVADOR DIOGO

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

**ORIENTADOR: Prof. Dr. José
Marcos Câmara Brito**

Diogo, Elvira Salvador

D591a

Análise dos Pontos Ótimos de Comutação em Sistemas com FEC Adaptativo e Sistemas Híbridos com FEC e Modulação Adaptativos. / Elvira Salvador Diogo. – Santa Rita do Sapucaí, 2021.

139p.

Orientador: Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito.

Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia.

1. FEC adaptativo 2. Modulação adaptativa 3. Rádio cognitivo 4. Pontos ótimos de comutação 5. Nakagami-m 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Brito, José Marcos Câmara. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____/____/2021,
pela comissão julgadora:

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito
INATEL

Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza
INATEL

Prof. Dr. Paulo Cardieri
FEEC - UNICAMP

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

A Deus

*“Mas os que esperam no Senhor
renovarão as suas forças; subirão com
asas como águias; correrão, e não se
cansarão; andarão, e não se fatigarão”.*

(Isaiás 40:31)

Aos meus Pais, Mateus Diogo e Emília
Diogo (*in memoriam*)

*“A nossa maior glória não reside no fato
de nunca cairmos, mas sim em
levantarmo-nos sempre depois de cada
queda”.*

(Oliver Goldsmith)

AGRADECIMENTOS

Meu primeiro e maior agradecimento é para Deus por me levantar e fortalecer nessa caminhada, por renovar as minhas forças a não desistir.

À minha família, por sempre me apoiarem e cuidarem, por cada oração e incentivo, em especial aos meus irmãos Beatriz, Cecília, Linett, Jeovânia, Emiliano e os meus cunhados Francisco e Damião.

Ao meu orientador, Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito, por me apoiar nessa jornada, por acreditar em mim e por ser um bom profissional no exercício de suas competências.

À sua excelência Sr. José Carvalho da Rocha, Ex. Ministro das Telecomunicações da República de Angola, pela oportunidade e cuidados.

Aos profissionais do FADCOM (Fundo responsável pela bolsa de estudo), na pessoa dos senhores Américo dos Santos, Arnaldo, Lucrécia, Elisa e Catarina. Gratidão por todo apoio, pelo carinho e toda paciência que tiveram comigo.

Aos profissionais do INATEL, em especial à Gisele Moreira pelo excelente trabalho, atenção, carinho e dedicação com todos nós. E aos demais, Dr. Justino Ribeiro, Dr. Joel Rodrigues, Dr. Luciano Leonel, Dr. Samuel Baraldi, Prof. Leonardo Maia, Denise, Andreia, Rosi, Bruna, Juliana, Aline, Iris, Sabrina, Rosalba, Valeria, Lurdes, Marquinho, Neide (e todo pessoal da cantina), José Alfredo e o pessoal da segurança, pelo apoio que me deram, pelo carinho que tiveram comigo e por vossa amizade.

Aos meus amigos, colegas e irmãos de igreja que acabaram se tornando mais do que amigos, um grupo de pessoas muito grande e não quero ser injusta em deixar alguém de fora porque são pessoas muito especiais e peço a Deus que sempre cuide delas como cuida de mim. Em especial do mestrado, Mauro, Sheila, Mateus, Aline, Diego, Flávia, Élcio, Vitor, Gabriel, Ana Paula, Moisés, Indira, Natacha, Pedro Ivo, Georgino, Braian, Fidel, Elivander, Evandro, Rita, Luís, Thiale, Nataly, Jones, José Elias, Tarcísio, Daniel, Mayomona, Odair, Karine e Jessica. Obrigada por estarem comigo e fazerem parte dessa jornada.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xvi
LISTA DE TABELAS	xxii
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS	xxiv
LISTA DE SÍMBOLOS	xxvi
RESUMO	xxix
ABSTRACT	xxxi
Capítulo 1.....	1
Introdução.....	1
1.1 Contextualização.....	1
1.2 Rádio Cognitivo (RC).....	3
1.3 Modulação e Codificação Adaptativas (MCA)	4
1.4 Motivações e Objetivo da Dissertação	6
1.5 Estrutura e Contribuições da Dissertação	7
Capítulo 2.....	9
Conceitos Básicos e Fundamentos Teóricos.....	9
2.1 Introdução	9
2.2 Códigos De Correção Automática de Erro	9
2.2.1 Capacidade de Correção de Erros de um Código de Blocos	10
2.2.2 Códigos BCH (Bose, Chaudhuri e Hocquenghen)	11
2.3 Modulação Digital	12
2.4 Modelo de Canal.....	13
2.5 Cálculo de Probabilidade de Erro de Pacote.....	14
Capítulo 3.....	16
Análise dos Pontos Ótimos de Comutação.....	16
3.1 Introdução	16
3.2 Critério da Vazão	16
3.2.1 Critério da Vazão para o FEC Adaptativo	17
3.2.2 Critério da Vazão para Técnica Híbrida Modulação Adaptativa e FEC Adaptativo	21
3.3 Critério do Atraso	27

3.3.1	Análise da Influência do Parâmetro Z para Técnica FEC Adaptativa.....	28
3.3.2	Critério do Atraso para Técnica Híbrida com Modulação e FEC Adaptativos	35
3.4	Critério de Métrica <i>Power</i>	39
3.4.1	Critério da Métrica <i>Power</i> para o FEC Adaptativo	40
3.4.2	Critério da Métrica <i>Power</i> para Técnica Híbrida com Modulação e FEC Adaptativos	44
Capítulo 4.....		53
Análise dos Pontos Ótimos de Comutação em um Ambiente de Rádio Cognitivo com Acesso ao Meio Oportunista, Considerando Sensoriamento Espectral Perfeito		53
4.1	Introdução	53
4.1.1	Atraso de Pacotes na Rede Primária	55
4.1.2	Atraso de Pacotes na Rede Secundária	57
4.1.3	Métrica <i>Power</i>	57
4.2	Pontos Ótimos de Comutação Considerando FEC Adaptativo	58
4.2.1	Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Ilimitadas	58
4.2.2	Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Limitadas	63
4.2.3	Influência do Fator de Utilização na Determinação dos Pontos Ótimos de Comutação	69
4.3	Pontos Ótimos de Comutação Considerando o Modelo Híbrido com Modulação e FEC Adaptativos	80
4.3.1	Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Ilimitadas	81
4.3.2	Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões limitadas.	85
4.3.3	Influência do Fator de Utilização na Determinação dos Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Ilimitadas para o Sistema Adaptativo Híbrido Modulação + FEC.....	91
Capítulo 5.....		102
Conclusões.....		102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		105

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Tráfego global de dados da rede móvel e crescimento ano a ano (de 2014 a 2020).	2
Figura 1.2: Acesso ao meio oportunista.....	4
Figura 1.3: Diagrama do fluxo básico de um sistema adaptativo MCA.....	5
Figura 3.1: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=0.5$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$	18
Figura 3.2: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=1$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$	18
Figura 3.3: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=2$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$	19
Figura 3.4: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=3$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$	19
Figura 3.5: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=10$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$	20
Figura 3.6: Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo para $m=0.5$	22
Figura 3.7: Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo para $m=1$	22
Figura 3.8: Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo para $m=2$	23
Figura 3.9: Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo para $m=3$	23
Figura 3.10: Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo para $m=10$	24
Figura 3.11: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=0.5$	25
Figura 3.12: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=1$	26
Figura 3.13: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=2$	26
Figura 3.14: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=3$	27
Figura 3.15: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=10$	27
Figura 3.16: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=0.5$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=424$ e $0 \leq t \leq 5$	30
Figura 3.17: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=1$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=424$ e $0 \leq t \leq 5$	30
Figura 3.18: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=2$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=424$ e $0 \leq t \leq 5$	31
Figura 3.19: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=3$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=424$ e $0 \leq t \leq 5$	31
Figura 3.20: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=10$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=424$ e $0 \leq t \leq 5$	32
Figura 3.21: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=0.5$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=4240$ e $0 \leq t \leq 5$	33

Figura 3.22: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=1$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=4240$ e $0 \leq t \leq 5$.	33
Figura 3.23: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=10$, $Z=1$, $X=10$, $n_p=4240$ e $0 \leq t \leq 5$.	34
Figura 3.24: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=0.5$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	36
Figura 3.25: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=1$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	37
Figura 3.26: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=2$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	37
Figura 3.27: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=3$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	38
Figura 3.28: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=10$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	38
Figura 3.29: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=0.5$, $Z=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.	41
Figura 3.30: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=1$, $Z=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.	41
Figura 3.31: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=2$, $Z=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.	42
Figura 3.32: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=3$, $Z=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.	42
Figura 3.33: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=10$, $Z=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.	43
Figura 3.34: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=0.5$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	45
Figura 3.35: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=1$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	45
Figura 3.36: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=2$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	46
Figura 3.37: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=3$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	46
Figura 3.38: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=10$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.	47
Figura 3.39: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=0.5$.	49
Figura 3.40: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=1$.	50
Figura 3.41: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=2$.	50
Figura 3.42: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=3$.	51
Figura 3.43: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=10$.	51
Figura 4.1: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	59
Figura 4.2: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	60

Figura 4.3: Curva da métrica power da rede secundária para $m=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	60
Figura 4.4: Curva da métrica power da rede secundária para $m=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	61
Figura 4.5: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	61
Figura 4.6: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $N_{max}=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	63
Figura 4.7: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $N_{max}=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	64
Figura 4.8: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $N_{max}=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	64
Figura 4.9: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $N_{max}=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	65
Figura 4.10: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $N_{max}=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	65
Figura 4.11: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $N_{max}=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	66
Figura 4.12: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $N_{max}=5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	66
Figura 4.13: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $N_{max}=5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	67
Figura 4.14: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $N_{max}=5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	67
Figura 4.15: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	70
Figura 4.16: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	70
Figura 4.17: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	71
Figura 4.18: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	72
Figura 4.19: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	72
Figura 4.20: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	73
Figura 4.21: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	74
Figura 4.22: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	74
Figura 4.23: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	75
Figura 4.24: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	76

Figura 4.25: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	76
Figura 4.26: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	77
Figura 4.27: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	78
Figura 4.28: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	78
Figura 4.29: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.	79
Figura 4.30: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	81
Figura 4.31: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	82
Figura 4.32: Curva da métrica power da rede secundária para $m=2$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	82
Figura 4.33: Curva da métrica power da rede secundária para $m=3$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	83
Figura 4.34: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	83
Figura 4.35: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=2$, $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	85
Figura 4.36: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=2$, $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	86
Figura 4.37: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=2$ e $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	86
Figura 4.38: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=3$ e $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	87
Figura 4.39: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=3$ e $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	87
Figura 4.40: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=3$ e $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	88
Figura 4.41: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=5$ e $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	88
Figura 4.42: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=5$ e $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	89
Figura 4.43: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=5$ e $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$	89
Figura 4.44: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$	92
Figura 4.45: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$	93
Figura 4.46: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$	93

Figura 4.47: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.3, \rho_2=0.3$.	94
Figura 4.48: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.3, \rho_2=0.3$.	94
Figura 4.49: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.3, \rho_2=0.3$.	95
Figura 4.50: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.49, \rho_2=0.3$.	95
Figura 4.51: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.49, \rho_2=0.3$.	96
Figura 4.52: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.49, \rho_2=0.3$.	96
Figura 4.53: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.5, \rho_2=0.49$.	97
Figura 4.54: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.5, \rho_2=0.49$.	97
Figura 4.55: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.5, \rho_2=0.49$.	98
Figura 4.56: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.7, \rho_2=0.29$.	98
Figura 4.57: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.7, \rho_2=0.29$.	99
Figura 4.58: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.7, \rho_2=0.29$.	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: <i>Normas do código BCH.</i>	11
Tabela 3.1: <i>Pontos ótimos de comutação e vazão normalizada no ponto de comutação.</i>	20
Tabela 3.2: <i>Pontos ótimos de comutação e vazão no ponto de comutação.</i>	24
Tabela 3.3: <i>Pontos de comutação para técnica FEC adaptativo ($n_p=424$).</i>	32
Tabela 3.4: <i>Pontos de comutação para técnica FEC adaptativo ($n_p=4240$).</i>	34
Tabela 3.5: <i>Pontos de comutação considerando técnica híbrida adaptativa.</i>	39
Tabela 3.6: <i>Pontos de comutação e métrica power.</i>	43
Tabela 3.7: <i>Pontos ótimos de comutação FEC adaptativo /adaptativo híbrido.</i>	47
Tabela 4.1: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas.</i>	62
Tabela 4.2: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões limitadas.</i>	68
Tabela 4.3: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$.</i>	71
Tabela 4.4: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$.</i>	73
Tabela 4.5: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$.</i>	75
Tabela 4.6: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$.</i>	77
Tabela 4.7: <i>Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$.</i>	79
Tabela 4.8: <i>Pontos ótimos de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas.</i>	84
Tabela 4.9: <i>Pontos ótimos de comutação em um sistema de RC com retransmissões limitadas.</i>	90
Tabela 4.10: <i>Pontos ótimos de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas.</i>	100

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

4G	Quarta Geração
5G	Quinta Geração
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i>
BCH	Bose, Chaudhuri e Hocquenghem
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BW	<i>Bandwidth</i>
DSA	<i>Dynamic Spectrum Access</i>
FADCOM	Fundo de Apoio para o Desenvolvimento das Comunicações
FDP	Função Densidade de Probabilidade
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
INATEL	Instituto Nacional de Telecomunicações
MCA	Modulação e Codificação Adaptativas
ONU	Organização das Nações Unidas
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PER	<i>Packet Error Rate</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
RC	Rádio Cognitivo
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UP	Usuário Primário
US	Usuário Secundário

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Largura de banda do canal
d_{min}	Distância mínima de um código de bloco
E_b	Energia de bit de uma modulação digital
E_s	Energia de símbolo de uma modulação digital
$E(T)_j$	Tempo médio para se transmitir uma mensagem de dados correta
k	Número de bit de informação
K	Número médio de quadros entre o fim de uma transmissão incorreta e o início da retransmissão da mensagem de dados
M_r	Número de pontos na constelação da modulação de referência
M_i	Número de pontos na constelação da modulação corrente
m	Ordem de diversidade do desvanecimento Nakagami- m
n	Número total de bits (informação + redundância) na palavra código de um código de bloco
n_j	Número de bits transmitidos em uma janela de tempo
N_0	Densidade de ruído no canal
P_c	Probabilidade de um bloco recebido não conter erros
P_{bn}	Probabilidade de erro de bit
t	Capacidade de correção de erro de um código de bloco
V	Vazão
X	Número de <i>time slots</i> em um quadro
Z	Quantidade de pacotes em uma mensagem de dados
βn	Eficiência de largura de faixa
γ	Relação sinal-ruído
$\Gamma(m)$	Função Gama
i	Classe do usuário ($i=1$ para usuário primário e $i=2$ para usuário secundário)
λ_1	Taxa de chegada de pacote na rede primária
λ_2	Taxa de chegada de pacote na rede secundária
μ	Taxa de serviço do pacote efetiva

μ_1	Taxa de serviço efetiva para rede primário
μ_2	Taxa de serviço efetiva para rede secundário
ρ	Fator de utilização do canal
ρ_1	Fator de utilização do canal pela rede primária
ρ_2	Fator de utilização do canal pela rede secundária
W_1	Atraso médio total na rede primária
W_2	Atraso médio total na rede secundária
X_1	Tempo de transmissão efetiva na rede primária
X_2	Tempo de transmissão efetiva na rede secundária
t_1	Tempo necessário para uma tentativa de transmissão de pacote na rede primária
t_2	Tempo necessário para uma tentativa de transmissão de pacote na rede secundária
L_{p1}	Comprimento do pacote primário
L_{p2}	Comprimento do pacote secundário
R_{bi}	Taxa de transmissão em bits por segundo
R_{b1}	Taxa de transmissão em bits por segundo na rede primária
R_{b2}	Taxa de transmissão em bits por segundo na rede secundária
N_{max}	Número máximo de retransmissões
$E[X]$	Tempo médio para se transmitir um pacote corretamente
$E[X_1]$	Tempo médio efetivo para transmissão de um pacote corretamente na rede primária
$E[X_2]$	Tempo médio efetivo para transmissão de um pacote corretamente na rede secundária
$E[x_1^2]$	Valor quadrático médio do tempo efetivo para transmissão de um pacote na rede primária
$E[x_2^2]$	Valor quadrático médio do tempo efetivo para transmissão de um pacote na rede secundária

RESUMO

DIOGO, E. S. Análise dos Pontos Ótimos de Comutação em Sistemas com FEC Adaptativo e Sistemas Híbridos com FEC e Modulação Adaptativos. Santa Rita do Sapucaí, 2020. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Em sistemas de comunicação digital, as variações do comportamento do canal podem afetar a polarização da onda eletromagnética, causar espalhamentos indesejáveis, desvanecimentos, entre outros fenômenos que acabam modificando a amplitude e o formato do sinal recebido. Uma das maneiras de proteger as transmissões contra as degradações introduzidas pelo canal é a partir da implementação de técnicas adaptativas de controle de erro e modulação. Esses tipos de técnicas permitem, para cada quadro transmitido, escolher o esquema de modulação que melhor se adequa às condições do canal naquele momento e/ou acrescentar bits de redundância ao sinal transmitido a fim de garantir maior qualidade de serviço e melhor desempenho dos sistemas de comunicações. Na presente dissertação, analisou-se os pontos ótimos de comutação considerando FEC adaptativo e uma técnica híbrida, onde foram combinadas a modulação adaptativa e FEC adaptativo, em dois cenários de redes diferentes: rede sem fio tradicional e rede com rádio cognitivo. A determinação dos pontos ótimos de comutação foi baseada nos seguintes critérios de desempenho: vazão, atraso e métrica *power*. Também foi analisada a influência do modelo de canal na determinação dos pontos ótimos de comutação, considerando um modelo de canal com desvanecimento Nakagami- m para ambos cenários de rede analisados.

Palavras-chave: FEC adaptativo, modulação adaptativa, rádio cognitivo, pontos ótimos de comutação, Nakagami- m , análise de desempenho.

ABSTRACT

DIOGO, E. S. Análise dos Pontos Ótimos de Comutação em Sistemas com FEC Adaptativo e Sistemas Híbridos com FEC e Modulação Adaptativos. Santa Rita do Sapucaí, 2020. Instituto Nacional de Telecomunicações.

In digital communication systems, changes in propagation environment can affect the polarization of the electromagnetic wave, modify the wave absorption, cause undesirable scattering, fading, among other phenomena that end up modifying the amplitude and the format of the received signal. One of the ways to protect the transmissions against the degradations introduced by the channel is implement adaptive techniques of error control and modulation. These types of techniques allow to choose for each bit frame transmitted the modulation scheme that best fits the conditions of the channel at that moment and/or add bits of redundancy to the transmitted signal to guarantee higher quality of service and better performance of the systems of communication. In this dissertation, we analyzed the optimal switching points considering adaptive FEC and a hybrid technique where adaptive modulation and adaptive FEC were combined in two different network scenarios: a traditional wireless network scenario and Cognitive Radio. The determination of the optimum switching points was based on the following performance criteria: the throughput, the delay, and the power metric. We also analyzed the influence of the channel model in the determination of optimal switching points, considering a channel model with Nakagami- m fading for both network scenarios analyzed. In the presence of the cognitive radio, the access to the environment was done opportunistically using the protocol TDMA (Time Division Multiple Access).

Keywords: Adaptive FEC, adaptive modulation, cognitive radio, optimal switching points, Nakagami- m , performance analysis.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

O modelo de alocação espectral vigente divide o espectro de frequência em faixas, as atribuem a serviços específicos e as alocam fixamente para determinados usuários. As licenças de atribuição dessas faixas são expedidas de acordo com a região geográfica onde se encontra instalado o sistema transmissor. No período de vigência dessa autorização, na região em questão, apenas o usuário licenciado terá acesso aos recursos espectrais [1], [2]. Cada país possui o seu próprio órgão governamental responsável pela atribuição das licenças, porém, a nível internacional, a União Internacional das Telecomunicações (ITU – *International Telecommunications Union*), agência da Organização das Nações Unidas (ONU), é a responsável pela padronização da utilização do espectro de frequência. No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) é o órgão responsável por celebrar e gerenciar os contratos de concessão de uso do espectro de frequências dentro do território nacional [2], [3].

Esse modelo de padronização possibilita controlar interferências entre usuários, uma vez que os rádios operam em faixas de frequências específicas. Porém, esse modelo tem se mostrado ineficiente, à medida que determinadas faixas de frequência permanecem, na maior parte do tempo, subutilizadas, enquanto outras estão congestionadas, devido à forte demanda de tráfego proveniente dos sistemas de comunicações móveis [2], [4], [5]. Para ilustrar essa demanda, a Figura 1.1 mostra o tráfego de voz e dados de rede mensal global total do primeiro trimestre de 2014 ao terceiro trimestre de 2020, juntamente com as mudanças percentuais anuais para o tráfego de dados da rede móvel [6].

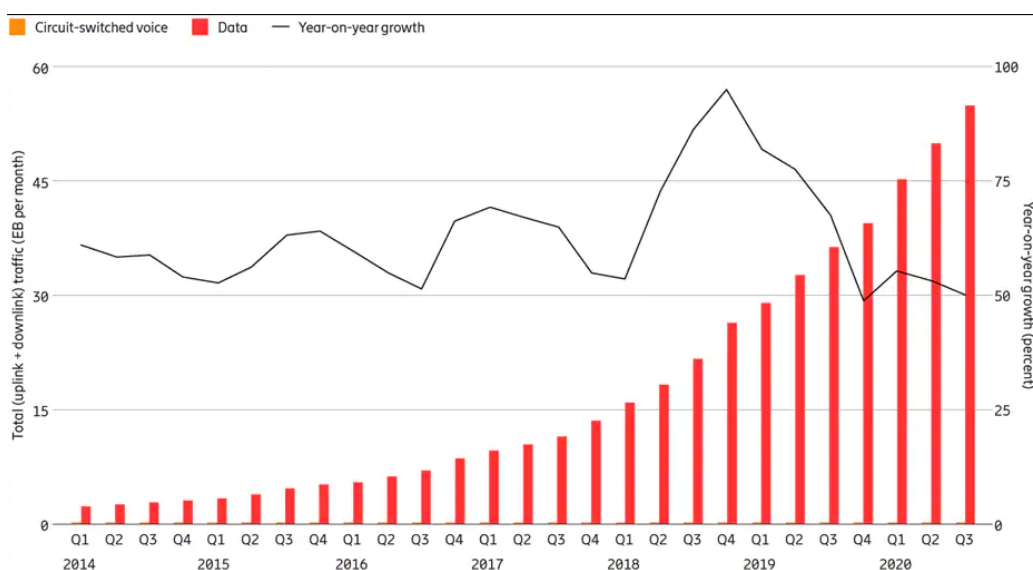


Figura 1.1: Tráfego global de dados da rede móvel e crescimento ano a ano (de 2014 a 2020).

Como pode-se observar na Figura 1.1, o tráfego de dados proveniente das redes de comunicações móveis tem crescido exponencialmente nos últimos anos. De acordo com [6], a taxa de crescimento anual do tráfego de redes móveis para o segundo trimestre de 2020 foi de 50%, em comparação com o pico de 2018 e início de 2019. O crescimento trimestral para o terceiro trimestre de 2020 foi 10%, devido às restrições relacionadas a COVID-19, como bloqueios e restrições ao movimento. Entretanto, o tráfego móvel e a mobilidade estão a retornar gradualmente aos seus níveis normais. Os dados também apontam que, a longo prazo, o crescimento do tráfego é impulsionado tanto pelo aumento do número de assinaturas de *smartphones* quanto pelo aumento do volume médio de dados por assinatura, alimentado principalmente por mais visualizações de conteúdo de vídeo.

As múltiplas aplicações surgidas nos últimos anos geram um grave problema de escassez de espectro para as redes sem fio e suas diferentes aplicações. Para dar suporte a essa e outras questões relacionadas, vários estudos e tecnologias vêm sendo desenvolvidos para mitigar esses problemas e atender à crescente demanda por altas taxas de transmissão, de forma a garantir uma melhor qualidade de serviço (QoS – *Quality of Service*) e uma utilização mais eficiente do espectro. Dentre elas, se destacam as técnicas de Modulação Adaptativa, FEC (*Forward Error Correction*) Adaptativo e a tecnologia de Rádios Cognitivos (RC), que prevê a utilização cada vez mais racional do espectro, procurando ocupar de forma dinâmica e eficiente as

oportunidades espectrais deixadas pelos usuários licenciados. Essas tecnologias serão objeto de estudo nesse trabalho e são brevemente descritas a seguir.

1.2 Rádio Cognitivo (RC)

O conceito inicial de rádio cognitivo (RC) foi proposto por Joseph Mitola III em 1998, apresentado em seminário no KTH *Royal Institute of Technology*, em Estocolmo e publicado em um artigo de Mitola e Gerald P. Maguire em 1999 [7], [8]. Nas redes com rádios cognitivos definem-se dois tipos de usuários: o usuário primário (licenciado), que detém o direito de uso do espectro, e o usuário secundário (não licenciado), que transmite de forma oportunista, no modo de operação denominado *overlay*, ou concorrente, no modo de operação denominado *underlay*.

A operação *underlay* estabelece parâmetros para a potência de transmissão dos usuários secundários (US), com a intenção de manter sua interferência nos usuários primários (UP) abaixo de um determinado limiar. Parte-se do princípio que o usuário licenciado e o usuário não licenciado dividem a mesma parcela de espectro, porém o US deverá transmitir com uma potência mais baixa a fim de não interferir de forma significativa na comunicação do UP [9]–[11]. O modo *overlay* preocupa-se com o instante e posição das transmissões secundárias, por meio da detecção e utilização oportunista das faixas livres. A ideia é que com o acesso dinâmico ao espectro (DSA – *Dynamic Spectrum Access*), dispositivos não licenciados possam identificar porções subutilizadas do espectro licenciado e utilizá-las de maneira oportunista, sem causar interferências nas comunicações dos usuários licenciados [3], [11], [12]. O uso dessa tecnologia pode contribuir para mitigar a escassez de espectro a partir de seu uso mais eficiente.

Nesse contexto, o uso de rádios cognitivos e conceitos associados deverá prover as ferramentas necessárias para a identificação das oportunidades de acesso ao meio e a adaptação dos parâmetros de transmissão (frequência de operação, configuração das antenas, potência de transmissão, tipos de modulação e tipos e taxas de codificação de canal) para permitir a comunicação confiável em qualquer lugar, a qualquer momento, visando o uso eficiente do espectro. A Figura 1.2 ilustra a

utilização das oportunidades espectrais por um RC, alterando sua posição no espectro de forma dinâmica [10].

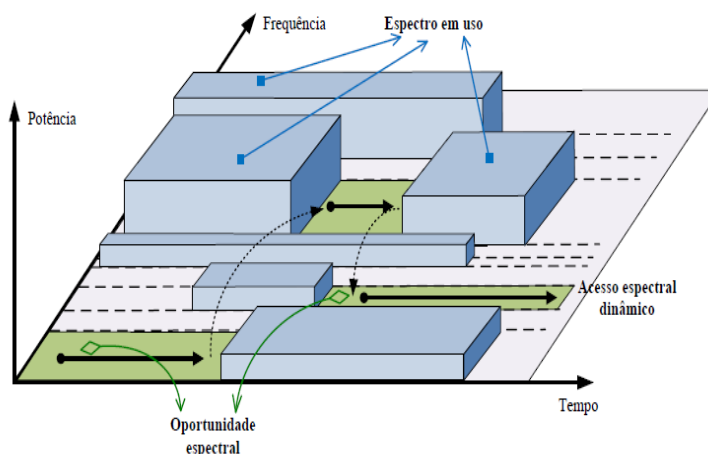


Figura 1.2: Acesso ao meio oportunista.

O US, com base no sensoriamento espectral, identifica as oportunidades de transmissão correspondentes às partes do espectro temporariamente fora de uso e inicia a sua transmissão. Quando a banda de frequência em questão é acessada pelo UP, o RC altera sua frequência de operação para outro buraco espectral disponível a fim de não interferir neste usuário licenciado [3], [10].

1.3 Modulação e Codificação Adaptativas (MCA)

O conceito de transmissão adaptativa foi proposto em 1968 por Jeremiah F. Hayes em seu trabalho *Adaptive Feedback Communications* [13]. Neste estudo, Hayes demonstrou que a presença de um canal de comunicação reverso onde o receptor fosse capaz de fornecer estimativas do canal, associado às alterações na potência do transmissor, resultava em melhor desempenho em um sistema com transmissões binárias na presença de desvanecimento Rayleigh. Entretanto, por causa das dificuldades na implementação de canais reversos, bem como na obtenção de estimativas do canal, acompanhadas de limitações nos equipamentos, o conceito de transmissão adaptativa foi deixado de lado na época. Com o surgimento de novas

tecnologias, acompanhado da constante busca por sistemas que consigam utilizar de maneira mais eficiente o espectro, este conceito vem ganhando importância [14], [15].

O canal de um sistema de comunicação sem fio é variável no tempo em consequência dos desvanecimentos e diferentes condições de interferência. Existem diversas técnicas em que parâmetros de transmissão do sinal são dinamicamente adaptados às condições variantes do canal, dentre elas as técnicas de modulação e codificação adaptativas (MCA). Essas técnicas exploram as variações temporais do canal a fim de maximizar a taxa de dados que pode ser transmitida nesse canal. Para isso utilizam-se métricas de estimativas do canal e desempenho do sistema, como SNR (*Signal-to-Noise Ratio*), BER (*Bit Error Rate*) e PER (*Packet Error Rate*), com o objetivo de se escolher uma combinação de modulação e codificação, dentre um conjunto de possíveis esquemas, buscando uma melhor utilização do espectro para o cenário detectado [16]–[19]. A Figura 1.3 apresenta um diagrama de fluxo básico do sistema adaptativo [15].

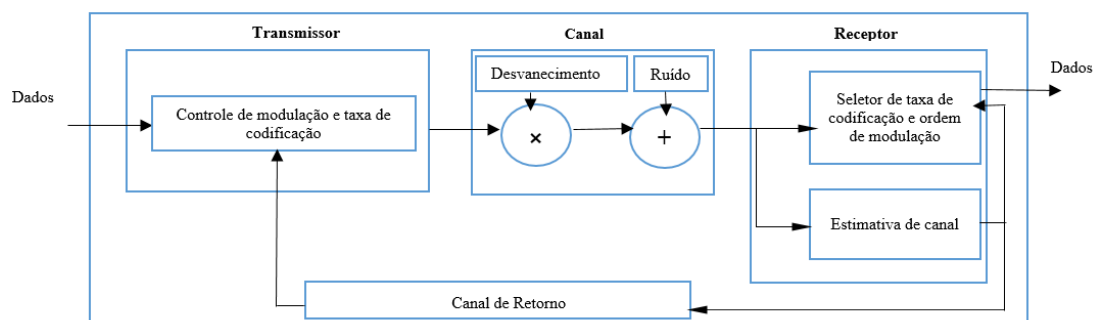


Figura 1.3: Diagrama do fluxo básico de um sistema adaptativo MCA.

Pode-se observar na Figura 1.3 a presença de um estimador de canal no receptor, que irá disponibilizar as informações das condições do canal em tempo real, de forma a auxiliar o receptor na definição da taxa de codificação e ordem de modulação adequada para aquele momento. Através de um canal de retorno, esta informação será enviada ao transmissor, fazendo com que o mesmo altere seus parâmetros de codificação e modulação, com um melhor desempenho para as condições do canal naquele momento.

Segundo [20], para o uso eficiente das técnicas de modulação ou codificação adaptativas, é fundamental definir os pontos ótimos de comutação entre modulações ou códigos de correção de erros vizinhos. Dois códigos de correção de erros são

considerados vizinhos se a capacidade de correção de erros de um deles for igual a t bits, enquanto a do outro for $(t+1)$ ou $(t-1)$ bits. Da mesma forma, duas modulações são consideradas vizinhas quando a ordem de modulação de uma for $M=2^x$ e da outra for $M'=2^{x+1}$ ou $M=2^{x-1}$.

1.4 Motivações e Objetivo da Dissertação

Existem diversas formas de se computar os pontos ótimos de comutação em sistemas com MCA propostas na literatura, o mais comum é que essas análises sejam feitas em função de uma taxa limiar de erro de bit (BER) [18], ou limiar de uma taxa de erro de pacote (PER) [19], [21]. Porém, baseado nas análises apresentadas em [20], esse tipo de critério não otimiza a vazão e o atraso da rede. Em [20], analisou-se os pontos ótimos de comutação baseando-se nos critérios da máxima vazão e mínimo atraso da rede. Neste trabalho considerou-se um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) em uma rede sem fio ATM (*Asynchronous Transfer Mode*). No entanto, as análises feitas em [20] aplicam-se apenas a alguns tipos específicos de redes sem fio, uma vez que foi considerado um canal sem memória. Para contornar essa limitação, em [22], os autores estenderam o estudo de [20] adotando um canal com desvanecimento Rayleigh. Baseando-se nas análises apresentadas em [20] e [22], em [15] considerou-se um modelo de canal mais genérico, um canal com desvanecimento Nakagami- m , e analisou-se a influência do modelo de canal na determinação dos pontos ótimos de comutação para os critérios da vazão, atraso e métrica *power*, que relaciona vazão e atraso, em um sistema com modulação adaptativa. Nas análises apresentadas em [15] consideraram-se dois cenários diferentes, com e sem o rádio cognitivo: um cenário onde o acesso ao meio é feito de maneira oportunista no contexto de múltiplo acesso por divisão de tempo (TDMA- *Time Division Multiple Access*), com dois esquemas de retransmissões (limitadas e ilimitadas) e outro cenário onde as redes primária e secundária transmitem de maneira concorrente por meio do protocolo *Slotted Aloha*, porém o usuário secundário transmite em uma potência menor, respeitando o limite de interferência imposto pela rede primária. Apenas modulação adaptativa foi considerada nas análises apresentadas em [15].

Esta dissertação introduz uma extensão da metodologia e análises usadas para determinar os pontos ótimos de comutação apresentados em [15], [20], [22].

Comparado com [15], consideram-se novos sistemas adaptativos: um sistema com FEC adaptativo e um sistema híbrido com modulação e FEC adaptativos, doravante denominado simplesmente de sistema híbrido. Comparado com [20] e [22], considera-se o modelo de canal Nakagami- m , introduz-se a métrica *power* como critério de desempenho e considera-se o uso de RC. Assim, neste trabalho, analisa-se a influência do modelo de canal na definição dos pontos ótimos de comutação em sistemas com FEC adaptativo e sistemas híbridos com modulação e FEC adaptativos, considerando os critérios da vazão, atraso e métrica *power*. Dois cenários de rede foram considerados: o primeiro cenário sem RC e o segundo cenário com RC. Para o ambiente com RC considera-se que o acesso ao meio é feito de maneira oportunista, com o uso de TDMA. Assim analisa-se a influência do modelo de canal na determinação dos pontos ótimos de comutação de um esquema com FEC adaptativo e de um esquema híbrido com modulação e FEC adaptativos, considerando apenas o critério da métrica *power*.

1.5 Estrutura e Contribuições da Dissertação

Este trabalho está estruturado da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta alguns conceitos básicos e fundamentos teóricos necessários para o desenvolvimento e compreensão da dissertação. No Capítulo 3, analisa-se a influência do modelo de canal nos pontos ótimos de comutação com base nos critérios da vazão, atraso e métrica *power* considerando um ambiente de rede sem fio sem cognição para os sistemas com FEC adaptativo e sistemas híbridos com modulação e FEC adaptativos. O Capítulo 4 apresenta a análise dos pontos ótimos de comutação para o cenário de rádio cognitivo. No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

As contribuições desta dissertação são:

- Extensão das análises publicadas em [15], [20] e [22], considerando agora um modelo de canal com desvanecimento mais genérico: o modelo Nakagami- m , em um sistema com FEC adaptativo e um sistema híbrido com modulação e FEC adaptativos.
- Duas novas análises dos pontos ótimos de comutação são apresentadas:

- Análise dos pontos ótimos de comutação considerando um novo parâmetro de desempenho, a métrica *power*, e desvanecimento Nakagami-*m* em um sistema com FEC adaptativo e um sistema híbrido com modulação e FEC adaptativos.
- Análise dos pontos ótimos de comutação considerando um ambiente de RC, considerando a métrica *power* como parâmetro de desempenho, e desvanecimento Nakagami-*m*, em um sistema com FEC adaptativo e um sistema híbrido com modulação e FEC adaptativos.

Como resultado das contribuições deste trabalho, foram publicados os seguintes artigos:

E. S. Diogo and J. M. C. Brito, “Analysis of the Influence of the Channel Model on the Optimum Switching Points in an Adaptive FEC System in a Nakagami Fading Channel”, in *the 11th International Conference on Information and Communication Systems (ICICS2020)*, Irbid, Jordan, April 7-9, 2020.

E. S. Diogo and J. M. C. Brito, “Analysis of the Influence of the Channel Model on the Optimum Switching Points Determination in an Hybrid Adaptive Modulation and FEC System”, in *the International Conference on IT Convergence and Security 2020 (ICITCS2020)*, Nha Trang, Vietnam, June 16-18, 2020.

Um terceiro artigo foi escrito e está em processo de submissão:

E. S. Diogo and J. M. C. Brito, “Analysis of the Influence of the Channel Model on the Optimum Switching Points in a Cognitive Radio Network Combined with Adaptive FEC”.

CAPÍTULO 2

CONCEITOS BÁSICOS E FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se alguns conceitos básicos, assim como a fundamentação teórica necessária para uma melhor compreensão do desenvolvimento do estudo proposto. Inicia-se fazendo uma breve descrição sobre mecanismos de controle de erro. Em seguida, mostram-se algumas características importantes da modulação utilizada, a modulação *M-QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation*) com constelações retangulares. Na sequência, apresenta-se um resumo sobre o efeito do desvanecimento nos sinais transmitidos em canais de comunicação sem fio, enfatizando o modelo de canal Nakagami-*m*, que foi adotado para os sistemas estudados.

Em aplicações de dados, a informação é transmitida em pacotes de bits. Nesse contexto torna-se importante analisar a taxa com que os pacotes sofrem erros, definida pelo parâmetro PER, que também é apresentado neste capítulo.

2.2 Códigos de Correção Automática de Erro

Em um sistema de comunicação digital, ao receber um sinal é necessário que o receptor consiga identificar dentre o conjunto finito de opções, qual foi o símbolo que o transmissor enviou [23]. Entretanto, a transmissão ocorre em um meio real, com a presença de ruído e interferências que modificam as propriedades do sinal, dificultando assim a decisão do receptor. Nesse contexto, para auxiliar a tomada de decisão no receptor, de forma a diminuir a quantidade de erros, são utilizados códigos corretores de erro [24].

Neste trabalho considera-se o uso do mecanismo de correção automática do erro no receptor, designado por FEC (*Forward Error Correction*). A escolha desse mecanismo foi baseada no seu melhor desempenho sobre o ARQ (*Automatic Repeat Request*) nas análises de desempenho de técnicas de controle de erro adaptativo apresentadas em [20]. O FEC é uma técnica de correção de erros que se utiliza da inserção de símbolos adicionais ao conteúdo original da mensagem [22], [25]. Estes símbolos adicionais não transportam informação, mas tornam possível detectar e corrigir alguns erros de transmissão. Em nossas análises consideramos o uso de um código de blocos para corrigir erros. Em um código de blocos binário, o fluxo de informações é segmentado em blocos de k bits e $(n-k)$ bits redundantes são adicionados a cada bloco. Os blocos resultantes de n bits são transmitidos no canal e o receptor toma uma decisão sobre os k bits de informação com base nos n bits recebidos do canal, independentemente para cada bloco [20]. A capacidade de correção automática de erro do código depende da taxa do código, que é definida como a relação entre o número de bits de informação, k , dividido pelo número total de bits, n [22]. Nesta dissertação optou-se por utilizar uma classe específica de códigos de bloco, os códigos BCH (Bose, Chaudhuri e Hocquenghem).

Nos sistemas em que a codificação é não adaptativa, os códigos são estacionários e são implementados para garantir determinado desempenho para o pior caso das características do canal. Assim sendo, utilizam-se bits de redundância desnecessários para a situação em que o canal está em boas condições de propagação, diminuindo assim a eficiência do sistema nesta condição, ou seja, ao se adicionar bits redundantes ocorre uma diminuição da eficiência espectral do sistema, uma vez que estes bits não carregam nenhuma informação [20], [23].

2.2.1 Capacidade de Correção de Erros de um Código de Blocos

A capacidade de correção de erros de um código de blocos é definida por um parâmetro denominado de distância mínima do código [20], [26]. A distância mínima de um código é a menor distância de Hamming obtida entre todos os pares possíveis de vetores código. A capacidade de correção de erros de um código de bloco, t , é definida como o número máximo de erros por palavra código seguramente corrigíveis, e é calculada por [20], [22]:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{min} - 1}{2} \right\rfloor \quad (2.1)$$

em que t é o número máximo de bits errados que podem ser corrigidos em um bloco, d_{min} é a distância mínima do código e a notação $\lfloor x \rfloor$ significa o maior inteiro que não excede o valor de x .

2.2.2 Códigos BCH (Bose, Chaudhuri e Hocquenghen)

Os códigos BCH formam uma extensa classe de códigos de bloco cíclicos com grande capacidade de correção de erros [27]. Eles são uma generalização dos códigos de Hamming para a correção de múltiplos erros. Os códigos BCH podem ser caracterizados da seguinte forma: para qualquer inteiro positivo m ($m \geq 3$) e t ($t < 2^{m-1}$), existe um código BCH binário com os parâmetros da Tabela 2.1 [20]:

Tabela 2.1: Normas do código BCH.

COMPRIMENTO DO BLOCO	$n = 2^m - 1$
NÚMERO DE BITS DE PARIDADE	$(n - k) \leq mt$
DISTÂNCIA MÍNIMA DO CÓDIGO	$d_{min} = 2t + 1$

Em que m é um inteiro arbitrário, d_{min} é a distância mínima do código, n é o número total de bits, k é a quantidade de bits de informação e o parâmetro t representa a capacidade de correção de erros do código, ou seja, o número de erros que podem ser corrigidos [18].

Uma vez que é conhecida a capacidade de correção t de um determinado código, pode-se calcular a probabilidade de um bloco de n bits não conter erros ou conter um erro que possa ser corrigido. Para um canal sem memória, como é caso do canal AWGN, esta probabilidade é dada pela distribuição binomial:

$$P_c = \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} P_{bn}^i \times (1 - P_{bn})^{n-i}, \quad (2.2)$$

em que P_{bn} é a probabilidade de erro média de bit do sistema.

2.3 Modulação Digital

Neste trabalho considera-se a modulação M -QAM retangular para o cálculo da taxa de erro de bit, seguindo o modelo apresentado em [28]. De acordo com [28], pode-se modelar uma modulação M -QAM retangular como sendo duas modulações em amplitude de pulso M -ária (M-PAM – *M-ary Pulse Amplitude Modulation*) estatisticamente independentes. Considera-se a componente em fase do sinal definida por uma modulação I -PAM e a componente em quadratura definida por uma modulação J -PAM. A expressão fechada da BER exata pode ser calculada a partir da análise dos parâmetros regulares, considerando o uso do mapeamento Gray. Assim, a probabilidade de erro do k -ésimo bit, relacionado à componente em fase de uma modulação M -QAM, é dada pela probabilidade de erro de uma modulação I -ária PAM, para $k \in \{1, 2, \dots, \log_2 I\}$, de maneira que [28]:

$$P_I(k) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})I-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i*2^{k-1}}{I} \rfloor} \times \left[2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i*2^{k-1}}{I} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right] \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(I*J)*\gamma_b}{I^2+J^2-2}} \right) \right\}, \quad (2.3)$$

em que $\lfloor x \rfloor$ é a função piso (*floor*), que converte o valor de x no maior número inteiro menor ou igual a x , erfc é a função erro complementar e γ_b é a relação média entre a energia média do bit e a densidade espectral de potência do ruído branco.

A probabilidade de erro do l -ésimo bit, relacionado à componente em quadratura de uma modulação M -QAM, é calculada por uma modulação J -ária PAM, para $l \in \{1, 2, \dots, \log_2 J\}$, obtida a partir de [28]:

$$P_J(l) = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{(1-2^{-l})J-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{j*2^{l-1}}{J} \rfloor} \times \left[2^{l-1} - \left\lfloor \frac{j*2^{l-1}}{J} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right] \times \operatorname{erfc} \left((2j+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(I*J)*\gamma_b}{I^2+J^2-2}} \right) \right\}. \quad (2.4)$$

A probabilidade média de ocorrência de um erro de bit, relacionada a uma modulação M -QAM retangular, pode ser calculada por meio da média das probabilidades de erro de bit em fase, dada pela Equação (2.3), e em quadratura, dada pela Equação (2.4), sendo determinada por [28]:

$$P_{bn} = \frac{1}{\log_2(I \times J)} \left[\sum_{k=1}^{\log_2 I} P_I(k) \times \sum_{l=1}^{\log_2 J} P_J(l) \right]. \quad (2.5)$$

Neste trabalho foram consideradas para análise as modulações 256, 128, 64, 32, 16 e 8-QAM. Para as modulações quadradas (16, 64 e 256-QAM), $M=I \times J$ e $I=J=\sqrt{M}$. Para as modulações retangulares adotou-se $I=8$ e $J=16$ para a modulação 128-QAM, $I=4$ e $J=8$ para a 32-QAM, e finalmente $I=2$ e $J=4$ para a modulação 8-QAM.

2.4 Modelo de Canal

O canal de transmissão sem fio provoca diversos efeitos na onda eletromagnética enviada. Ao longo da sua propagação existem obstáculos em seu trajeto que causam reflexões, refrações e espalhamentos. O sinal chega no receptor por mais de um caminho, sendo conhecido como propagação por múltiplos percursos. Várias componentes chegam ao receptor e podem prejudicar o desempenho do enlace, levando ao fenômeno conhecido como desvanecimento. Este fenômeno é responsável pela alteração dos níveis de potência ou da fase de um sinal de rádio.

Um estudo estatístico do desvanecimento permite estimar o acréscimo da perda no percurso em função das razões que levam à flutuação aleatória no nível do sinal. Neste trabalho, as transmissões são realizadas considerando blocos de desvanecimento Nakagami- m , de forma que o canal seja plano em frequência e suas condições variem lentamente ao longo do tempo, sendo assim, o ganho do canal é constante durante toda a transmissão de um quadro.

O desvanecimento modelado pela distribuição Rayleigh ocorre em ambientes com múltiplos percursos onde não existe linha de visada direta entre transmissor e o receptor e não existe um caminho predominante dentre os vários possíveis em relação à potência do sinal recebido [29].

A função densidade de probabilidade (FDP) relacionada à distribuição Rayleigh, em função da relação sinal-ruído (SNR), segue a distribuição exponencial dada por [30], [31]:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{(\bar{\gamma})} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (2.6)$$

onde $\bar{\gamma}$ é a SNR média recebida.

A distribuição de probabilidade Nakagami- m utiliza o parâmetro m para descrever o grau de desvanecimento sofrido pelo sinal propagado em um ambiente de múltiplos percursos. Na literatura é bastante considerada por modelar melhor a propagação por multipercurso em ambientes urbano e *indoor*. A FDP da distribuição Nakagami- m em função da SNR é dada por [19], [31], [32]:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^m}{(\bar{\gamma})^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad (2.7)$$

onde $\Gamma(m)$ é a função Gama, definida por $\Gamma(m) = \int_0^{\infty} x^{m-1} e^{-x} dx$ e m é o parâmetro que define o grau de severidade do desvanecimento.

Quando o parâmetro de desvanecimento assume o valor $m=0.5$ o modelo de Nakagami representa uma distribuição Gaussiana unilateral, correspondendo a um cenário com um desvanecimento mais severo. Para $m=1$, pode-se observar que a Equação (2.7) resulta na expressão de desvanecimento Rayleigh, dada pela Equação (2.6). Para $m>1$, existe um mapeamento entre o parâmetro de Nakagami e o fator Riciano, permitindo que a distribuição Nakagami se aproxime de uma distribuição Rice [18].

2.5 Cálculo de Probabilidade de Erro de Pacote

Considerando o desvanecimento presente no canal, recalculamos a BER em termos de valores médios. Para uma dada modulação, a BER média pode ser obtida realizando-se a integral do produto da BER em um canal AWGN, obtida a partir da Equação (2.5), pela FDP da SNR recebida. Sendo assim, a BER média é dada por [33]:

$$P_{BER} = \int_0^{\infty} P_{bn} \cdot p_{\gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (2.8)$$

onde $p_{\gamma}(\gamma)$ é a FDP da SNR recebida e P_{bn} é a probabilidade de erro de bit média considerando um canal AWGN, calculada pela Equação (2.5).

Considerando um código composto de n bits, com uma capacidade de correção de t bits, a probabilidade de se receber um pacote com erros é dada por [22], [34]:

$$PER = 1 - \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} P_{BER}^i \times (1 - P_{BER})^{n-i}, \quad (2.9)$$

onde P_{BER} é a probabilidade de erro de bit considerando o desvanecimento do canal.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DOS PONTOS ÓTIMOS DE COMUTAÇÃO

3.1 Introdução

Nas técnicas de modulação e codificação adaptativas, um fator importante a se considerar é definir o momento ideal para se comutar de um código corretor de erro para outro ou de uma ordem de modulação para outra, em função de algum critério de desempenho almejado. Neste capítulo analisam-se os pontos ótimos de comutação considerando os critérios da vazão, do atraso e da métrica *power*, para os sistemas com FEC adaptativo e sistemas híbridos com modulação e FEC adaptativos, em uma rede sem fio com desvanecimento Nakagami- m . Analisa-se também a influência do modelo de canal na determinação dos pontos ótimos de comutação, obtida a partir da variação do parâmetro m do desvanecimento Nakagami, assim comparando diferentes modelos de canal com desvanecimento.

3.2 Critério da Vazão

Em sistemas de transmissão por pacotes uma medida de desempenho bastante utilizada é a vazão, que representa a taxa de bits efetivamente entregue do transmissor ao receptor, considerando que são descartados os pacotes com erros, ou seja, a taxa em que somente pacotes sem erros são considerados, também denominado *goodput*.

Neste trabalho considera-se um esquema FEC adaptativo com modulação fixa e um esquema híbrido com modulação e FEC adaptativos. Para calcular a vazão normalizada de um sistema híbrido, foram considerados os seguintes fatores [34]:

- A fração de bits de informação transmitidos no enlace, expressa pela razão entre o número de bits de informação em um pacote, k , e o número total de bits em um pacote, n .
- A razão entre o número de bits por símbolo da modulação corrente e o número de bits por símbolo de uma modulação de referência.

- A probabilidade de um pacote não conter erros ou conter apenas erros corrigíveis.

Assim, a vazão em um sistema híbrido é calculada por [20]:

$$V = \frac{\log_2 M_i}{\log_2 M_r} \times \frac{k}{n} \times (1 - PER), \quad (3.1)$$

em que M_i é a ordem (número de símbolos na constelação) da modulação atual, M_r é a ordem da modulação de referência, n é o número total de bits do código corrente, k é o número de bits de informação e PER é a probabilidade de erro de pacote, dada pela Equação (2.9).

No sistema FEC adaptativo a modulação é fixada como a modulação de referência ($M_i=M_r$) e altera-se o código de correção de erro; já no sistema de modulação adaptativa não se utiliza código de correção de erro, tem-se $n=k$, e altera-se a modulação.

3.2.1 Critério da Vazão para o FEC Adaptativo

O ponto ótimo de comutação entre dois códigos vizinhos é determinado pelo ponto de cruzamento das correspondentes curvas de vazão, definidas pela Equação (3.1). As análises foram realizadas de acordo com a relação entre a energia do símbolo (E_s) e a densidade espectral de potência do ruído (N_θ), para códigos com diferentes capacidades de correção de erros (t) e admitindo uma modulação fixa 256-QAM. O número de bits de paridade é calculado utilizando os limitantes do código BCH, mostrados na Tabela 2.1. O tamanho do pacote foi definido como $k = 424$ bits [20]. A influência do modelo de canal foi obtida pela variação do parâmetro m do modelo de Nakagami, com $m = 0.5, 1, 2, 3$ e 10 [35]. Os cálculos foram feitos usando o Mathcad®.

As Figuras 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 e 3.5 mostram a vazão obtida para t variando de 0 a 5. O ponto de cruzamento entre as curvas define a relação E_s/N_θ ótima de comutação entre códigos vizinhos, os resultados estão resumidos na Tabela 3.1.

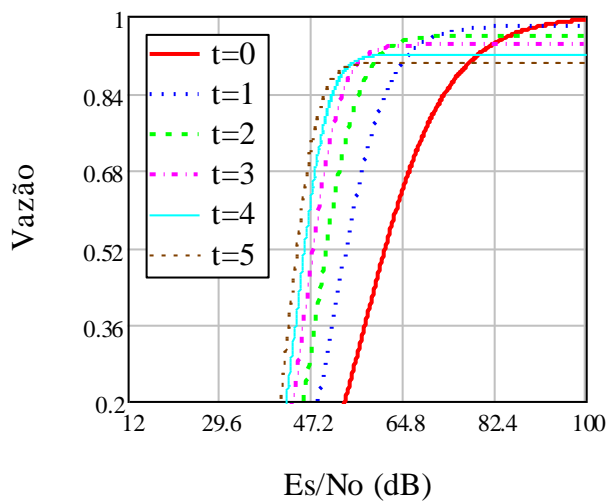


Figura 3.1: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=0.5$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$.

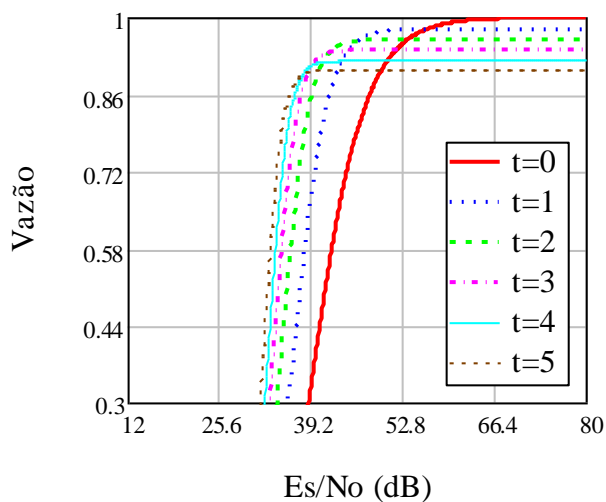


Figura 3.2: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=1$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$.

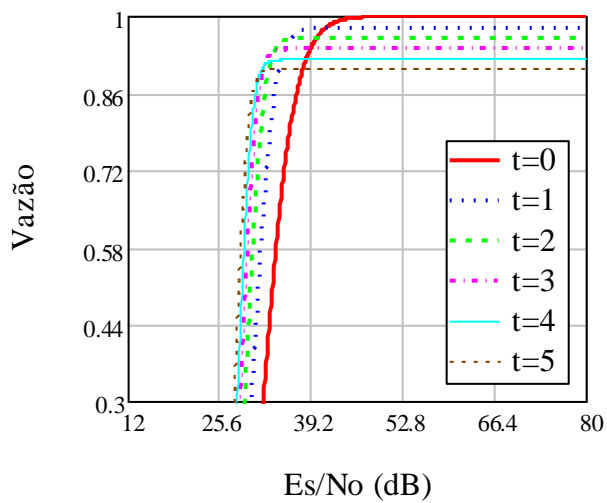


Figura 3.3: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=2$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$.

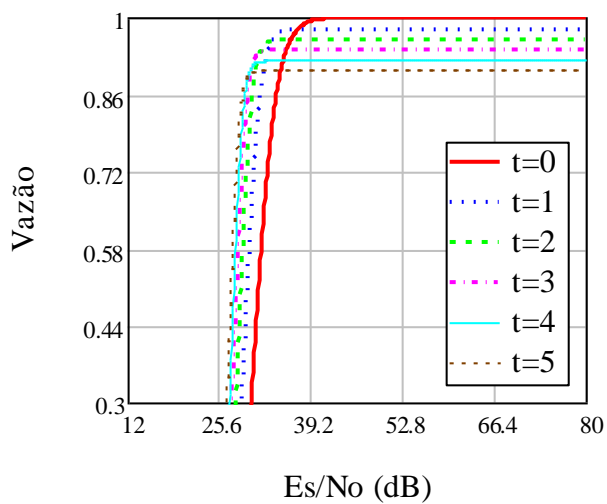


Figura 3.4: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=3$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$.

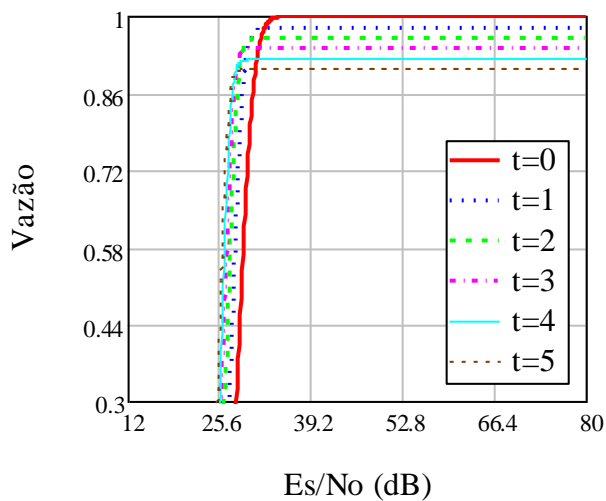


Figura 3.5: Vazão em função de E_s/N_0 para o esquema FEC adaptativo, $m=10$. Modulação 256-QAM e $0 \leq t \leq 5$.

Tabela 3.1: Pontos ótimos de comutação e vazão normalizada no ponto de comutação.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Vazão (V)
De t=0 para t=1	0.5	91.2	0.979
	1	56.4	0.979
	2	41.4	0.978
	3	37.2	0.978
	10	32.3	0.977
De t=1 para t=2	0.5	70.9	0.958
	1	46.2	0.957
	2	36.1	0.956
	3	33.4	0.957
	10	30.1	0.954
De t=2 para t=3	0.5	62.5	0.936
	1	42	0.936
	2	33.9	0.936
	3	31.7	0.936
	10	29	0.933
De t=3 para t=4	0.5	57.5	0.916
	1	39.5	0.916
	2	32.5	0.916
	3	30.6	0.916
	10	28.3	0.915
De t=4 para t=5	0.5	54.1	0.897
	1	37.7	0.895
	2	31.5	0.897

3	29.8	0.897
10	27.7	0.893

Pode-se observar na Tabela 3.1 que os pontos ótimos de comutação variam com o grau de desvanecimento, ou seja, os pontos ótimos de comutação dependem do modelo do canal; ou seja, para se maximizar o desempenho do sistema, é importante estimar o fator de desvanecimento (m) do canal para se definir o ponto de comutação. Além disso, percebe-se que não é indicado realizar a comutação de um código para o outro com base em um valor limiar fixo de vazão, uma vez que a vazão no ponto ótimo varia com o valor de t .

3.2.2 Critério da Vazão para Técnica Híbrida Modulação Adaptativa e FEC Adaptativo

Agora, analisa-se o desempenho da técnica híbrida proposta em [34], na qual associa-se modulação adaptativa com FEC adaptativo considerando um canal com desvanecimento Nakagami- m . O desempenho da técnica híbrida é comparado à técnica FEC adaptativo considerando-se a modulação 256-QAM como referência. Também analisa-se a influência do modelo do canal variando o parâmetro m da distribuição Nakagami- m , com $m=0.5, 1, 2, 3$ e 10 [35]. A análise nesta seção é feita com base no critério da vazão, obtida para as modulações 256, 128, 64, 16 e 8-QAM. Considera-se que, para cada modulação, definimos um código BCH, como uma função de E_s/N_0 , para manter a PER igual ou inferior a 0.1 e, em seguida, calculamos a vazão usando a Equação (3.1).

As Figuras 3.6, 3.7, 3.8, 3.9 e 3.10 mostram as respectivas curvas da vazão, obtidas pela Equação (3.1), os pontos de comutação são definidos pelo cruzamento das curvas da vazão entre modulações vizinhas e estão apresentados na Tabela 3.2.

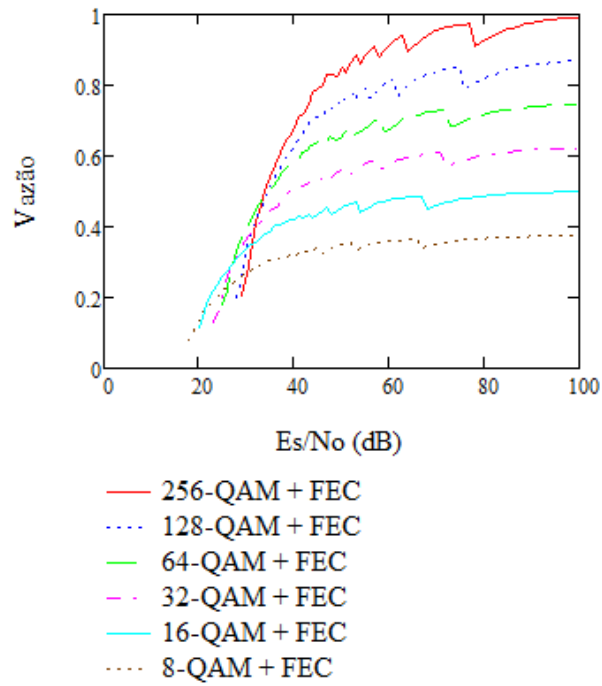


Figura 3.6: Vazão para modulações M -QAM associadas com FEC adaptativo para $m=0.5$.

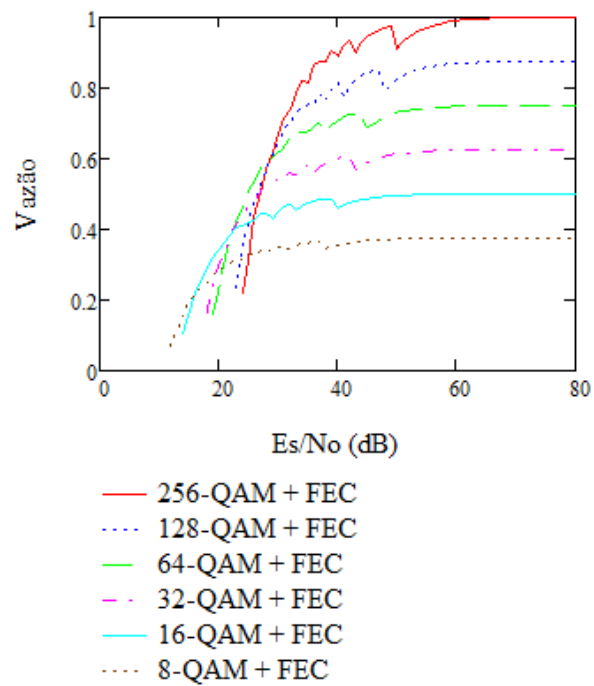


Figura 3.7: Vazão para modulações M -QAM associadas com FEC adaptativo para $m=1$.

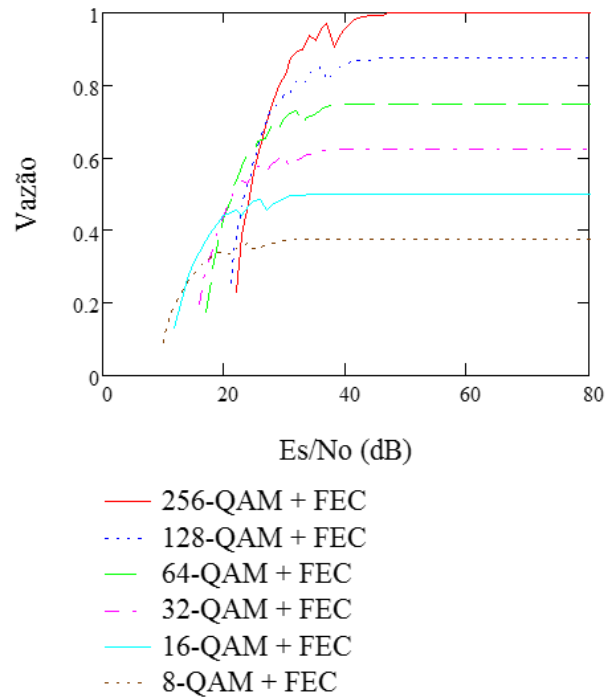


Figura 3.8: Vazão para modulações M -QAM associadas com FEC adaptativo para $m=2$.

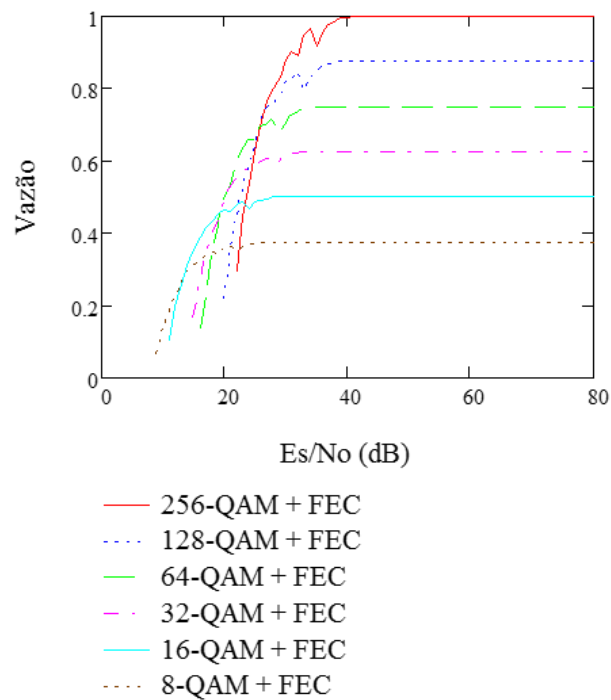


Figura 3.9: Vazão para modulações M -QAM associadas com FEC adaptativo para $m=3$.

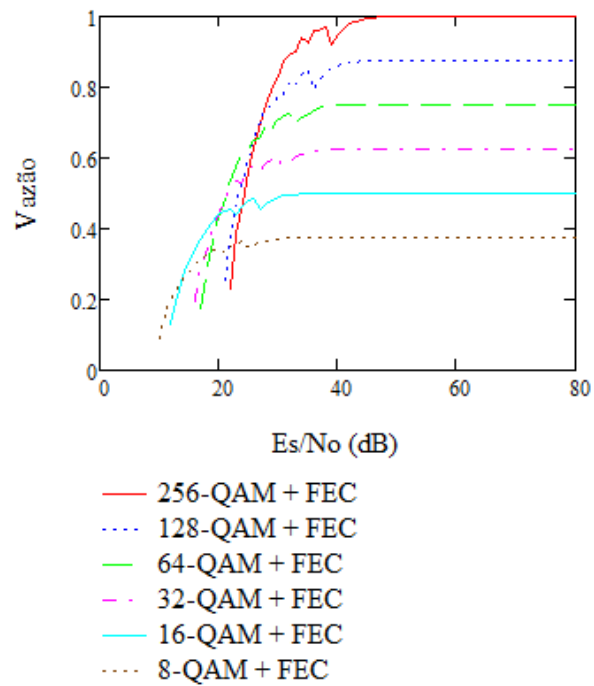


Figura 3.10: Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo para $m=10$.

Tabela 3.2: Pontos ótimos de comutação para FEC adaptativo e técnica híbrida.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB) – FEC Adaptativo	Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB) – Híbrido
De $t=0$ para $t=1$	0.5	91.2	De 256 para 128-QAM	0.5	32
	1	56.4		1	27
	2	41.4		2	27
	3	37.2		3	26
	10	32.3		10	25
De $t=1$ para $t=2$	0.5	70.9	De 128 para 64-QAM	0.5	34
	1	46.2		1	28
	2	36.1		2	26
	3	33.4		3	25
	10	30.1		10	24
De $t=2$ para $t=3$	0.5	62.5	De 64 para 32-QAM	0.5	26
	1	42		1	21
	2	33.9		2	20
	3	31.7		3	19
	10	29		10	19

De t=3 para t=4	0.5	57.5	De 32 para 16-QAM	0.5	27
	1	39.5		1	22
	2	32.5		2	20
	3	30.6		3	19
	10	28.3		10	18
De t=4 para t=5	0.5	54.1	De 16 para 8-QAM	0.5	21
	1	37.7		1	15
	2	31.5		2	13
	3	29.8		3	13
	10	27.7		10	12

Com os resultados apresentados na Tabela 3.2, pode-se verificar que no sistema híbrido proposto, quando o fator m de Nakagami for igual a 0.5 e 1, o ponto de comutação entre 128 e 64-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre 256 e 128-QAM. Além disso, o ponto de comutação entre as modulações 32 e 16-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre 64 e 32-QAM. Portanto, considerando a vazão como o critério de desempenho, as modulações 128 e 32-QAM podem ser descartadas. Novamente os pontos ótimos de comutação dependem do fator m . Os pontos ótimos de comutação também dependem da modulação corrente.

As Figuras 3.11, 3.12, 3.13, 3.14 e 3.15 comparam a vazão da técnica FEC adaptativa analisada na seção anterior com a vazão na técnica híbrida com modulação e FEC adaptativos analisada nesta seção.

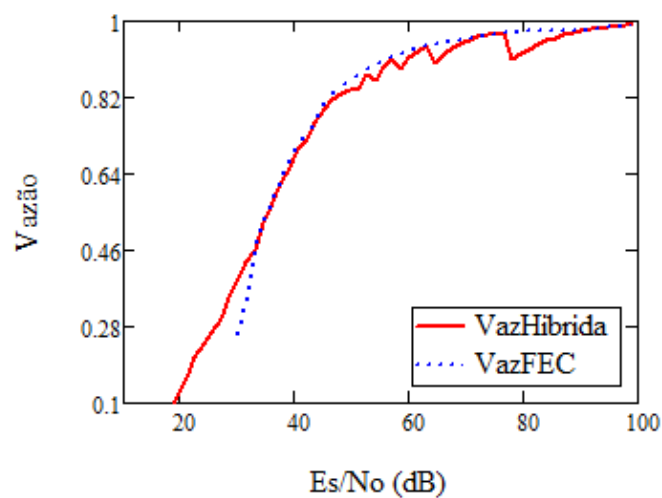


Figura 3.11: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=0.5$.

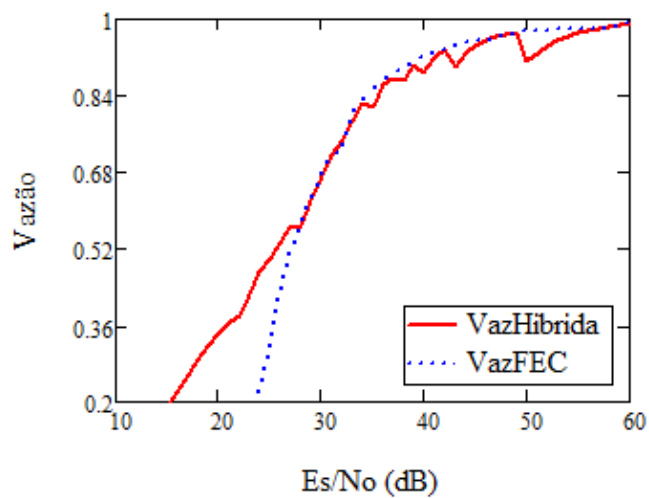


Figura 3.12: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=1$.

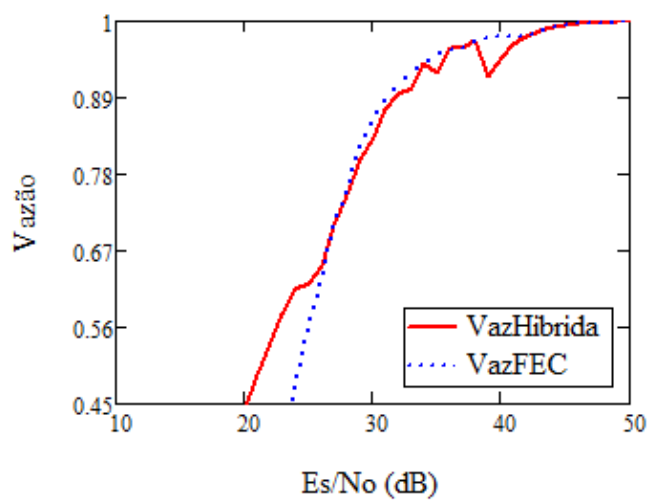


Figura 3.13: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=2$.

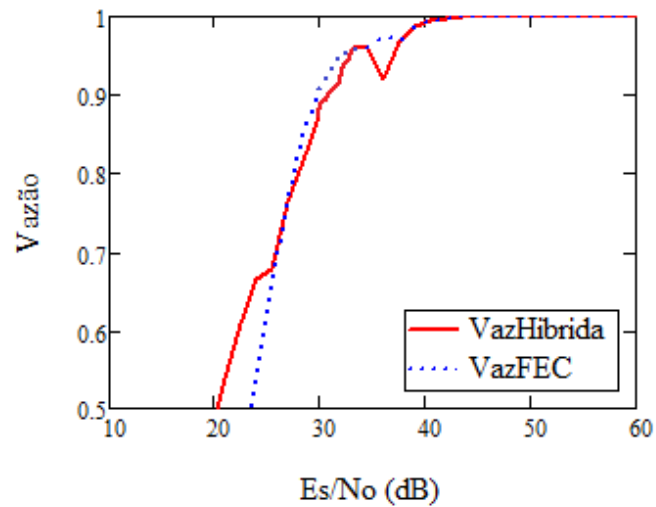


Figura 3.14: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=3$.

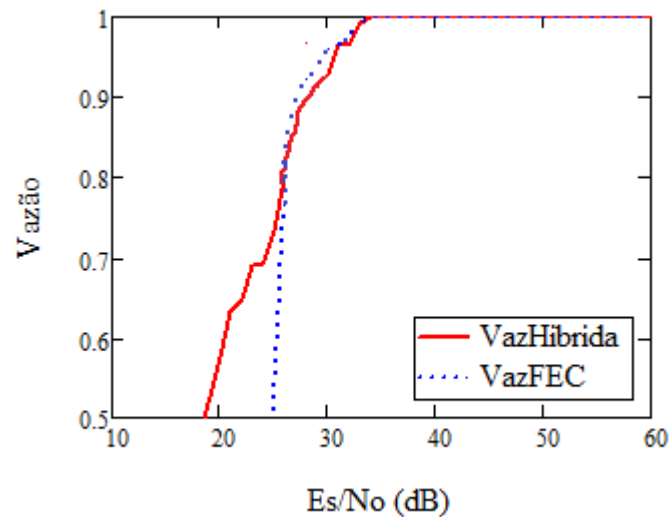


Figura 3.15: Vazão para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=10$.

Com base nos resultados apresentados nas Figuras 3.11 a 3.15, conclui-se que o sistema híbrido com modulação e FEC adaptativos resulta em maior vazão que o sistema com FEC adaptativo, abaixo de um dado valor de E_s/N_0 , ambos com as comutações ocorrendo nos pontos ótimos. A diferença de desempenho aumenta à medida em que o canal se torna menos severo em termos de desvanecimento (m aumenta).

3.3 Critério do Atraso

Em aplicações onde as transmissões ocorrem em tempo não real, os erros de transmissão são geralmente tratados através do uso de algum protocolo de

retransmissão. Nestas aplicações, quando um pacote é recebido com erro, esse é descartado e solicita-se a retransmissão do mesmo. Assim sendo, um parâmetro importante de desempenho da rede é o tempo médio necessário para se transmitir uma mensagem de dados corretamente [20], [22], [34], [35].

As análises realizadas nessa seção foram baseadas na metodologia proposta em [35], que por sua vez foi baseada na abordagem de [36], considerando o seguinte: o sistema utiliza TDMA com um quadro composto por X *time slots*, onde cada um permite a transmissão de um pacote com n_p bits. A mensagem de dados tem um tamanho fixo igual a n_d bits que são transmitidos em Z pacotes ($Z = n_d/n_p$). Cada usuário poderá transmitir em um único *time slot* por quadro. Utiliza-se um esquema de controle de erro adicional no nível da mensagem de dados com base no ARQ, caso a mensagem seja recebida com erro, essa é descartada e solicita-se retransmissão.

Assim, o tempo médio necessário para se transmitir uma mensagem correta para um determinado código j é calculado por [34], [36]:

$$E(T)_j = \frac{n_j[(Z-1)X+1]}{P_{dn}\beta_n B} + \frac{Kn_jX(1-P_{dn})}{\beta_n B P_{dn}}, \quad (3.2)$$

onde K é o número médio de quadros entre o final de uma transmissão incorreta e o início da retransmissão de uma mensagem de dados, X é o número de intervalos de tempo em um quadro (*time slot*), β_n é a eficiência de largura de banda da modulação atual, definida como $\beta_n = \log_2 M$ [bps/Hz], B é a largura de banda do canal, n_j é o número total de bits transmitidos em um *time slot*, considerando um determinado código j , e P_{dn} é a probabilidade de receber uma mensagem de dados correta, dada por [35]:

$$P_{dn} = (1 - \text{PER})^Z, \quad (3.3)$$

onde PER é dada pela Equação (2.9).

3.3.1 Análise da Influência do Parâmetro Z para Técnica FEC

Adaptativa

O ponto ótimo de comutação entre códigos vizinhos é determinado por meio do fator de desempenho (Δ_j), definido como a relação entre o tempo médio para se

transmitir a mensagem, considerando o uso de um código com $t=j$, e o mesmo tempo considerando um código com $t=j+1$. Assim o fator de desempenho é expresso por [20]:

$$\Delta_j = \frac{E(T)_j}{E(T)_{j+1}} = \left(\frac{n_j}{n_{j+1}} \right) * \frac{[(Z-1)X+1+KX(1-P_j)]}{[(Z-1)X+1+KX(1-P_{j+1})]} \left(\frac{P_{j+1}}{P_j} \right), \quad (3.4)$$

onde P_j e P_{j+1} são as probabilidades de uma mensagem chegar correta, n_j e n_{j+1} são os números totais de bits, respectivamente para os códigos com $t = j$ e $t = j + 1$.

Os pontos de comutação entre códigos vizinhos são obtidos a partir do ponto de cruzamento das curvas de Δ_j com a reta $\Delta_j=1$. Para analisar os efeitos do modelo de canal nos pontos ótimos de comutação, seguindo o modelo apresentado em [35], considerou-se o parâmetro de desvanecimento Nakagami assumindo os valores $m = 0.5, 1, 2, 3$ e 10 . Para tal, fixou-se o parâmetro $Z=1$ e $k = 424$ e 4240 bits; a ordem de modulação foi fixada em 256-QAM. Os parâmetros restantes utilizam os valores considerados anteriormente. As Figuras 3.16, 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20 representam as curvas do fator de desempenho entre códigos vizinhos para $k= 424$ bits; os pontos de comutação estão resumidos na Tabela 3.3. As Figuras 3.21, 3.22 e 3.23 representam as curvas de fator de desempenho assumindo que a quantidade de bits de informação é dez vezes maior do que o valor inicial, $k= 4240$ bits e $m = 0.5, 1$ e 10 ; os pontos de comutação estão resumidos na Tabela 3.4.

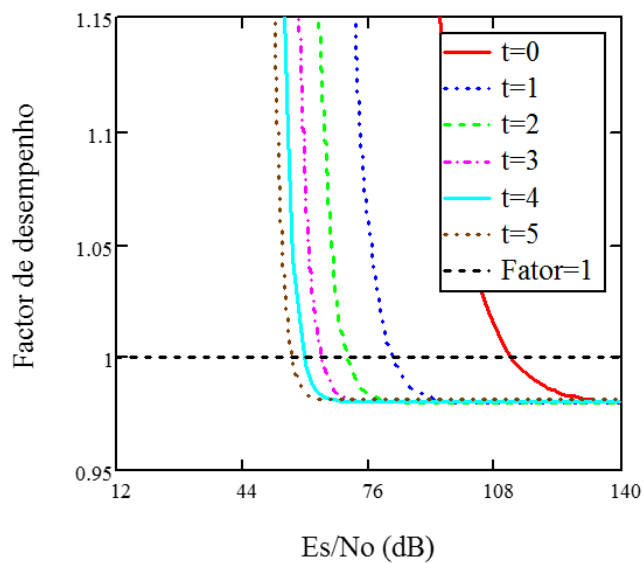


Figura 3.16: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=0.5$, $Z=1$, $X=10$, $k=424$ e $0 \leq t \leq 5$.

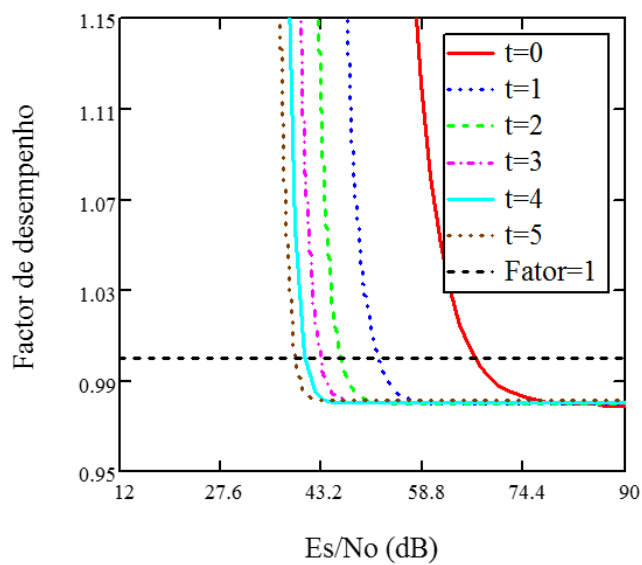


Figura 3.17: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=1$, $Z=1$, $X=10$, $k=424$ e $0 \leq t \leq 5$.

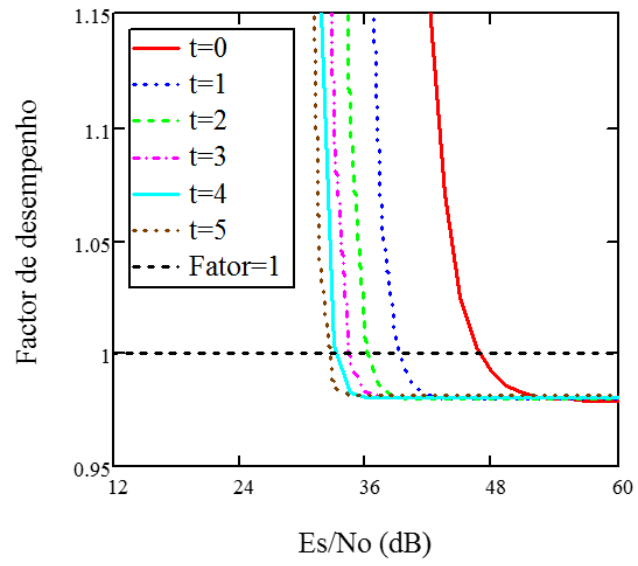


Figura 3.18: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=2$, $Z=1$, $X=10$, $k=424$ e $0 \leq t \leq 5$.

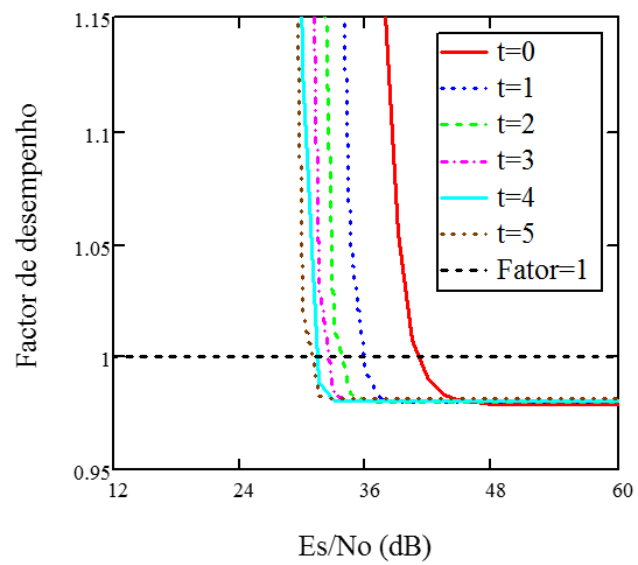


Figura 3.19: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=3$, $Z=1$, $X=10$, $k=424$ e $0 \leq t \leq 5$.

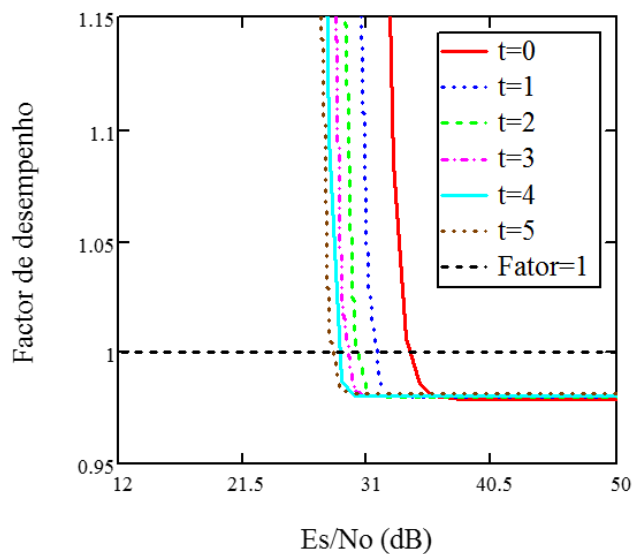


Figura 3.20: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=10$, $Z=1$, $X=10$, $k=424$ e $0 \leq t \leq 5$.

Tabela 3.3: Pontos de comutação para técnica FEC adaptativo ($k=424$).

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	112.1
	1	66.8
	2	45.7
	3	40.9
	10	34.1
De $t=1$ para $t=2$	0.5	81.9
	1	51.7
	2	39
	3	35.5
	10	31.4
De $t=2$ para $t=3$	0.5	70.4
	1	46
	2	36
	3	33.3
	10	30.1
De $t=3$ para $t=4$	0.5	63.9
	1	42.7
	2	34.3
	3	32
	10	29.2

De $t=4$ para $t=5$	0.5	59.6
	1	40.5
	2	33
	3	31
	10	28.6

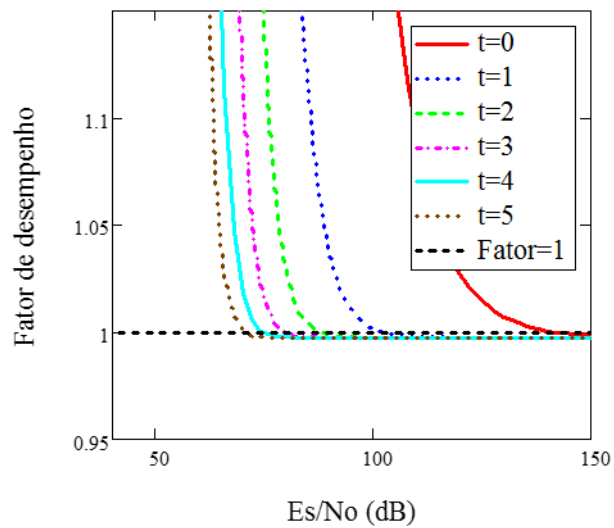


Figura 3.21: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=0.5$, $Z=1$, $X=10$, $k=4240$ e $0 \leq t \leq 5$.

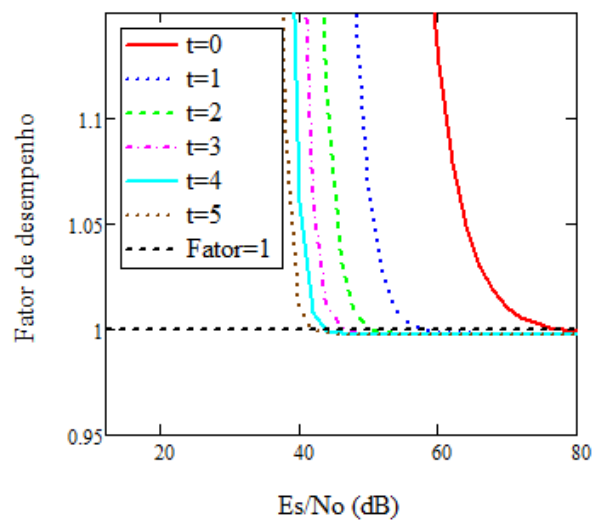


Figura 3.22: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=1$, $Z=1$, $X=10$, $k=4240$ e $0 \leq t \leq 5$.

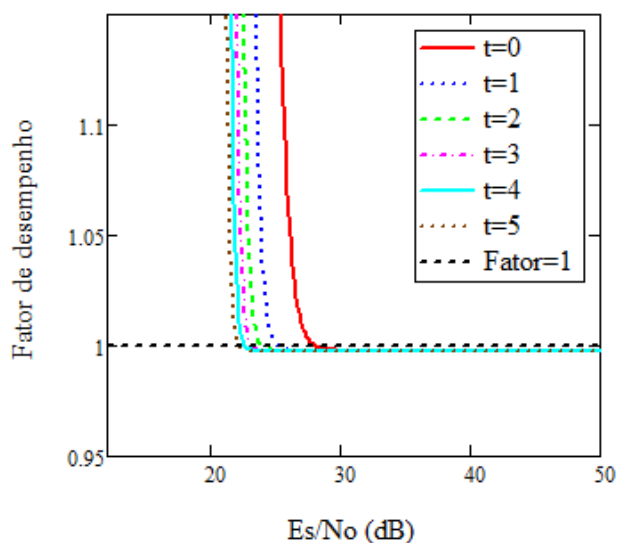


Figura 3.23: Fator de desempenho considerando FEC adaptativo, com $m=10$, $Z=1$, $X=10$, $k=4240$ e $0 \leq t \leq 5$.

Tabela 3.4: Pontos de comutação para técnica FEC adaptativo ($k=4240$).

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	143
	1	77
	10	28
De $t=1$ para $t=2$	0.5	102
	1	57
	10	25
De $t=2$ para $t=3$	0.5	88
	1	50
	10	23
De $t=3$ para $t=4$	0.5	79
	1	46
	10	23
De $t=4$ para $t=5$	0.5	74
	1	41
	10	22

Com os resultados mostrados nas Figuras 3.16 a 3.23 e Tabelas 3.3 e 3.4, pode-se concluir que os pontos de comutação dependem do fator de desvanecimento e da capacidade de correção de erro do código. Perceba que, quando o fator de desvanecimento m aumenta, a relação E_s/N_0 nos pontos de comutação decrescem. Observou-se também que ao aumentarmos o comprimento da mensagem de dados, a

relação E_s/N_0 nos pontos ótimos de comutação também aumentam. Isso porque quanto maior for o tamanho da mensagem, maiores as chances de o pacote chegar com erro no receptor.

3.3.2 Critério do Atraso para Técnica Híbrida com Modulação e FEC

Adaptativos

Nesta seção computa-se os pontos ótimos de comutação para a técnica híbrida, considerando agora o atraso como critério de desempenho. O tempo médio para se transmitir um pacote no sistema híbrido é obtido a partir da Equação (3.2), reescrita, para facilidade de acompanhamento, na Equação (3.5). Recorde-se que um código FEC é acrescentado para que a PER fique abaixo de um limiar especificado (igual a 0.001 para o critério do atraso) e, portanto, o número total de bits, n_j , varia com a relação E_s/N_0 no canal [20].

$$E(T)_j = \frac{n_j[(Z-1)X+1]}{P_{dj}\beta_j B} + \frac{Kn_j X}{\beta_j B} \times \frac{(1-P_{dj})}{P_{dj}}. \quad (3.5)$$

Definido como a relação entre o tempo necessário para se transmitir um pacote para a modulação $(j-1)$, com 2^{j-1} símbolos na constelação, e o mesmo tempo para a modulação j , com 2^j símbolos, o fator de desempenho é dado por [20]:

$$\Delta_j = \frac{E(T)_j}{E(T)_{j-1}} = \left(\frac{n_j}{n_{j-1}} \right) \frac{[(Z-1)X+1+KX(1-P_{dj})]}{[(Z-1)X+1+KX(1-P_{dj-1})]} \left(\frac{P_{dj-1}}{P_{dj}} \right) \frac{\beta_{j-1}}{\beta_j} \quad (3.6)$$

onde n_{j-1} e n_j representam o número total de bits do código FEC, variável com a E_s/N_0 , e $\beta_{j,j-1}$ é a eficiência da largura de faixa das modulações j e $j-1$, respectivamente.

As Figuras 3.24 a 3.28 ilustram o fator de desempenho entre as modulações 8, 16, 32, 64, 128 e 256-QAM, para $Z=1$, $K=1$ e $X=10$, considerando a modulação 256-QAM como referência em um canal com desvanecimento Nakagami- m . A fim de analisar os efeitos do modelo de canal nos pontos ótimos de comutação, considerou-se o parâmetro de desvanecimento Nakagami assumindo os valores $m=0.5, 1, 2, 3$ e

10. Os pontos de comutação estão resumidos na Tabela 3.5 e são definidos pelo cruzamento das curvas com a reta de fator de desempenho igual a 1.

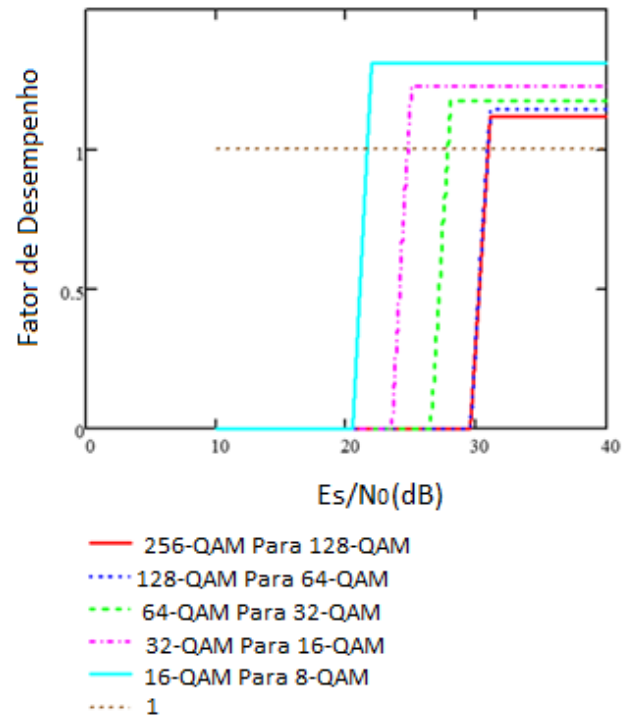


Figura 3.24: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=0.5$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8, 16, 32, 64 e 256-QAM.

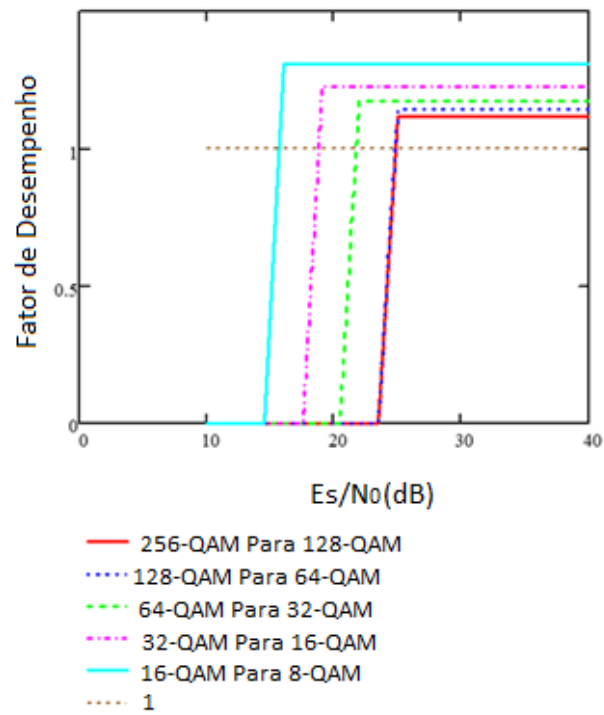


Figura 3.25: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=1$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.

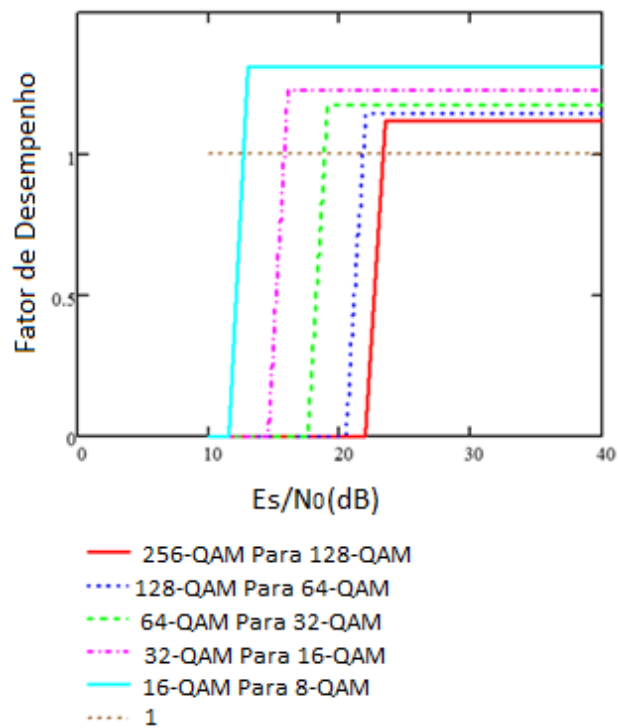


Figura 3.26: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=2$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.

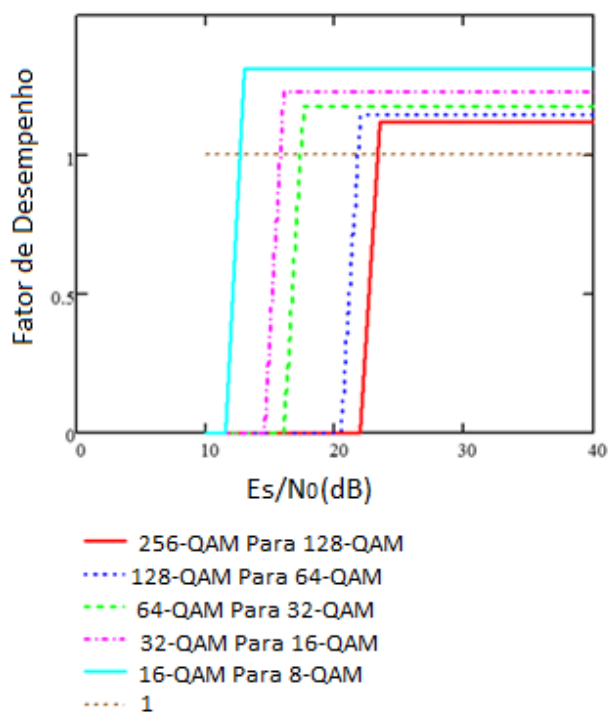


Figura 3.27: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=3$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.

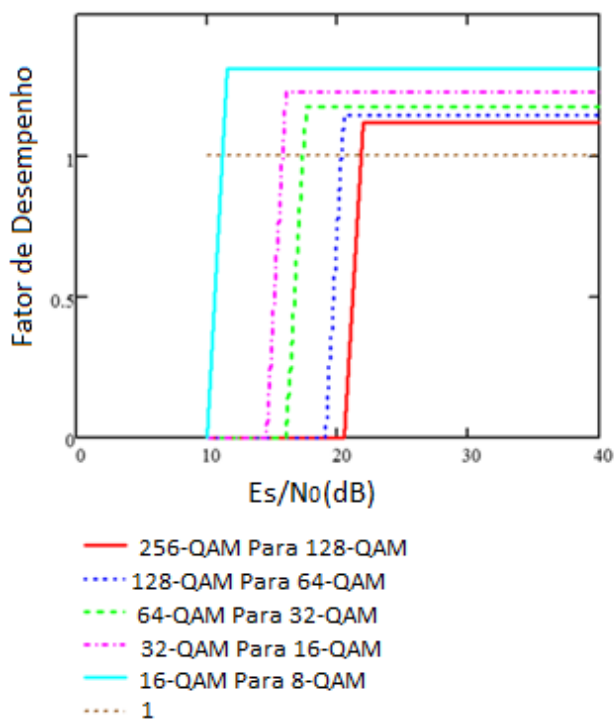


Figura 3.28: Fator de desempenho considerando técnica híbrida adaptativa, com $m=10$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8,16, 32, 64 e 256-QAM.

Tabela 3.5: Pontos de comutação considerando técnica híbrida adaptativa.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)
De 256 para 128-QAM	0.5	31
	1	25
	2	23
	3	23
	10	22
De 128 para 64-QAM	0.5	30
	1	24
	2	22
	3	21
	10	20
De 64 para 32-QAM	0.5	26
	1	21
	2	19
	3	19
	10	19
De 32 para 16-QAM	0.5	27
	1	21
	2	18
	3	17
	10	17
De 16 para 8-QAM	0.5	22
	1	15
	2	13
	3	12
	10	11

A partir dos resultados apresentados na Tabela 3.5 pode-se concluir que, novamente, os pontos ótimos de comutação dependem do grau de desvanecimento m e, para um dado valor de m , variam com a modulação atual.

Além disso, comparando os pontos de comutação com aqueles obtidos para o critério da vazão, pode-se observar que os pontos ótimos de comutação entre modulações vizinhas dependem do critério de desempenho considerado.

3.4 Critério de Métrica *Power*

A métrica *power* foi proposta por Giessler et al. em [37], que a definiu como a razão entre a vazão e o atraso no sistema. Os autores afirmam que esse parâmetro é eficaz para medir o impacto do atraso no desempenho do sistema, o que permitirá maior eficiência na configuração dos parâmetros de transmissão.

Nesta seção investiga-se os pontos ótimos de comutação nos sistemas FEC adaptativo e sistema híbrido com modulação e FEC adaptativos considerando a métrica *power* como parâmetro de desempenho, que é definida por [38]:

$$M_{power} = \frac{V}{E(T)}, \quad (3.7)$$

onde V é a vazão normalizada calculada a partir da Equação (3.1) e $E(T)$ é o tempo médio necessário para se transmitir uma mensagem de dados correta definido pela Equação (3.2).

3.4.1 Critério da Métrica *Power* para o FEC Adaptativo

Os pontos ótimos de comutação são determinados pelo ponto de cruzamento das correspondentes curvas da métrica *power*. As análises foram realizadas de acordo com a relação entre a energia média do símbolo (E_s) e a densidade espectral de potência do ruído (N_0), para códigos com diferentes capacidades de correção de erros (t) e admitindo uma modulação fixa 256-QAM. O número de bits de paridade é calculado utilizando os limitantes do código BCH mostrados na Tabela 1.1. O tamanho do pacote foi definido como $k=424$ bits [35]. A influência do modelo de canal foi obtida pela variação do parâmetro m do modelo de Nakagami, fazendo $m=0,5, 1, 2, 3$ e 10 [35].

As Figuras 3.29 a 3.33 apresentam as curvas da métrica *power* para $Z=1, K=1$. Para essas análises, seguindo [15], utilizou-se $BW=1$ MHz. Os pontos ótimos de comutação e a métrica *power* estão resumidos na Tabela 3.6.

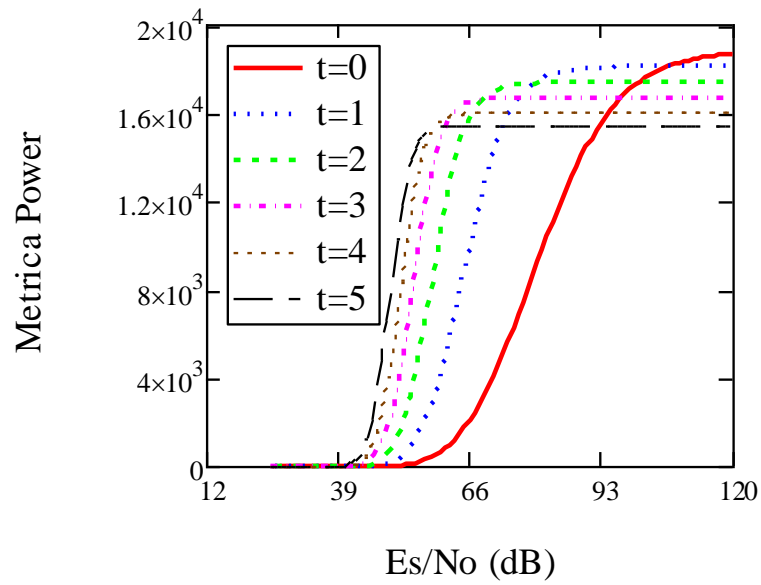


Figura 3.29: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=0.5$, $Z=1$, $K=1$, $X=10$, $M=256\text{-QAM}$ e $0 \leq t \leq 5$.

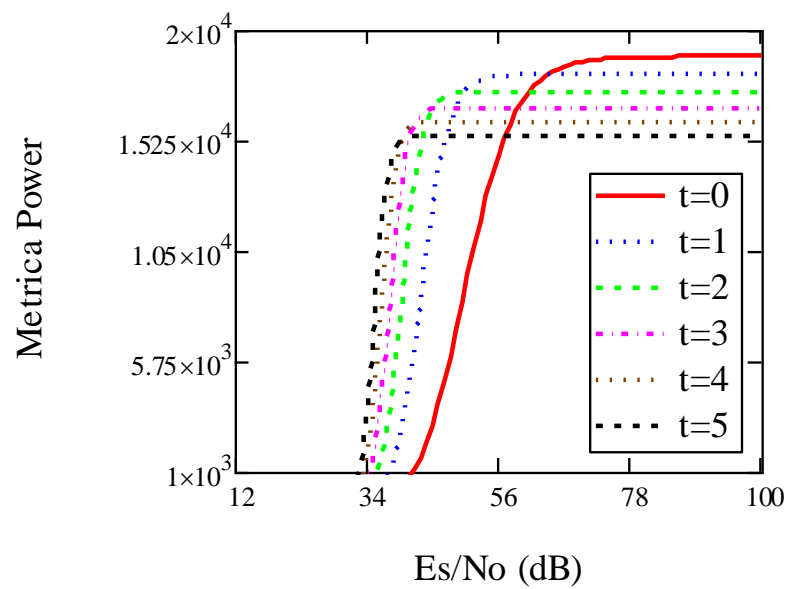


Figura 3.30: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=1$, $Z=1$, $K=1$, $X=10$, $M=256\text{-QAM}$ e $0 \leq t \leq 5$.

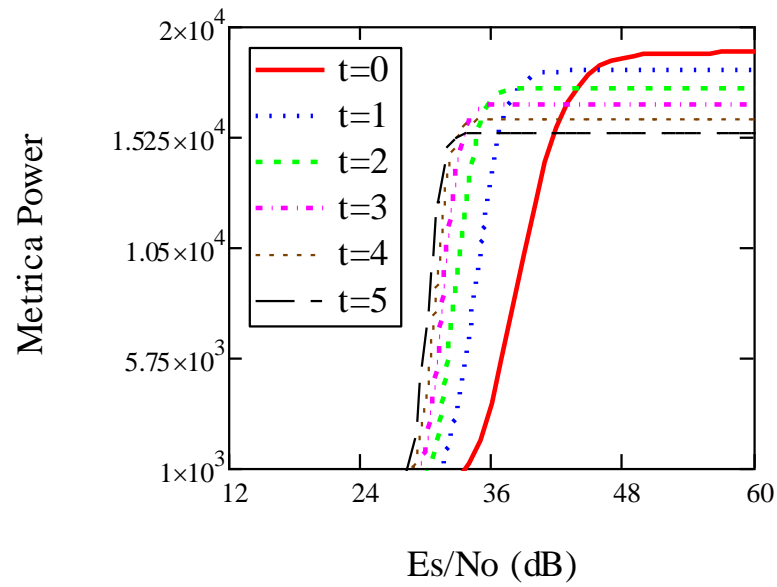


Figura 3.31: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=2$, $Z=1$, $K=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.

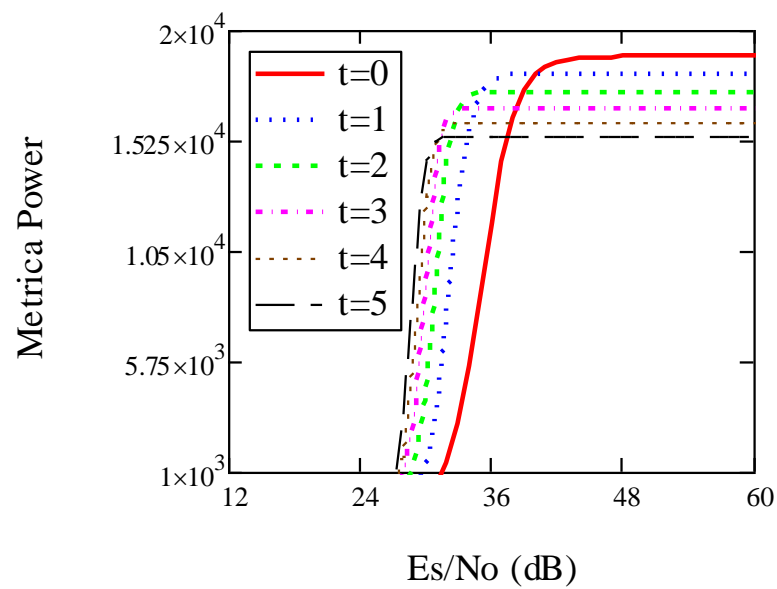


Figura 3.32: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=3$, $Z=1$, $K=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.

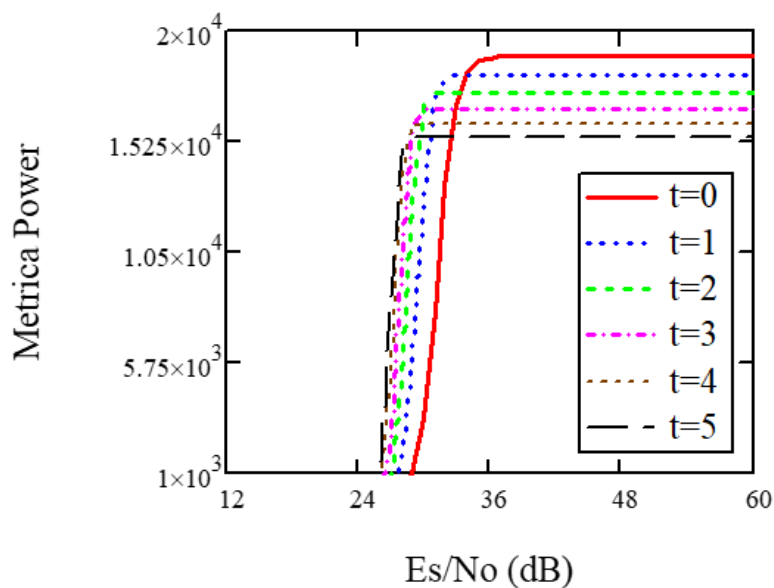


Figura 3.33: Métrica power para FEC adaptativo, com $m=10$, $Z=1$, $K=1$, $X=10$, $M=256$ -QAM e $0 \leq t \leq 5$.

Tabela 3.6: Pontos de comutação e métrica power.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	106.7	1.808×10^4
	1	64.1	1.808×10^4
	2	45.4	1.809×10^4
	3	40	1.808×10^4
	10	33.7	1.803×10^4
De $t=1$ para $t=2$	0.5	79.1	1.733×10^4
	1	50.3	1.731×10^4
	2	38.3	1.73×10^4
	3	35	1.73×10^4
	10	31.1	1.727×10^4
De $t=2$ para $t=3$	0.5	68.5	1.661×10^4
	1	45	1.66×10^4
	2	35.5	1.658×10^4
	3	32.9	1.654×10^4
	10	29.8	1.644×10^4
De $t=3$ para $t=4$	0.5	62.4	1.592×10^4
	1	41.9	1.589×10^4
	2	33.8	1.585×10^4
	3	31.6	1.581×10^4
	10	29	1.58×10^4

De $t=4$ para $t=5$	0.5	58.3	1.528×10^4
	1	39.8	1.522×10^4
	2	32.7	1.527×10^4
	3	30.7	1.516×10^4
	10	28.4	1.518×10^4

Com os resultados apresentados na Tabela 3.6, pode-se observar que, similar ao que ocorreu para os critérios da vazão e atraso antes analisados, os pontos ótimos de comutação dependem do grau de desvanecimento m , e para um dado m , dependem do código atual. Novamente, os pontos ótimos de comutação obtidos com o critério da métrica *power* são diferentes daqueles calculados, considerando os critérios da vazão e do atraso, indicando que os pontos de comutação ideais dependem do critério de desempenho.

3.4.2 Critério da Métrica *Power* para Técnica Híbrida com Modulação e FEC Adaptativos

Analisa-se agora os pontos ótimos de comutação considerando a técnica adaptativa híbrida, onde associa-se modulação adaptativa com FEC adaptativo, considerando um canal com desvanecimento Nakagami- m . Assim como foi feito anteriormente, a análise da técnica híbrida será comparada à técnica FEC adaptativo, para tal considerando-se a modulação 256-QAM como referência. Analisa-se a influência do modelo de canal na determinação dos pontos ótimos de comutação considerando o critério da métrica *power*. Para calcular o atraso, usa-se a Equação (3.2) e considera-se $Z=1$, $X=10$, $B=1$ MHz e $K=1$. Novamente, para cada modulação, primeiro define-se um código BCH, como uma função de E_s/N_0 , para manter a PER igual ou menor a 0.001 e, em seguida, calcula-se a métrica *power* por meio da Equação (3.7).

As Figuras 3.34 a 3.38 mostram as curvas da métrica *power* em função do E_s/N_0 e o parâmetro Nakagami variando em $m=0.5$, 1, 3 e 10, respectivamente. Novamente, consideram-se as modulações 256, 128, 64, 32, 16 e 8-QAM. Os pontos de comutação são definidos pelo cruzamento entre as respectivas curvas da métrica *power* e estão apresentados na Tabela 3.7.

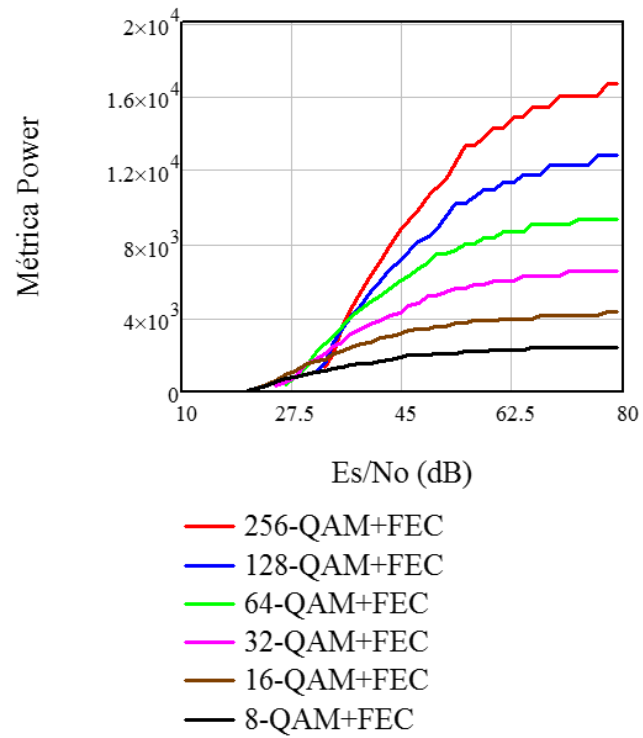


Figura 3.34: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=0.5$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8, 16, 32, 64 e 256-QAM.

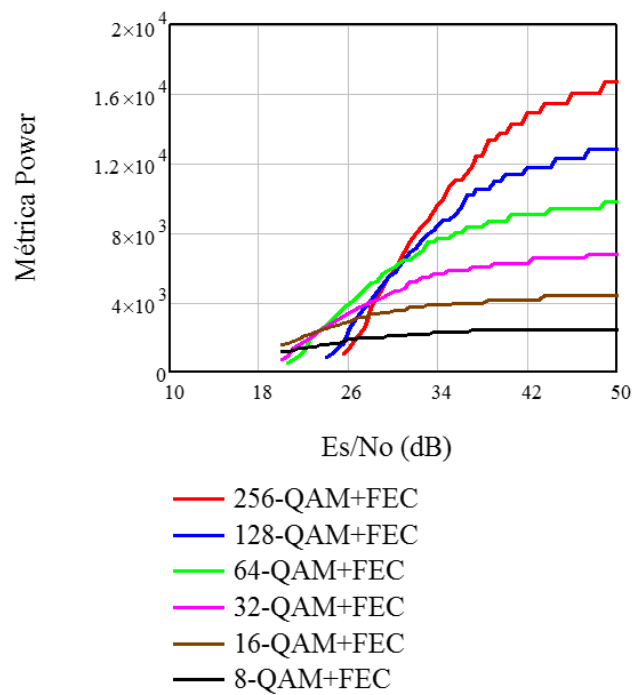


Figura 3.35: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=1$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8, 16, 32, 64 e 256-QAM.

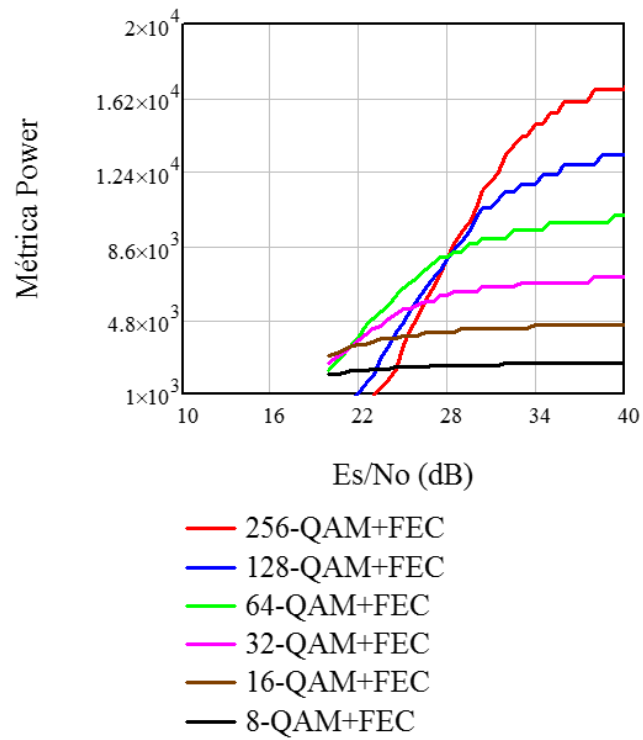


Figura 3.36: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=2$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8, 16, 32, 64 e 256-QAM.

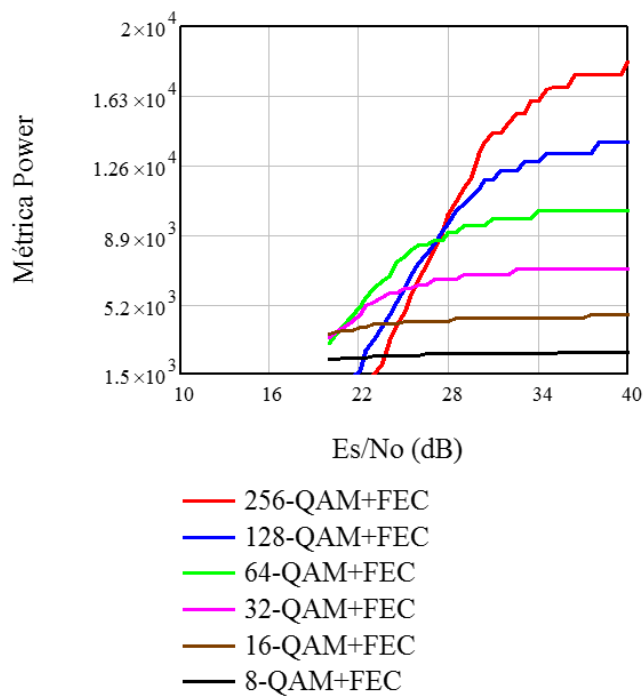


Figura 3.37: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=3$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8, 16, 32, 64 e 256-QAM.

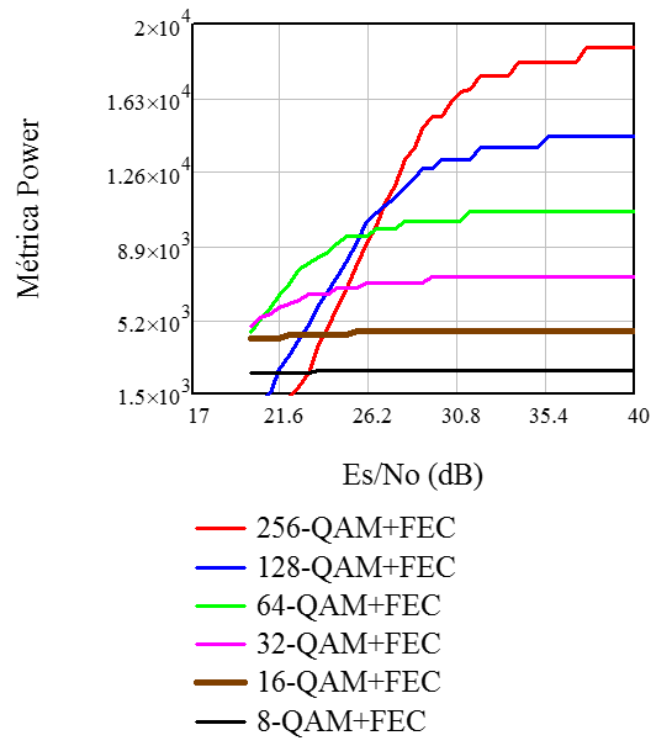


Figura 3.38: Métrica power para o sistema adaptativo híbrido modulação-FEC, com $m=10$, $Z=1$ e $X=10$, para as modulações 8, 16, 32, 64 e 256-QAM.

Tabela 3.7: Pontos ótimos de comutação FEC adaptativo /adaptativo híbrido.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB) – FEC Adaptativo	Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB) – Híbrido
De $t=0$ para $t=1$	0.5	106.7	De 256 para 128-QAM	0.5	34
	1	64.1		1	29
	2	45.4		2	28
	3	40		3	28
	10	33.7		10	27
De $t=1$ para $t=2$	0.5	79.1	De 128 para 64-QAM	0.5	37
	1	50.3		1	30
	2	38.3		2	27
	3	35		3	27
	10	31.1		10	25
De $t=2$ para $t=3$	0.5	68.5	De 64 para 32-QAM	0.5	29
	1	45		1	23
	2	35.5		2	21
	3	32.9		3	20
	10	29.8		10	20

De $t=3$ para $t=4$	0.5	62.4	De 32 para 16-QAM	0.5	30
	1	41.9		1	23
	2	33.8		2	21
	3	31.6		3	20
	10	29		10	-
De $t=4$ para $t=5$	0.5	58.3	De 16 para 8- QAM	0.5	24
	1	39.8		1	-
	2	32.7		2	-
	3	30.7		3	-
	10	28.4		10	-

Com base nos resultados apresentados na Tabela 3.7, é possível verificar alguma semelhança com o comportamento observado no critério da vazão híbrida em relação a métrica *power* híbrida, por exemplo, para $m=0.5$ e 1, o ponto de comutação entre as modulações 128 e 64-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre as modulações 256 e 128-QAM. E para $m=0.5$, o ponto de comutação entre as modulações 32 e 16-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre as modulações 64 e 32-QAM. Assim, pode-se concluir que, quando m assume os valores 0.5 ou 1, a modulação 128 QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica de *power* é considerado, e nem a modulação 32 QAM para $m=0.5$. Verifica-se também que quando $m=10$, não existe ponto de comutação entre as modulações 32 e 16-QAM, o mesmo para $m=1, 2, 3$ e 10 entre 16 e 8-QAM.

As Figuras 3.39 a 3.43 comparam a métrica *power* da técnica FEC adaptativa analisada na seção anterior com a métrica *power* da técnica híbrida com modulação e FEC adaptativos analisada nesta seção.

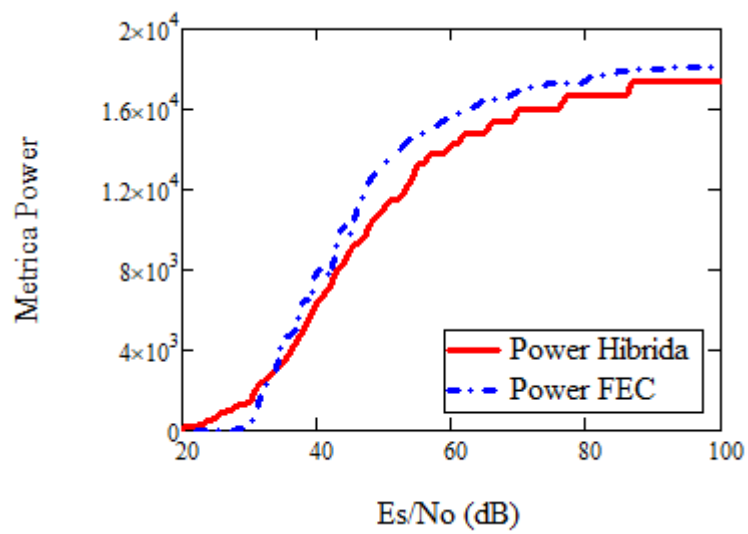


Figura 3.39: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=0.5$.

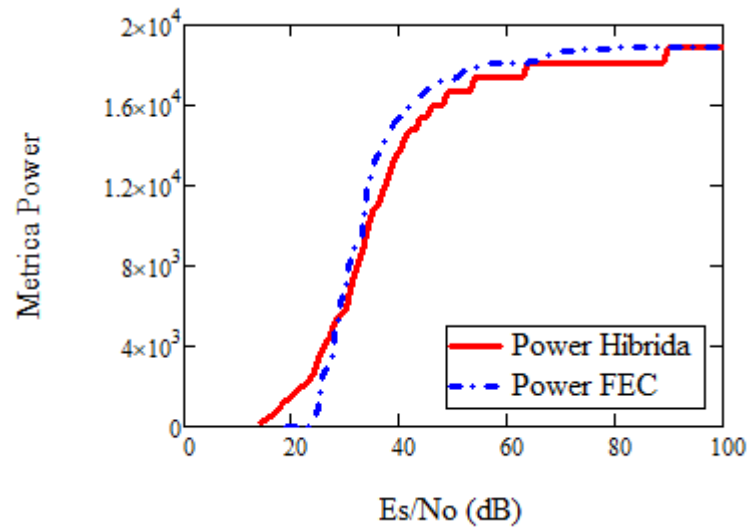


Figura 3.40: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=1$.

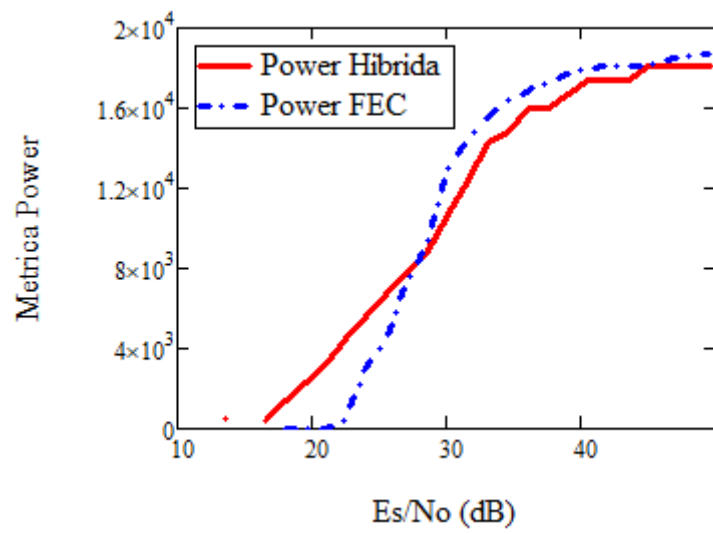


Figura 3.41: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=2$.

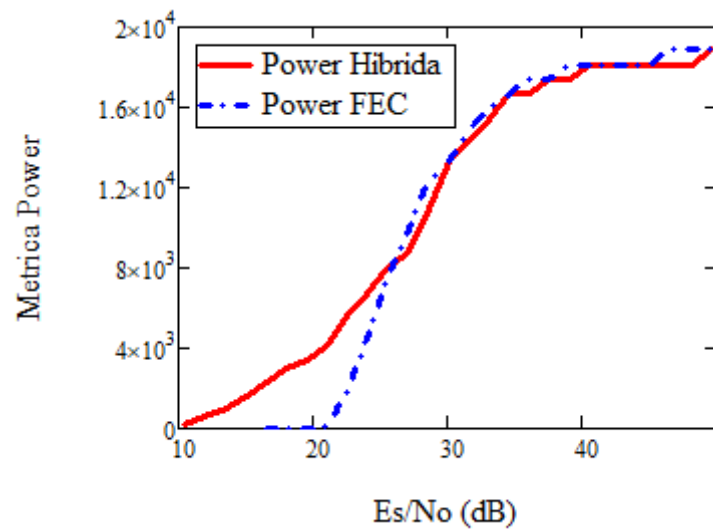


Figura 3.42: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=3$.

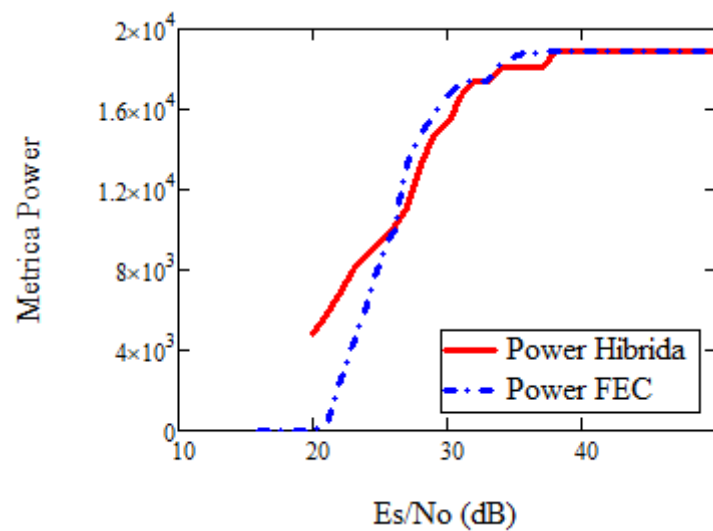


Figura 3.43: Métrica power para FEC adaptativo e adaptativo híbrido para $m=10$.

Com os resultados apresentados na Tabela 3.7 pode-se concluir novamente que os pontos de comutação não assumem valores fixos e dependem do modelo de desvanecimento do canal modelado pelo parâmetro m da distribuição Nakagami, da ordem de modulação atual e do código de correção usado. Com base nos resultados apresentados nas figuras 3.39 a 3.43, observa-se que a técnica híbrida tem desempenho

superior para valores pequenos de E_s/N_0 e desempenho semelhante à técnica FEC adaptativo, mas ligeiramente inferior em alguns casos, para valores mais elevados de E_s/N_0 .

CAPÍTULO 4

Análise Dos Pontos Ótimos De Comutação Em Um Ambiente De Rádio Cognitivo Com Acesso Ao Meio Oportunista, Considerando Sensoriamento Espectral Perfeito

4.1 Introdução

Analisar o desempenho de sistemas de rádios cognitivos considerando diversos cenários e aplicações é uma questão importante na determinação da exequibilidade dessa tecnologia nas redes de comunicações móveis futuras e atuais. Em particular, analisar o desempenho de sistemas adaptativos no contexto de rádios cognitivos é de grande importância, já que o uso de técnicas adaptativas pode melhorar significativamente o desempenho em redes de comunicação sem fio, como já apresentado nos capítulos anteriores.

Na referência [38] os autores analisam o desempenho de uma rede de rádio cognitivo utilizando como parâmetros o atraso e a métrica *power*, considerando um canal AWGN e retransmissões ilimitadas. Porém, as suposições consideradas em [38] podem não ser realistas para um canal sem fio, normalmente sujeito a desvanecimento, e para diversas aplicações (como aplicações em tempo real), em que normalmente as retransmissões precisam ser limitadas. Uma extensão dos resultados apresentados em [38] é feita na referência [39], em que os autores consideram um canal Rayleigh, retransmissões limitadas e ilimitadas, e sensoriamento espectral perfeito e imperfeito.

As análises apresentadas em [38] e [39] consideraram sistemas não-adaptativos. Uma análise de sistemas adaptativos no contexto de rádios cognitivos é apresentada em [40], em que se considerou um canal Nakagami- m e analisou-se os pontos ótimos de comutação de um esquema de modulação adaptativa em uma rede de rádio cognitivo com retransmissões ilimitadas e limitadas.

Neste capítulo estenderam-se as análises apresentadas em [40] e se investigou a influência do modelo do canal na determinação dos pontos ótimos de comutação em uma rede de rádio cognitivo que emprega a técnica FEC adaptativa e a técnica híbrida

com modulação e FEC adaptativos. Considera-se um canal com desvanecimento Nakagami- m , em que o fator de desvanecimento m é variado, alterando assim o modelo de canal. Ainda, seguindo [40], considerou-se um modelo de fila do tipo M/G/1, com duas classes de usuários: primário e secundário, com prioridade de transmissão para o usuário primário. O tráfego agregado para cada classe de usuários é representado por um UP e um US. Assim como em [38], considera-se que o tempo é dividido em *slots* de tamanhos iguais e os sistemas primários e secundários estão em perfeito sincronismo temporal, de modo que não haja colisão entre pacotes na rede e a duração de um *timeslot* seja sempre igual ao período necessário para uma transmissão. O acesso ao meio pelo usuário secundário é feito de maneira oportunista. Assim, se o mesmo desejar transmitir ele deverá sensoriar o espectro no início do *timeslot* e transmitir apenas se o *timeslot* estiver livre. Admite-se que o sensoriamento espectral é perfeito, o que significa que as probabilidades de falso alarme e de perda de oportunidade de transmissão são iguais a zero e o tempo necessário para o sensoriamento é considerado desprezível.

Admite-se que o processo de chegada dos pacotes nos sistemas segue uma distribuição de Poisson com taxas λ_1 e λ_2 para os UPs e USs. Os pacotes primários e secundários recebem atendimento com taxas μ_1 e μ_2 , respectivamente, sendo tais taxas de atendimentos variáveis de acordo com a ordem de modulação M ou código de correção de erro considerado, tendo influência direta da PER. A disciplina de atendimento do pacote na fila considerada é do tipo FIFO (*First-In-First-Out*) para ambas as classes de usuários, o que significa que o primeiro pacote que chega será o primeiro a ser executado. Consideram-se apenas pacotes recebidos corretamente para o cálculo do *throughput* do sistema. Retransmissões são possíveis quando um pacote não for transmitido com sucesso. São analisadas duas regras de retransmissões; na primeira considera-se que as retransmissões são ilimitadas, garantindo assim recepção correta do pacote. Na segunda regra limita-se o número de retransmissões (N_{max}) no transmissor, sendo assim, o pacote é descartado pelo sistema após um número máximo de retransmissões. De modo a garantir a estabilidade dos dois sistemas, admite-se que a taxa de chegada de pacotes nunca excede a taxa de serviço. Isso significa que a utilização do canal, ρ , nunca excede a unidade, ou 100%, sendo dada por:

$$\rho = \lambda E[X] = \frac{\lambda}{\mu}, \quad (4.10)$$

onde $E[X]$ é o tempo médio necessário para transmissão correta de um pacote, ou tempo de serviço efetivo médio, λ é a taxa de chegada do pacote e μ é a taxa efetiva de serviço de pacote.

4.1.1 Atraso de Pacotes na Rede Primária

Inicialmente, calcula-se o tempo médio de permanência no sistema de um pacote para UP, empregando um sistema modelado por uma fila M/G/1 com prioridade e retransmissões utilizado em [40].

O tempo médio de permanência no sistema, W_1 , é definido como sendo o atraso médio de transmissão do pacote, somado ao tempo médio gasto pelo pacote aguardando atendimento na fila, e é calculado por [40]:

$$W_1 = E[X_1] + \frac{\lambda_1 E[X_1^2]}{2(1 - \rho_1)}, \quad (4.2)$$

onde X_1 é uma variável aleatória que representa o tempo necessário para a transmissão correta de um pacote na rede primária, ou tempo de serviço efetivo na rede primária, $E[X_1^2]$ é o valor médio quadrático de X_1 e ρ_1 é a parcela do canal utilizada por usuários primários. O tempo necessário para uma tentativa de transmissão do pacote depende apenas do tamanho do pacote e da taxa de transmissão e é calculado por [40]:

$$t_1 = \frac{L_{p1}}{R_{b1}}, \quad (4.3)$$

onde L_{p1} é o tamanho do pacote primário e R_{b1} é a taxa de transmissão na modulação corrente para rede primária, definida por $R_{b1} = BW \cdot \log_2 M$, sendo BW a largura de banda do canal e M o número de pontos na constelação da modulação corrente.

Um pacote que chegar com erro será retransmitido. O número de retransmissões, denominado N , pode ser ilimitado ou limitado a um valor N_{max} . Portanto, dependendo do número de retransmissões, o tempo para transmitir um pacote, X_1 , é dado por:

$$X_1 = (N + 1) \times t_1 \quad (4.4)$$

Assim, o tempo de serviço efetivo médio para o usuário primário, considerando retransmissões ilimitadas, pode ser calculado por [38]:

$$\begin{aligned} E[X_1] &= \sum_{N=0}^{\infty} (N+1)t_1 (PER)^N (1-PER) \\ &= \frac{L_{p1}}{R_{bn}} \frac{1}{(1-PER)}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

sendo PER a probabilidade de se receber um pacote com erros, definida pela Equação (2.9).

Seguindo a mesma análise aplicada ao tempo de serviço efetivo médio, $E[X_1]$, pode-se definir o valor quadrático médio do tempo de serviço efetivo como:

$$\begin{aligned} E[X_1^2] &= \sum_{N=0}^{\infty} [(N+1)t_1]^2 (PER)^N (1-PER) \\ &= \left(\frac{L_{p1}}{R_{bn}}\right)^2 \frac{(1+PER)}{(1-PER)^2}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Considerando retransmissões limitadas, o pacote será descartado caso não obtenha sucesso após $N_{max}+1$ transmissões. Assim, o tempo de serviço efetivo médio para o usuário primário neste cenário é dado por [40]:

$$\begin{aligned} E[X_1] &= \left\{ \sum_{N=0}^{N_{max}} [(N+1)t_1 (PER)^N (1-PER)] \right\} \\ &\quad + \left\{ ((N_{max}+1)t_1) [1 \right. \\ &\quad \left. - \sum_{N=0}^{N_{max}} [(PER)^N (1-PER)] \right\}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

O valor médio quadrático do tempo de serviço efetivo para o usuário primário, $E[X_1^2]$, pode ser definido como:

$$\begin{aligned} E[X_1^2] &= \left\{ \sum_{N=0}^{N_{max}} [((N+1)t_1)^2 (PER)^N (1-PER)] \right\} \\ &\quad + \left\{ ((N_{max}+1)t_1)^2 \left[1 - \sum_{N=0}^{N_{max}} [(PER)^N (1-PER)] \right] \right\}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.1.2 Atraso de Pacotes na Rede Secundária

O atraso na rede secundária pode ser ocasionado pela indisponibilidade do canal, quando este estiver sendo usado pelo UP, atentando para o fato que o US usa o canal na ausência do UP de maneira oportunista. Ao analisarmos o atraso dos pacotes na rede secundária, devemos lembrar que a ocupação por parte do UP deve ser levada em consideração, sendo que este tem prioridade de transmissão no canal. Quanto maior for a utilização do canal pelo UP, menor será a sua disponibilidade para o US efetuar uma transmissão. Conseqüentemente, o atraso dos pacotes do US depende da utilização do canal por parte do UP, ρ_1 , do tempo de serviço efetivo médio para o usuário primário, $E[X_1]$, e da taxa média de chegada de pacotes primários, λ_1 [40]. Podemos então definir o atraso médio total na rede secundária, W_2 , como [38]:

$$W_2 = \frac{E[X_2]}{(1 - \rho_1)} + \frac{\lambda_1 E[X_1^2] + \lambda_2 E[X_2^2]}{2(1 - \rho_1)(1 - \rho_1 - \rho_2)}, \quad (4.9)$$

onde X_2 é uma variável aleatória que simboliza o tempo necessário para a transmissão correta de um pacote na rede secundária, também conhecido como tempo de serviço efetivo na rede secundária; $E[X_2^2]$ é o valor médio quadrático de X_2 ; e ρ_2 é o fator de utilização para o US, que pode ser definido a partir da Equação (4.1). A primeira parte da soma na Equação (4.9) representa o tempo médio para transferência de um pacote na rede secundária, levando em consideração que o canal está disponível para o US apenas na ausência de transmissões primárias, enquanto a segunda parte da soma refere-se ao tempo médio de espera na fila para o US.

Os valores de $E[X_2]$ e $E[X_2^2]$ são determinados a partir das equações (4.5) e (4.6) para retransmissões ilimitadas e (4.7), (4.8) para retransmissões limitadas, substituindo t_1 por t_2 , onde $t_2 = \frac{L_{p2}}{R_{b2}}$, em que L_{p2} é o comprimento do pacote secundário e R_{b2} é a taxa de transmissão secundária, definida por $R_{b2} = BW \cdot \log_2 M$, em que BW é a largura de banda do canal.

4.1.3 Métrica *Power*

Nesta seção, a métrica *power* é usada para investigar o desempenho do sistema do ponto de vista do US. Em um primeiro momento consideramos retransmissões

ilimitadas. Neste caso, todos os pacotes que chegam ao sistema serão transmitidos corretamente e a vazão considerada é igual à taxa média de chegada de pacotes. Dessa forma, a métrica *power* pode ser definida como [38]:

$$P_{wi} = \frac{\lambda_i}{W_i}, \quad (4.10)$$

onde i define a classe de usuário, ou seja, $i=1$ para UP, e $i=2$ para US.

Considerando um número limitado de retransmissões, pacotes que não obtiverem sucesso na transmissão após N_{max} retransmissões serão descartados. Assim, para determinar a vazão do sistema, desconsideram-se os pacotes descartados em relação à taxa média de chegada de pacotes. Dessa maneira, a métrica *power* para este cenário pode ser definida como:

$$P_{wi} = \frac{\lambda_i(1 - P_d)}{W_i}, \quad (4.11)$$

onde P_d é a probabilidade de um pacote ser descartado, definida por:

$$P_d = 1 - \sum_{N=0}^{N_{rmax}} [(PER)^N (1 - PER)]. \quad (4.12)$$

4.2 Pontos Ótimos de Comutação Considerando FEC Adaptativo

Nesta seção, investiga-se os pontos ótimos de comutação em uma rede de rádio cognitivo empregando FEC adaptativo. Utilizou-se como parâmetro de desempenho a métrica *power*, calculada a partir da Equação (4.10), para retransmissões ilimitadas, e da Equação (4.11), para retransmissões limitadas. Variou-se o parâmetro m do modelo de Nakagami em 0.5, 1, 2, 3 e 10 e determinou-se a influência do modelo de canal nos pontos de comutação. As análises foram feitas do ponto de vista do usuário secundário.

4.2.1 Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões

Ilimitadas

Nesta seção é apresentada uma análise numérica da métrica *power* usada para calcular os pontos ótimos de comutação. Essa métrica será analisada apenas para a rede secundária, atendendo que o acesso ao meio é feito de maneira oportunista e o

seu desempenho depende da rede primária. Seguindo [40], adotou-se um fator de utilização para as redes primária e secundária igual a $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$, onde a transmissão por parte do US é feita na ausência do UP mantendo-se $\rho_1+\rho_2<1$. A influência do valor de ρ na determinação dos pontos ótimos de comutação, para diferentes combinações de ρ_1 e ρ_2 , é analisada na Seção 4.2.3. As taxas de chegadas dos pacotes λ_1 e λ_2 foram definidas em função dos respectivos fatores de utilização ρ_1 e ρ_2 , e também do tempo médio de serviço efetivo. Assim como em [38], a largura de banda do canal (BW) foi fixada em 1 MHz. Os comprimentos dos pacotes L_{p1} e L_{p2} dependem do limitante do código BCH utilizado e admitiu-se uma modulação fixa 256-QAM.

As Figuras 4.1 a 4.5 apresentam as curvas para a métrica *power* da rede secundária em função da relação E_s/N_0 média, considerando diferentes capacidades de correção de erros (t), para $t=0, 1, 2, 3, 4$ e 5 . Os pontos de comutação entre códigos vizinhos foram obtidos a partir do cruzamento das correspondentes curvas da métrica *power* e estão apresentados na Tabela 4.1.

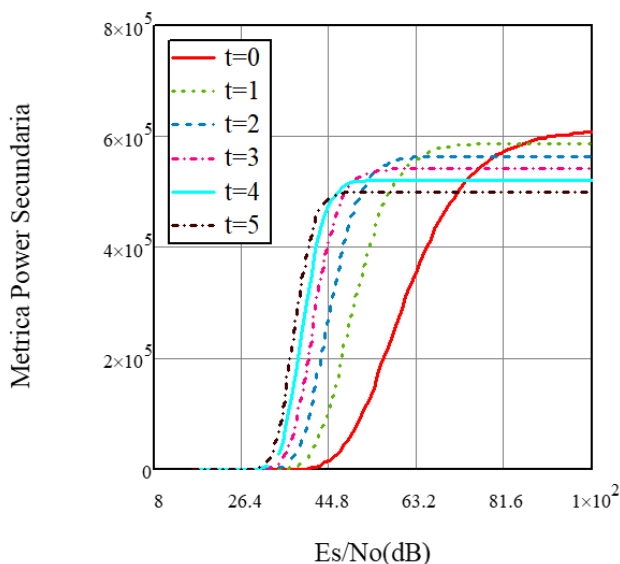


Figura 4.1: Curva da métrica *power* da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

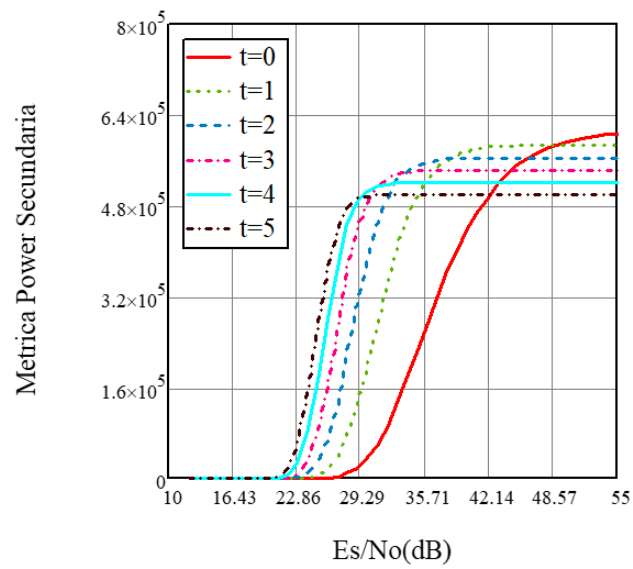


Figura 4.2: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

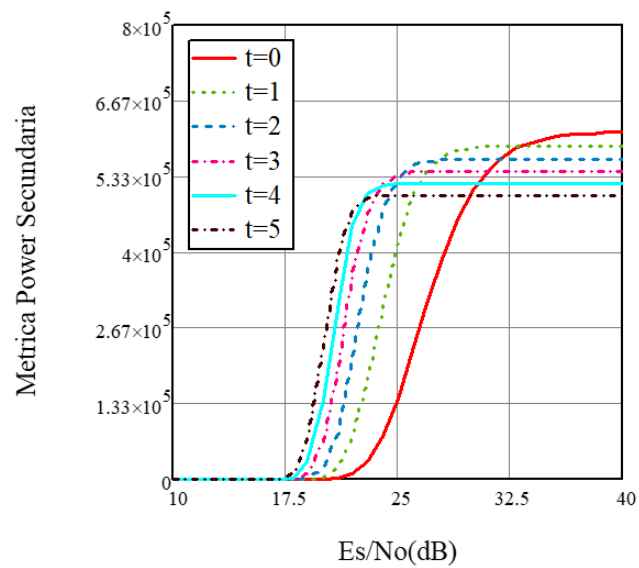


Figura 4.3: Curva da métrica power da rede secundária para $m=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

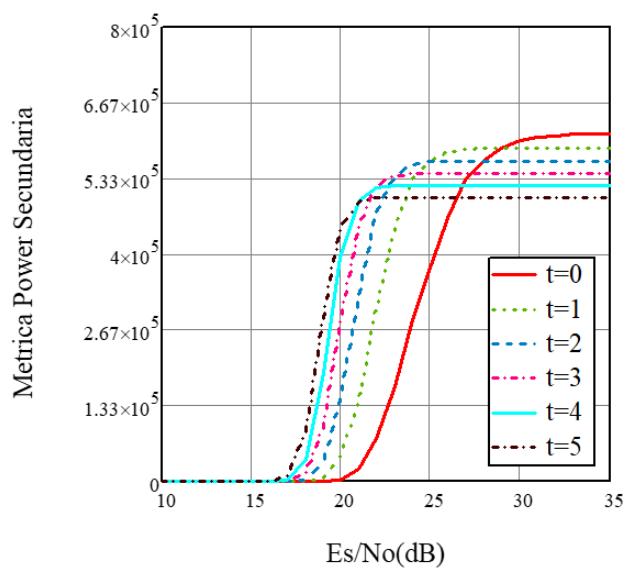


Figura 4.4: Curva da métrica power da rede secundária para $m=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

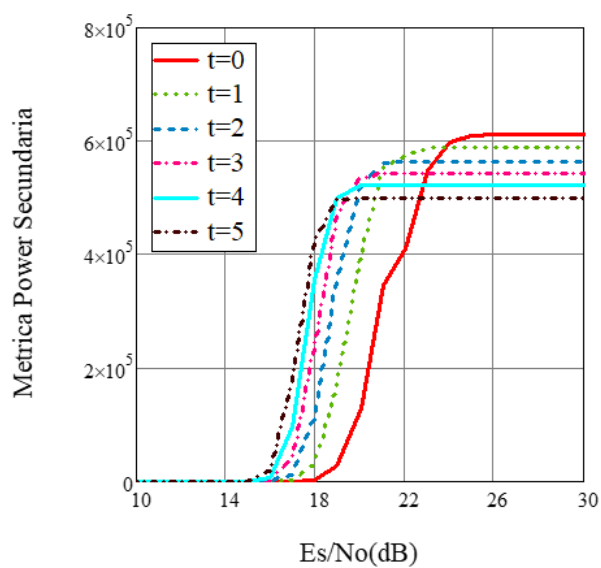


Figura 4.5: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.1: *Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas.*

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica <i>Power</i> (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	85.6	5.879×10^5
	1	49.1	5.878×10^5
	2	33.3	5.872×10^5
	3	28.9	5.865×10^5
	10	23.6	5.849×10^5
De $t=1$ para $t=2$	0.5	63.6	5.628×10^5
	1	38.1	5.624×10^5
	2	27.6	5.611×10^5
	3	24.8	5.608×10^5
	10	21.7	5.572×10^5
De $t=2$ para $t=3$	0.5	54.8	5.387×10^5
	1	33.6	5.373×10^5
	2	25.2	5.369×10^5
	3	22.9	5.358×10^5
	10	20.2	5.362×10^5
De $t=3$ para $t=4$	0.5	49.5	5.157×10^5
	1	31	5.146×10^5
	2	23.8	5.159×10^5
	3	21.8	5.142×10^5
	10	19.4	5.108×10^5
De $t=4$ para $t=5$	0.5	46	4.945×10^5
	1	29.2	4.935×10^5
	2	22.7	4.921×10^5
	3	21	4.940×10^5
	10	18.8	4.874×10^5

Com base nos resultados apresentados na Tabela 4.1, semelhante ao que ocorreu anteriormente, pode-se verificar que os pontos ótimos de comutação variam com a ordem de diversidade m e dependem do critério de desempenho usado. Observa-se também que os valores da métrica *power* nos pontos ótimos de comutação variam com o código corrente.

4.2.2 Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Limitadas

Limitadas

Para a condição de retransmissões limitadas, o número de retransmissões máximas foi variado admitindo os valores $N_{m\acute{a}x}=2, 3$ e 5 . As Figuras 4.6 a 4.14 apresentam as curvas da métrica *power* para a rede secundária em função da relação E_s/N_0 média, considerando $t=0, 1, 2, 3, 4$ e 5 e o fator de desvanecimento admitindo os valores $m=0.5, 1$ e 10 . Os pontos de comutação estão apresentados na Tabela 4.2 e foram obtidos a partir do cruzamento entre curvas da métrica *power* vizinhas.

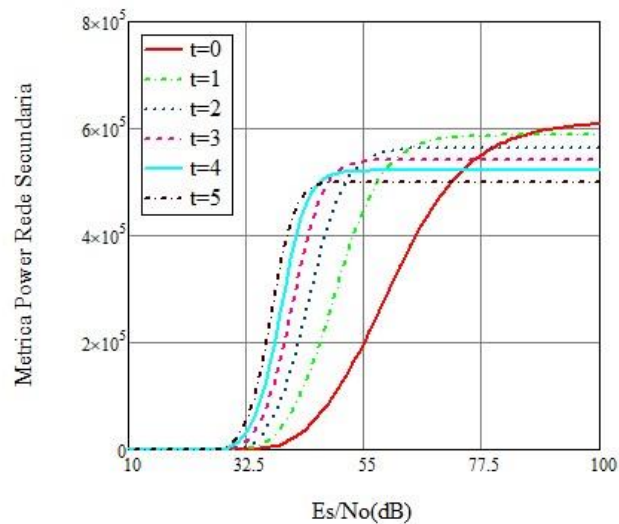


Figura 4.6: Curva da métrica *power* da rede secundária para $m=0.5$, $N_{max}=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

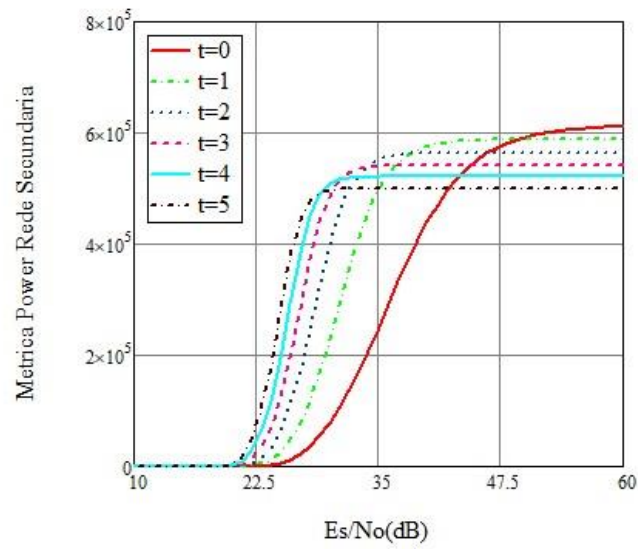


Figura 4.7: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $N_{max}=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

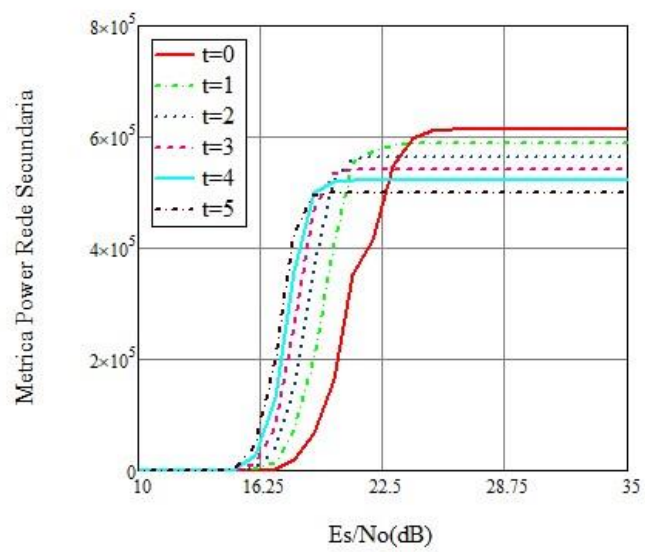


Figura 4.8: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $N_{max}=2$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

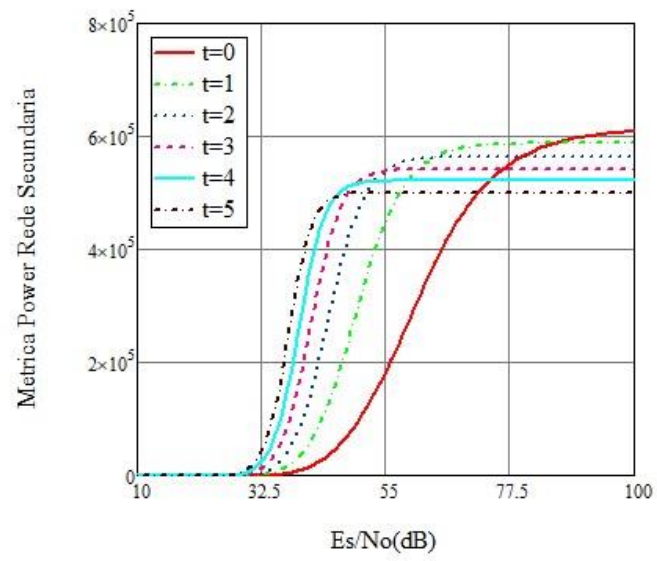


Figura 4.9: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $N_{max}=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

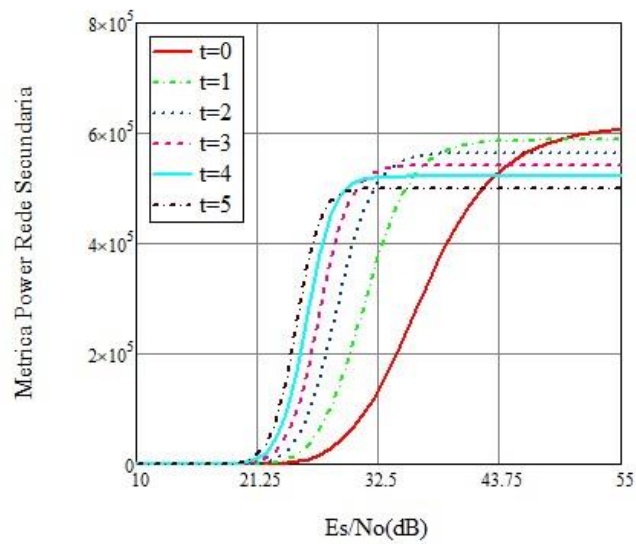


Figura 4.10: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $N_{max}=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

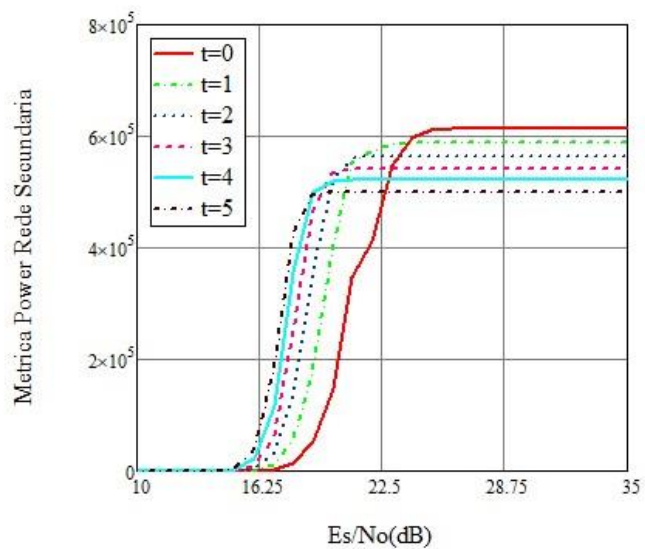


Figura 4.11: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $N_{max}=3$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

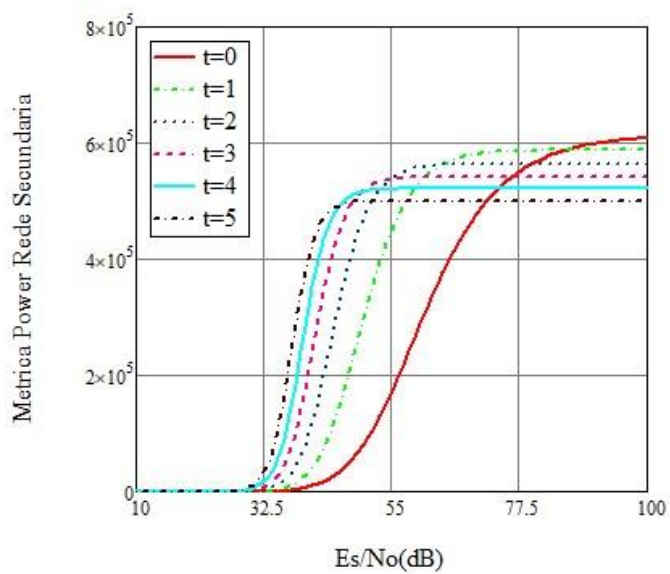


Figura 4.12: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $N_{max}=5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

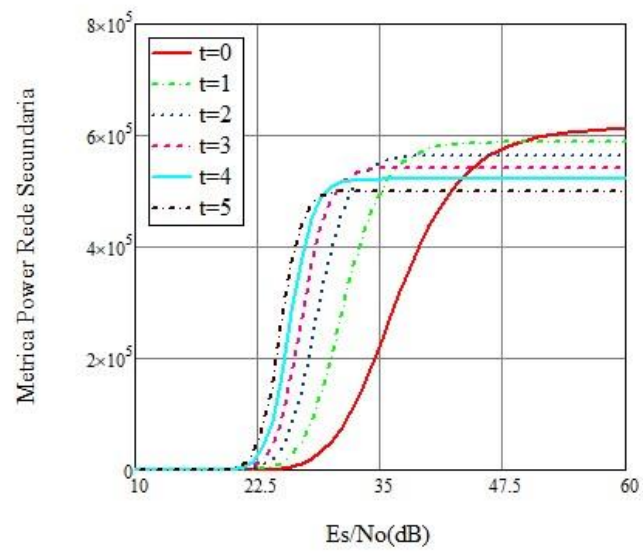


Figura 4.13: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $N_{max}=5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

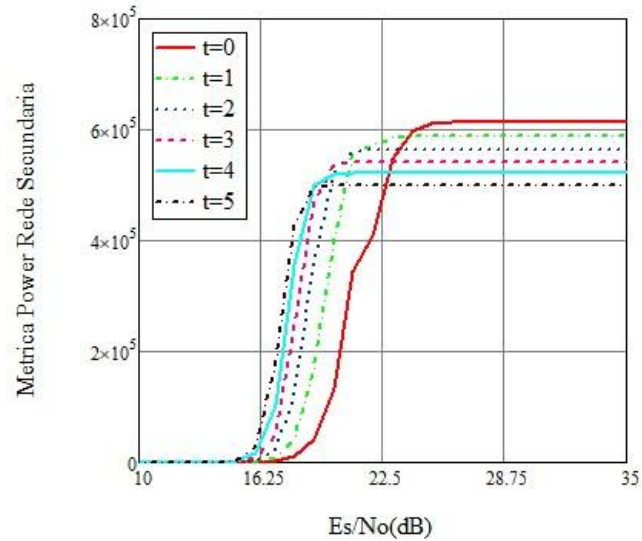


Figura 4.14: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $N_{max}=5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.2: Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões limitadas.

Comutação	m	N_{max}	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	2	85.5	5.878×10^5
		3	85.6	5.879×10^5
		5	85.6	5.879×10^5
	1	2	48.9	5.877×10^5
		3	48.9	5.877×10^5
		5	49.1	5.878×10^5
	10	2	23.5	5.846×10^5
		3	23.6	5.848×10^5
		5	23.6	5.849×10^5
De $t=1$ para $t=2$	0.5	2	63.6	5.628×10^5
		3	63.6	5.628×10^5
		5	63.6	5.628×10^5
	1	2	37.9	5.623×10^5
		3	37.9	5.623×10^5
		5	38.1	5.624×10^5
	10	2	21.7	5.572×10^5
		3	21.5	5.571×10^5
		5	21.7	5.572×10^5
De $t=2$ para $t=3$	0.5	2	54.6	5.386×10^5
		3	54.8	5.387×10^5
		5	54.8	5.387×10^5
	1	2	33.6	5.373×10^5
		3	33.4	5.372×10^5
		5	33.6	5.373×10^5
	10	2	20.1	5.360×10^5
		3	20.2	5.361×10^5
		5	20.2	5.362×10^5
De $t=3$ para $t=4$	0.5	2	49.5	5.151×10^5
		3	49.5	5.151×10^5
		5	49.5	5.151×10^5
	1	2	31	5.147×10^5
		3	31	5.147×10^5
		5	31	5.147×10^5
	10	2	19.2	5.107×10^5
		3	19.4	5.108×10^5
		5	19.4	5.108×10^5

De $t=4$ para $t=5$	0.5	2	45.8	4.943×10^5
		3	46	4.944×10^5
		5	46	4.945×10^5
	1	2	29.1	4.933×10^5
		3	29.2	4.935×10^5
		5	29.2	4.935×10^5
	10	2	18.8	4873×10^5
		3	18.8	4874×10^5
		5	18.8	4874×10^5

Com base nos resultados alcançados, foi possível verificar que semelhante ao que aconteceu no cenário com retransmissões ilimitadas, os pontos de comutação dependem novamente do modelo do canal. Observa-se ainda em relação ao sistema de retransmissões ilimitadas que para determinado valor de N_{max} , m e t , os pontos de comutação praticamente não variam e em alguns casos as métricas *power* também não variam. Ainda, os valores dos pontos ótimos de comutação são muito próximos daqueles obtidos considerando retransmissões ilimitadas.

4.2.3 Influência do Fator de Utilização na Determinação dos Pontos Ótimos de Comutação

Nesta seção analisa-se a influência do fator de utilização do canal, ρ , na determinação dos pontos ótimos de comutação. Para isso, variam-se os fatores de utilização de cada usuário considerando as seguintes combinações: $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$, $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$, $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$, $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$; as análises para $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$, já apresentadas na Seção 4.2.1, são repetidas aqui apenas para efeito de facilidade de comparação dos resultados. Tal como nas análises anteriores, definiu-se as taxas de chegadas λ_1 e λ_2 em função dos respectivos fatores de utilização e tempo de serviço efetivo, a largura de banda do canal é igual a 1 MHz e o comprimento dos pacotes provenientes dos UPs e USs dependem do código de correção de erro usado.

Como concluiu-se na Seção 4.2.2, os pontos ótimos de comutação para retransmissões limitadas são praticamente os mesmos dos obtidos considerando retransmissões ilimitadas. Assim, as análises apresentadas nessa seção consideram apenas a condição de retransmissões ilimitadas.

As Figuras 4.15 a 4.29 apresentam as curvas para a métrica *power* da rede secundária em função da relação E_s/N_0 média, considerando diferentes capacidades de correção de erros (t), para $t=0, 1, 2, 3, 4$ e 5 ; para $m=0.5, 1$ e 10 respectivamente. Os cálculos foram feitos usando a ferramenta MathCad. Os pontos de comutação entre códigos vizinhos foram obtidos a partir do cruzamento das correspondentes curvas da métrica *power* e estão apresentados nas Tabelas 4.3 a 4.7.

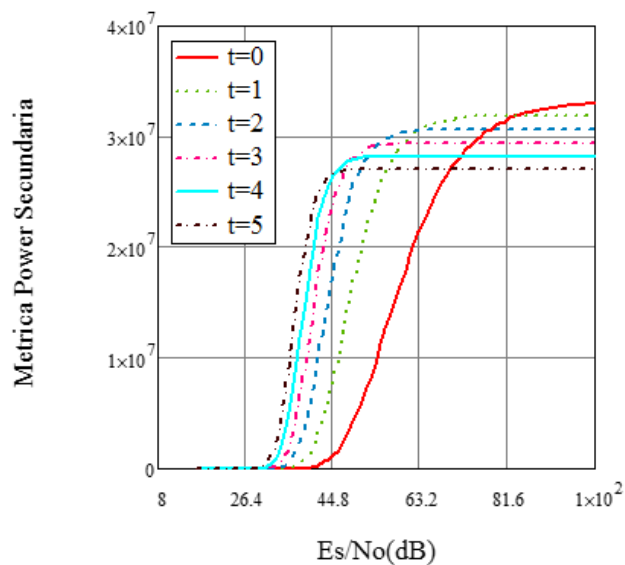


Figura 4.15: Curva da métrica *power* da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

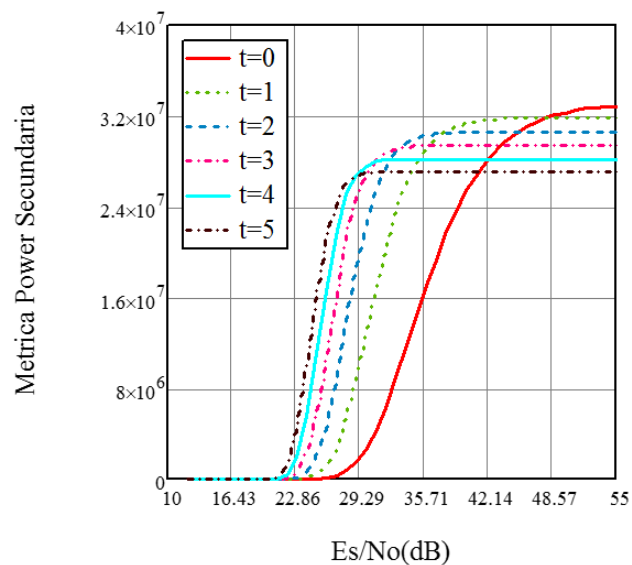


Figura 4.16: Curva da métrica *power* da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

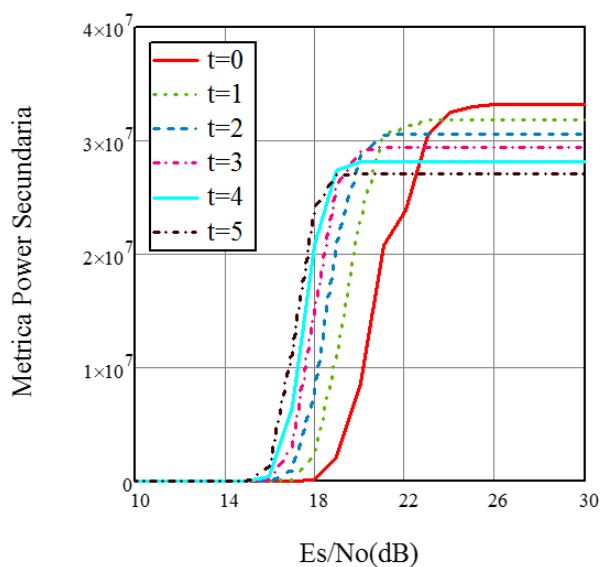


Figura 4.17: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.3: Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	83.4	3.185×10^7
	1	48	3.213×10^7
	10	23.5	3.201×10^7
De $t=1$ para $t=2$	0.5	62.5	3.051×10^7
	1	37.5	3.076×10^7
	10	21	3.054×10^7
De $t=2$ para $t=3$	0.5	53.9	2.922×10^7
	1	33.2	2.942×10^7
	10	20.1	2.937×10^7
De $t=3$ para $t=4$	0.5	48.8	2.800×10^7
	1	30.7	2.819×10^7
	10	19.3	2.803×10^7
De $t=4$ para $t=5$	0.5	45.4	2.687×10^7
	1	28.9	2.705×10^7
	10	18.8	2.678×10^7

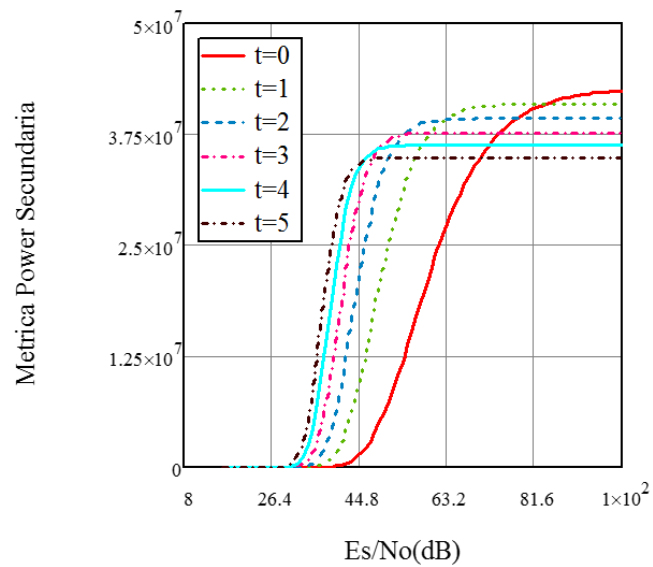


Figura 4.18: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

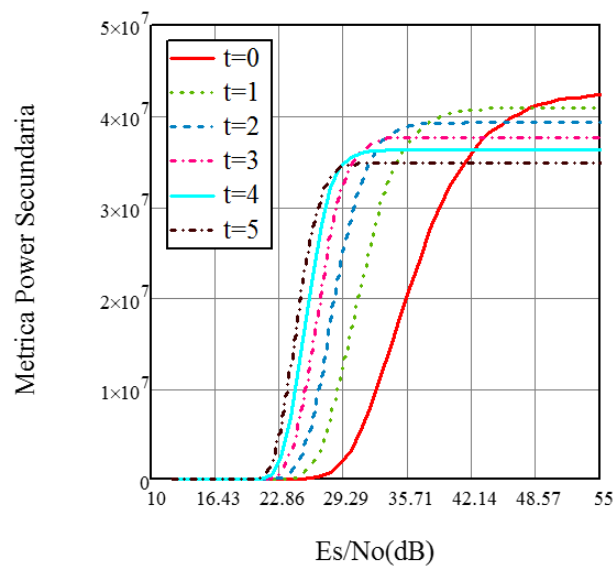


Figura 4.19: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

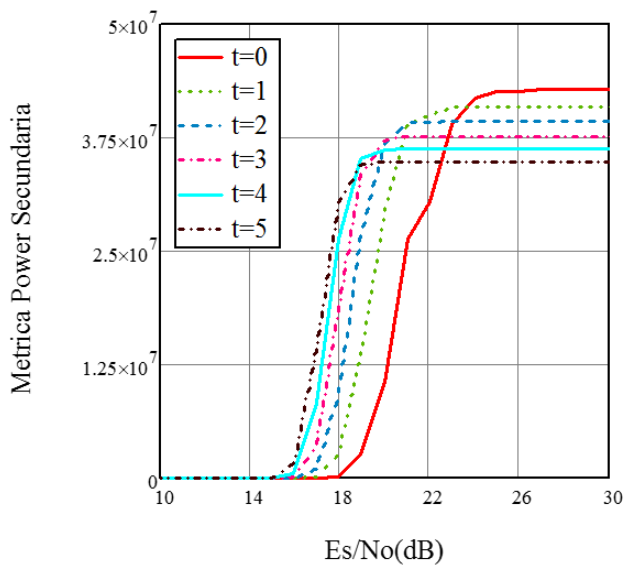


Figura 4.20: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.4: Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	83.8	4.097×10^7
	1	48.2	4.126×10^7
	10	23.5	4.110×10^7
De $t=1$ para $t=2$	0.5	62.7	3.922×10^7
	1	37.6	3.949×10^7
	10	21	3.919×10^7
De $t=2$ para $t=3$	0.5	54	3.757×10^7
	1	33.3	3.776×10^7
	10	20.1	3.770×10^7
De $t=3$ para $t=4$	0.5	49	3.599×10^7
	1	30.7	3.619×10^7
	10	19.3	3.597×10^7
De $t=4$ para $t=5$	0.5	45.5	3.426×10^7
	1	28.9	3.471×10^7
	10	18.8	3.436×10^7

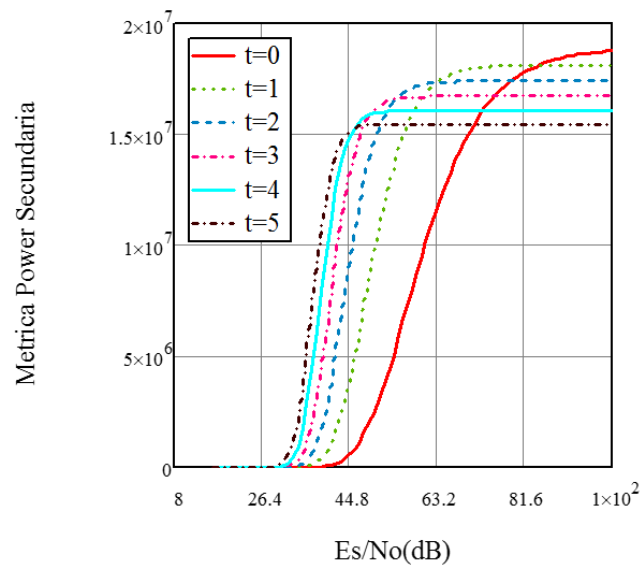


Figura 4.21: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

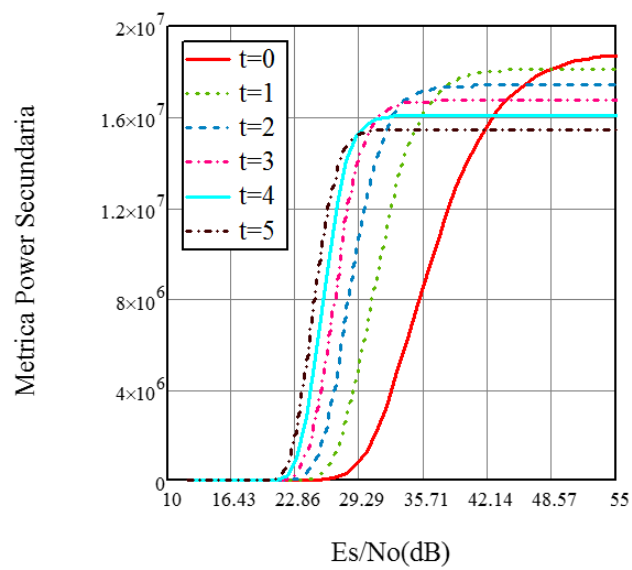


Figura 4.22: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

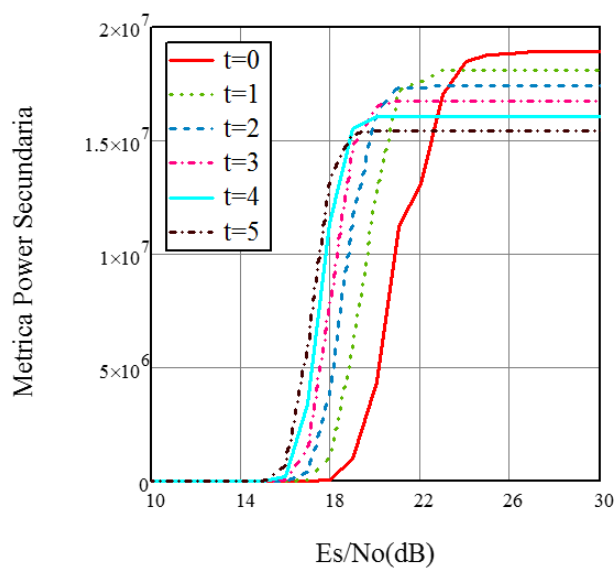


Figura 4.23: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.5: Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	84.6	1.812×10^7
	1	48.6	1.820×10^7
	10	23.5	1.800×10^7
De $t=1$ para $t=2$	0.5	63.1	1.735×10^7
	1	37.8	1.742×10^7
	10	21.7	1.728×10^7
De $t=2$ para $t=3$	0.5	54.4	1.662×10^7
	1	33.4	1.665×10^7
	10	20.1	1.644×10^7
De $t=3$ para $t=4$	0.5	49.2	1.589×10^7
	1	30.9	1.595×10^7
	10	19.4	1.585×10^7
De $t=4$ para $t=5$	0.5	45.7	1.431×10^7
	1	29.1	1.530×10^7
	10	18.8	1.513×10^7

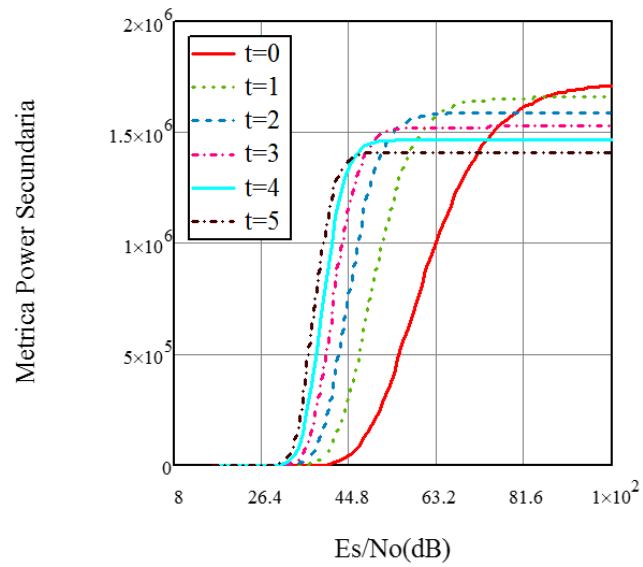


Figura 4.24: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

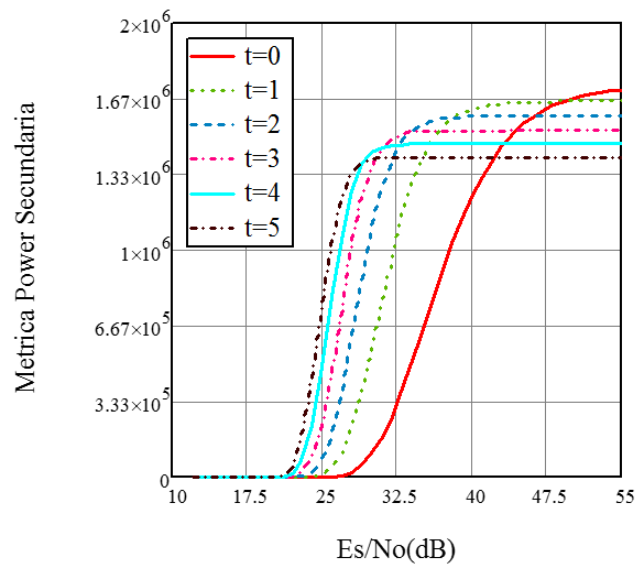


Figura 4.25: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

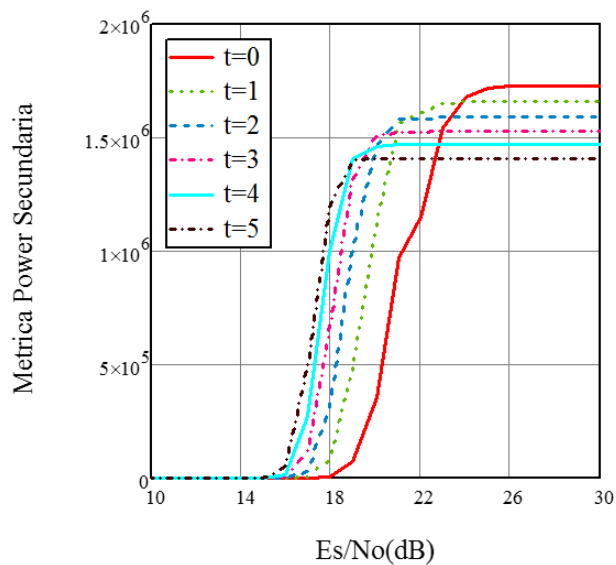


Figura 4.26: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.6: Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	85.6	1.656×10^6
	1	49.1	1.655×10^6
	10	23.6	1.647×10^6
De $t=1$ para $t=2$	0.5	63.6	1.585×10^6
	1	38.1	1.584×10^6
	10	21.7	1.569×10^6
De $t=2$ para $t=3$	0.5	54.8	1.517×10^6
	1	33.6	1.513×10^6
	10	20.2	1.510×10^6
De $t=3$ para $t=4$	0.5	49.5	1.452×10^6
	1	31	1.449×10^6
	10	19.4	1.439×10^6
De $t=4$ para $t=5$	0.5	46	1.393×10^6
	1	19.2	1.390×10^6
	10	18.8	1.373×10^6

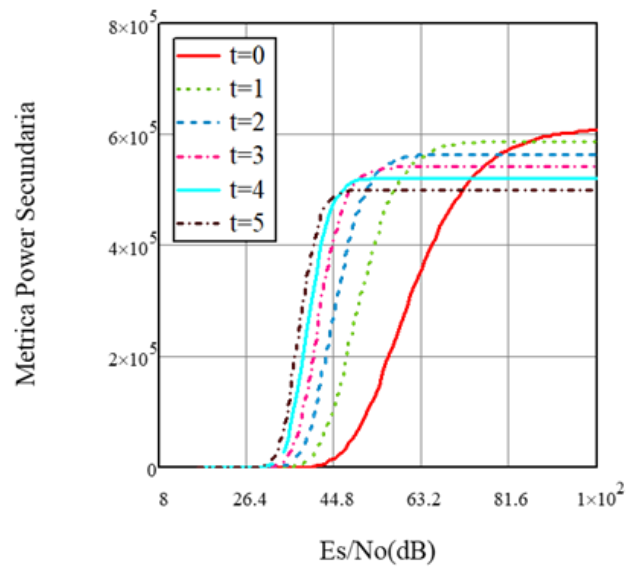


Figura 4.27: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

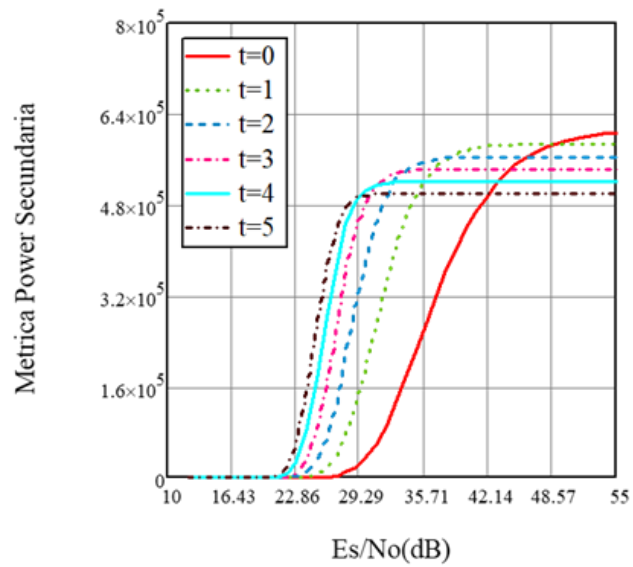


Figura 4.28: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

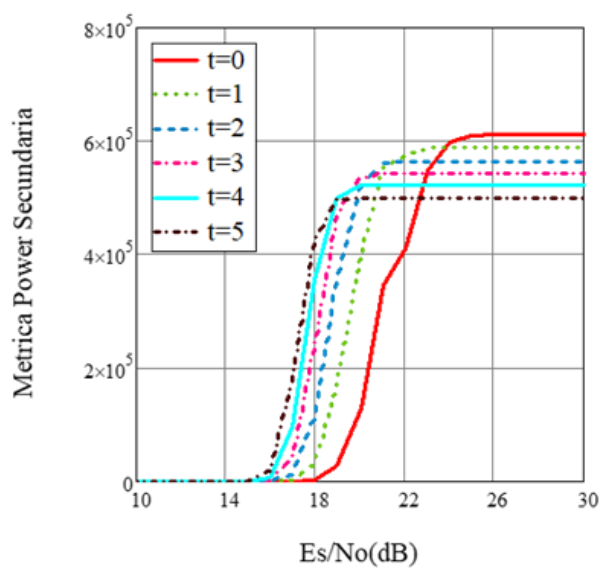


Figura 4.29: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$, $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$, $0 \leq t \leq 5$ e $M=256$ -QAM.

Tabela 4.7: Pontos ótimos de comutação e métrica power no ponto de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas para $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$.

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)	Métrica Power (PW)
De $t=0$ para $t=1$	0.5	85.6	5.879×10^5
	1	49.1	5.878×10^5
	10	23.6	5.849×10^5
De $t=1$ para $t=2$	0.5	63.6	5.628×10^5
	1	38.1	5624×10^5
	10	21.7	5.572×10^5
De $t=2$ para $t=3$	0.5	54.8	5.387×10^5
	1	33.6	5.373×10^5
	10	20.2	5.362×10^5
De $t=3$ para $t=4$	0.5	49.5	5.157×10^5
	1	31	5.146×10^5
	10	19.4	5.108×10^5
De $t=4$ para $t=5$	0.5	46	4.945×10^5
	1	29.2	4.935×10^5
	10	18.8	4.874×10^5

Com base nos resultados apresentados nas tabelas acima, pode-se verificar que os pontos ótimos de comutação variam com a ordem de diversidade m e dependem do critério de desempenho usado. Observa-se também que os valores da métrica *power* nos pontos ótimos de comutação variam com os valores de ρ_1 e ρ_2 e que em alguns casos, quando o somatório de ρ_1 e ρ_2 tendem a 1 tomam os mesmos valores.

4.3 Pontos Ótimos de Comutação Considerando o Modelo Híbrido com Modulação e FEC Adaptativos

Nesta seção vamos investigar o desempenho da técnica híbrida, que utiliza FEC adaptativo em conjunto com a técnica de modulação adaptativa. Como nos capítulos anteriores, calcula-se, em função da relação Es/N_0 , a capacidade do código necessária para que a PER fique abaixo de um determinado limiar, para cada modulação considerada. Novamente considera-se uma rede de rádio cognitivo que acessa o meio de maneira oportunista, considerando a presença do desvanecimento de Nakagami- m no canal. Aplica-se o critério da métrica *power* e determina-se os pontos ótimos de comutação para rede secundária.

O cálculo da métrica *power* foi derivado a partir da Equação (4.10), considerando retransmissões ilimitadas, e da Equação (4.11), para retransmissões limitadas. Para a rede primária considera-se um fator de utilização igual a $\rho_1=0.7$ e para a rede secundária considera-se $\rho_2=0.29$, as taxas de chegada λ_1 e λ_2 foram definidas em função dos respectivos fatores de utilização do canal ρ_1 e ρ_2 e também do tempo médio de serviço efetivo $E[X_1]$ e $E[X_2]$, a largura de banda do canal (BW) foi fixada em 1 MHz. Lembrando que um código FEC é acrescentado para que a PER fique abaixo de um determinado limiar, os comprimentos dos pacotes para UPs e USs (L_{p1} e L_{p2}), variam em relação a Es/N_0 no canal. Também se investiga a influência do fator de utilização para diferentes combinações de fatores de utilização, a saber: $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$, $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$, $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$, $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$.

4.3.1 Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Ilimitadas

As Figuras 4.15 a 4.19 mostram a métrica *power* calculada pela Equação 4.10, computada para as modulações *M*-QAM (256, 128, 64, 32, 16, 8), quando um código FEC adaptativo é acrescentado para manter a PER abaixo de um limiar fixado em 0.001, considerando que o número de retransmissões seja ilimitado. Considerou-se que o fator *m* do modelo de Nakagami assume os valores $m=0.5$, 1, 2, 3 e 10. Os pontos ótimos de comutação são obtidos pelo cruzamento das curvas da métrica *power* entre modulações vizinhas e estão resumidos na Tabela 4.8.

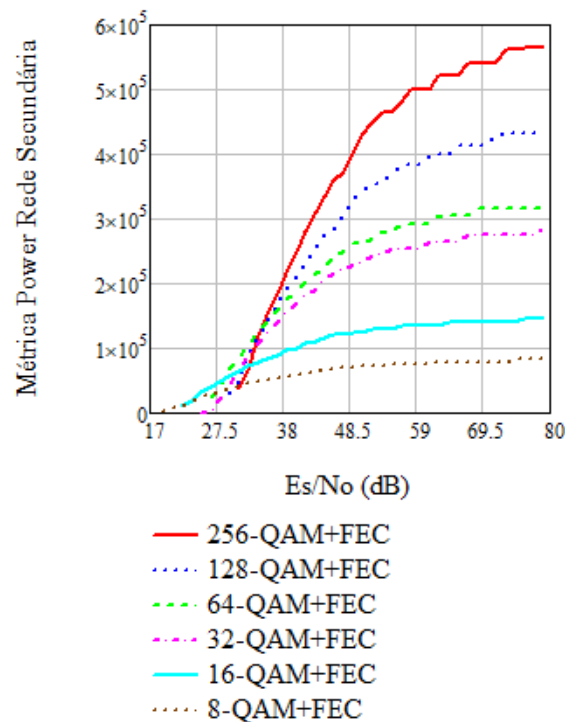


Figura 4.30: Curva da métrica *power* da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

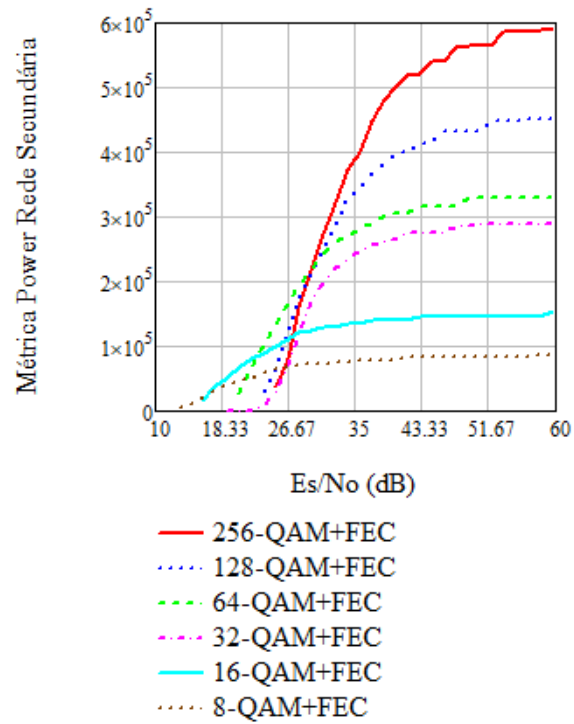


Figura 4.31: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

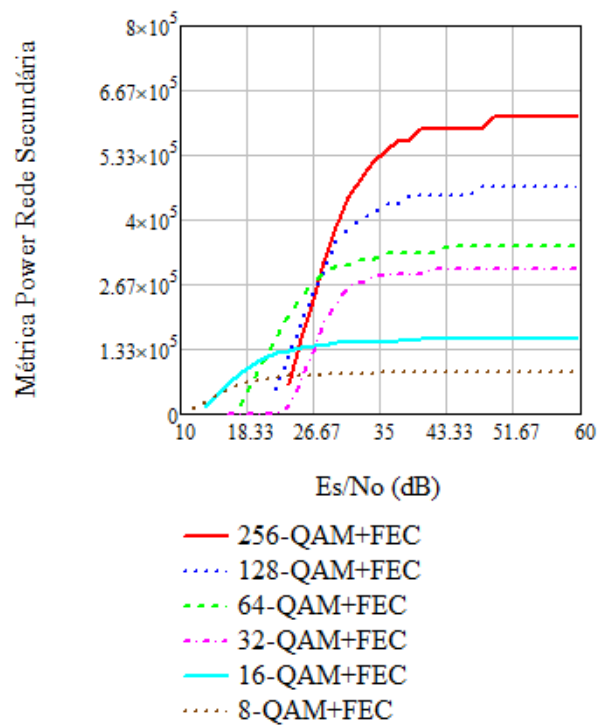


Figura 4.32: Curva da métrica power da rede secundária para $m=2$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

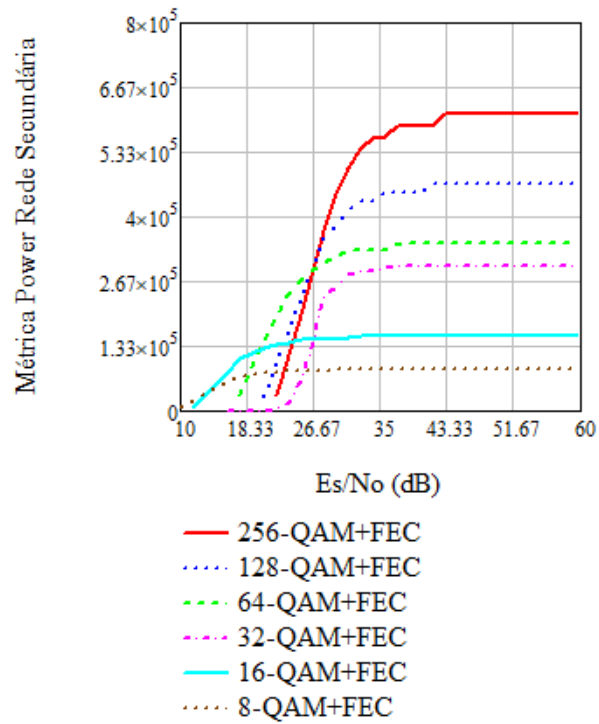


Figura 4.33: Curva da métrica power da rede secundária para $m=3$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

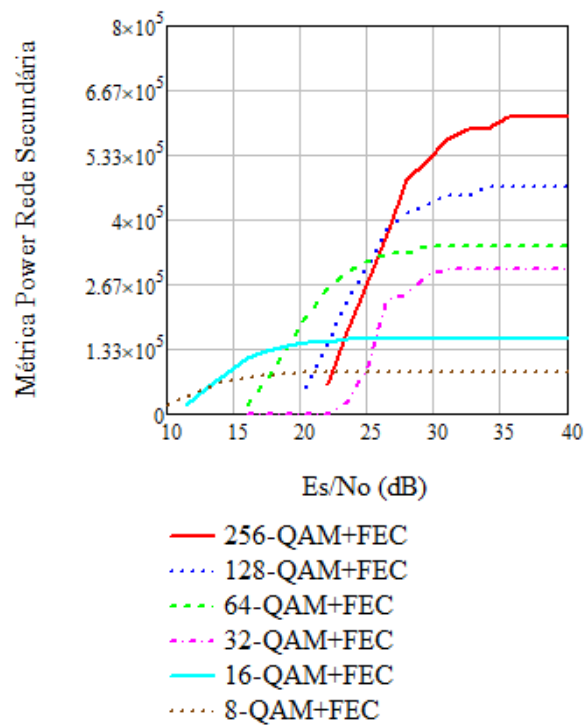


Figura 4.34: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

Tabela 4.8: Pontos ótimos de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas

Comutação	m	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)
De 256 para 128-QAM	0.5	33
	1	28
	2	27
	3	27
	10	27
De 128 para 64-QAM	0.5	36
	1	30
	2	27
	3	26
	10	26
De 64 para 32-QAM	0.5	-
	1	-
	2	-
	3	-
	10	-
De 32 para 16-QAM	0.5	30
	1	27
	2	26
	3	26
	10	26
De 16 para 8-QAM	0.5	23
	1	16
	2	15
	3	15
	10	14

Com base nas Figuras 4.30 a 4.34, com os pontos de comutação devidamente resumidos na Tabela 4.8, observa-se novamente que os pontos de comutação variam em função do modelo de desvanecimento do canal e da ordem de modulação corrente.

Também foi possível observar que, para $m = 0.5$ e 1 , o ponto de comutação entre as modulações 128 e 64-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre as modulações 256 e 128-QAM. Também foi possível observar que não existe ponto de comutação entre as modulações 64 e 32-QAM, para qualquer valor de m analisado 0.5, 1, 2, 3 e 10. Assim, pode-se concluir que, quando $m = 0.5$ e 1 , a modulação 128-QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica de *power*

é considerado, tal como a ordem modulação 32-QAM não deve ser usada para valores de m iguais a 0.5, 1, 2, 3 e 10.

4.3.2 Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões limitadas

As Figuras 4.35 a 4.42 mostram as curvas da métrica *power* obtidas a partir da Equação 4.12, calculada para as modulações 256, 128, 64, 32, 16 e 8-QAM, respectivamente, quando um código FEC adaptativo é acrescentado para se manter a PER abaixo de um limiar fixado em 0.001. Considerou-se nesta seção o número de retransmissões limitado, assumindo valores $N_{max}=2, 3$ e 5; assumiu-se também que o fator de desvanecimento assume os valores $m=0.5, 1$ e 10. Os pontos ótimos de comutação são obtidos pelo cruzamento das curvas da métrica *power* entre modulações vizinhas e estão resumidos na Tabela 4.9.

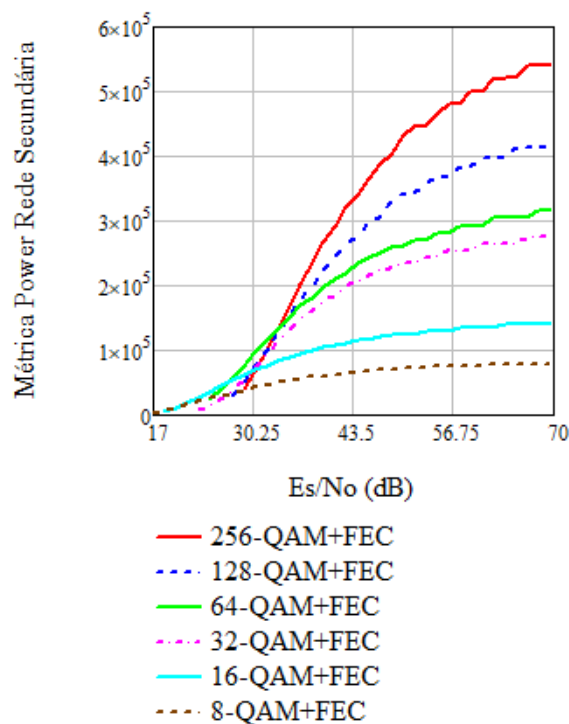


Figura 4.35: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=2$, $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

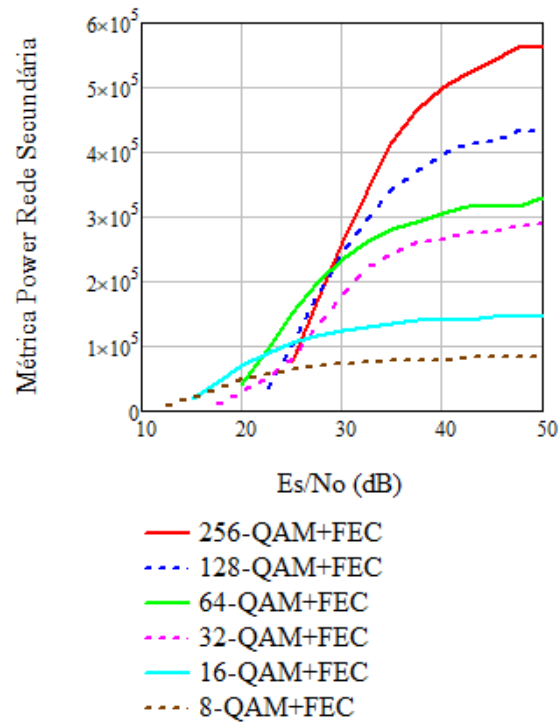


Figura 4.36: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=2$, $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

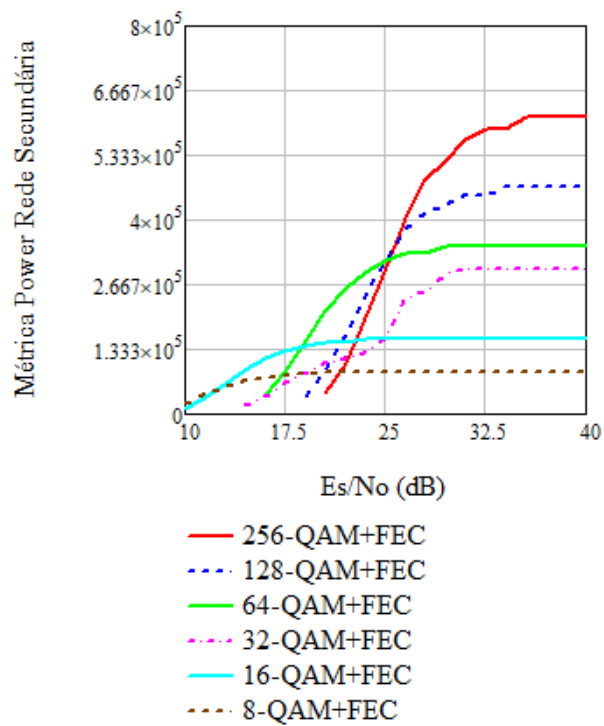


Figura 4.37: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=2$ e $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

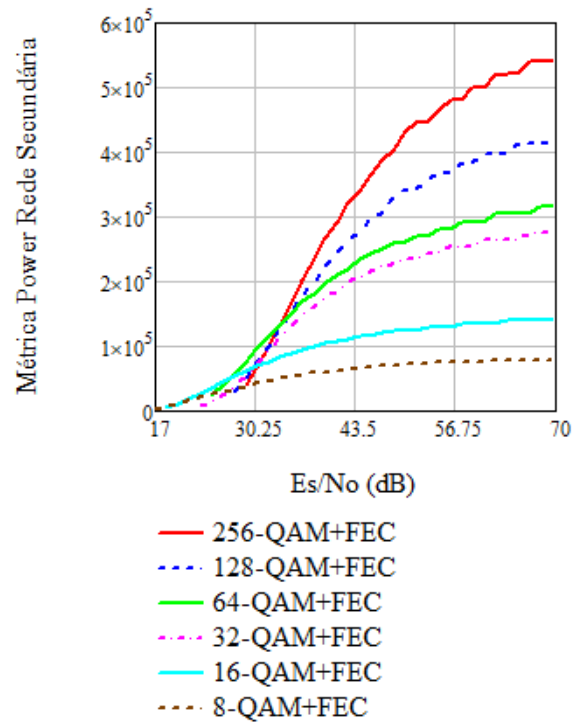


Figura 4.38: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=3$ e $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

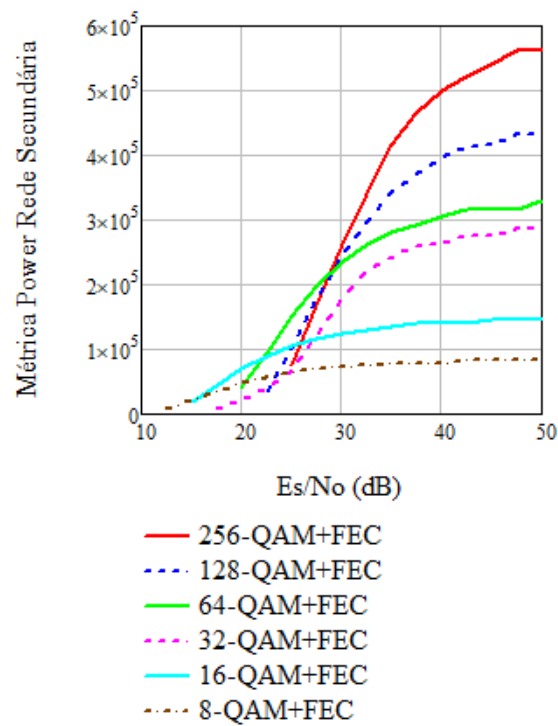


Figura 4.39: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=3$ e $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

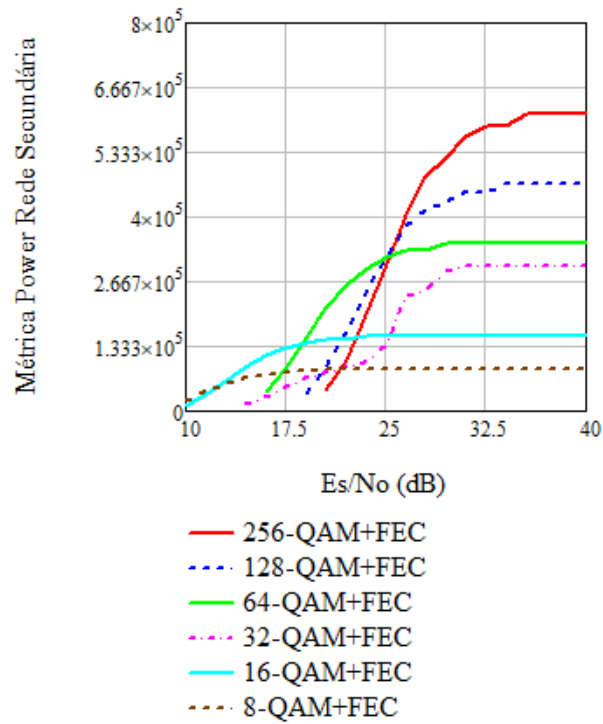


Figura 4.40: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=3$ e $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

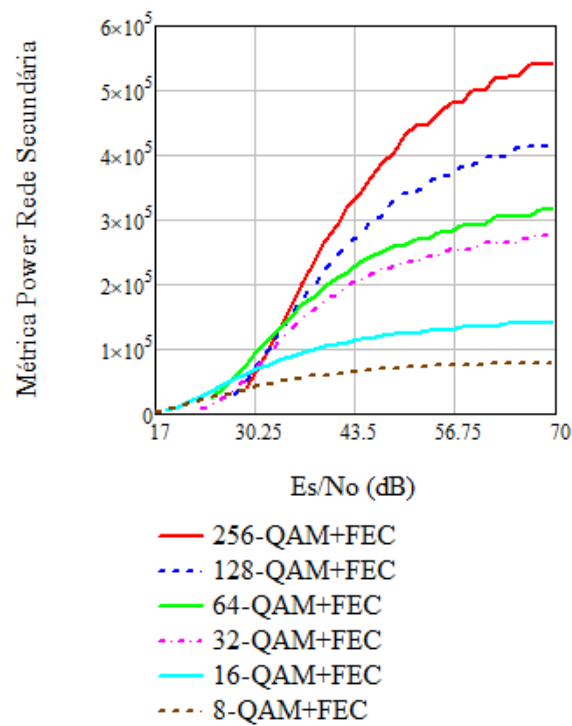


Figura 4.41: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=5$ e $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

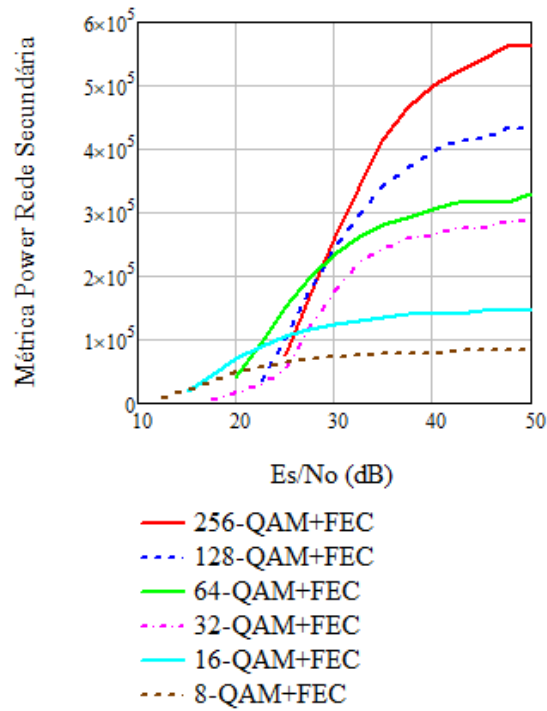


Figura 4.42: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=5$ e $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

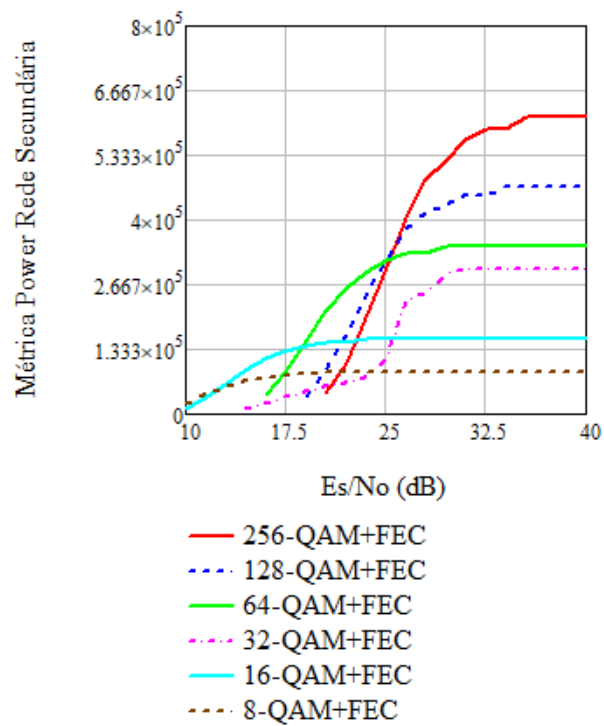


Figura 4.43: Curva da métrica power da rede secundária para $N_{max}=5$ e $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

Tabela 4.9: Pontos ótimos de comutação em um sistema de RC com retransmissões limitadas.

Comutação	m	N_{max}	Pontos de comutação E_s/N_0 (dB)
De 256 para 128 QAM	0.5	2	32
		3	32
		5	32
	1	2	29
		3	29
		5	29
	10	2	26
		3	26
		5	27
De 128 para 64 QAM	0.5	2	34
		3	34
		5	34
	1	2	29
		3	29
		5	29
	10	2	25
		3	25
		5	25
De 64 para 32 QAM	0.5	2	-
		3	-
		5	-
	1	2	-
		3	-
		5	-
	10	2	-
		3	-
		5	-
De 32 para 16 QAM	0.5	2	30
		3	30
		5	30
	1	2	27
		3	27
		5	27
	10	2	25
		3	26
		5	26

De 16 para 8 QAM	0.5	2	23
		3	23
		5	23
	1	2	16
		3	16
		5	16
	10	2	13
		3	13
		5	13

Com os resultados apresentados na Tabela 4.9, é possível observar que, tal como aconteceu no caso de retransmissões ilimitadas, os pontos ótimos de comutação dependem do critério utilizado e do modelo de canal de desvanecimento. Percebe-se também que os pontos de comutação em certos casos não acontecem, como é o caso da comutação entre as modulações 64 e 32-QAM, quando $m=0.5$, 1 e 10 com $N_{max} = 2, 3$ e 5 . Além disso, percebe-se também que os pontos ótimos atingem valores muito próximos ao observados no sistema com retransmissões ilimitadas.

Observa-se também que o ponto de comutação de 128 para 64-QAM acontece antes do ponto de comutação de 256 para 128-QAM para $m=0.5$ com $N_{max} = 2, 3$ e 5 . E, o ponto de comutação de 32 para 16-QAM acontece antes de 128 para 64-QAM para $m=10$ com $N_{max} = 3$ e 5 . Assim, pode-se concluir que, para $m=0.5$, a ordem de modulação 128-QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica de *power* é considerado, tal como a ordem modulação 32-QAM não deve ser usada quando $m=10$ e $N_{max}=3$ e 5 .

4.3.3 Influência do Fator de Utilização na Determinação dos Pontos Ótimos de Comutação Considerando Retransmissões Ilimitadas para o Sistema Adaptativo Híbrido Modulação + FEC

Semelhante à técnica FEC adaptativa, as análises apresentadas nesta seção são apenas para a condição de retransmissões ilimitadas. Assim, calcula-se a influência do fator de utilização do canal, ρ , na determinação dos pontos ótimos de comutação. Para isso, variam-se os fatores de utilização de cada usuário ρ_1 e ρ_2 lembrando que o acesso

ao meio para o usuário secundário só é feito na ausência do usuário primário e a utilização total do canal nunca exceda a unidade. Tal como nas análises anteriores, definiu-se as taxas de chegadas λ_1 e λ_2 em função dos respectivos fatores de utilização e tempo de serviço efetivo. A largura de banda do canal é igual a 1 MHz.

As Figuras 4.44 a 4.58 mostram as curvas da métrica *power* obtidas a partir da Equação 4.12, calculada para as modulações 256, 128, 64, 32, 16 e 8-QAM, respectivamente, quando um código FEC adaptativo é acrescentado para se manter a PER abaixo de um limiar fixado em 0.1, para $m=0.5$, 1 e 10, respectivamente. Os pontos ótimos de comutação são obtidos pelo cruzamento das curvas da métrica *power* entre modulações vizinhas e estão resumidos na Tabela 4.10.

A Tabela 4.10 apresenta os pontos ótimos de comutação para as seguintes combinações: $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$, $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$, $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$, $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$, e por fim $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$ considerando o parâmetro de desvanecimento $m=0.5$, 1 e 10, para as modulações 8, 16, 32, 64, 128 e 256-QAM.

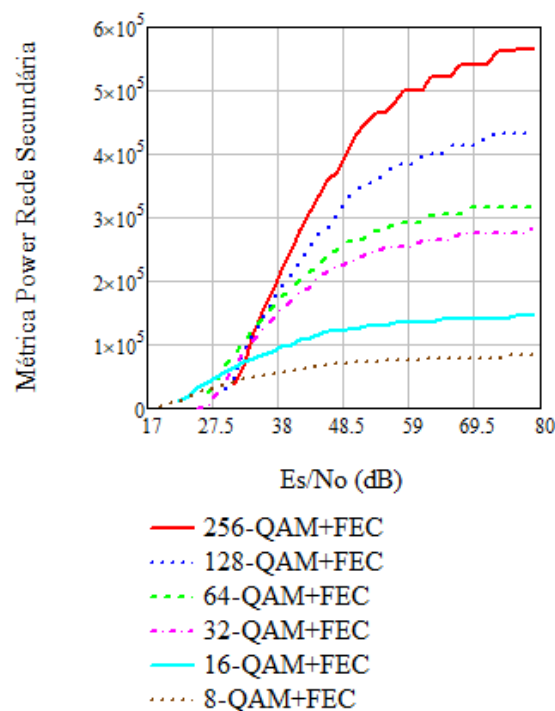


Figura 4.44: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$.

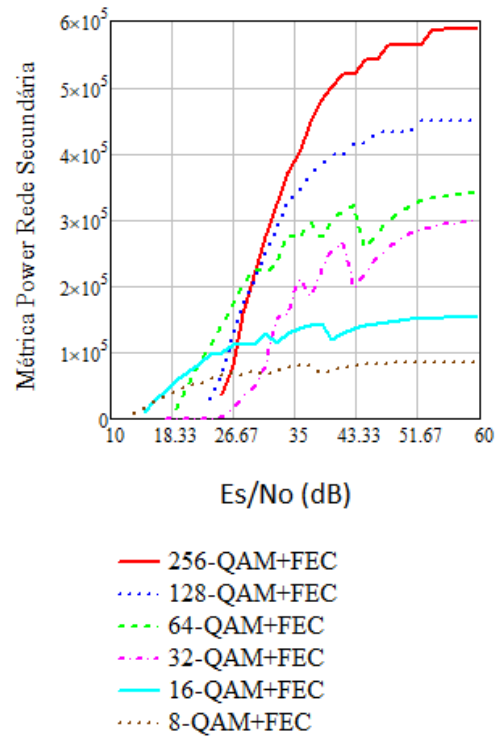


Figura 4.45: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$.

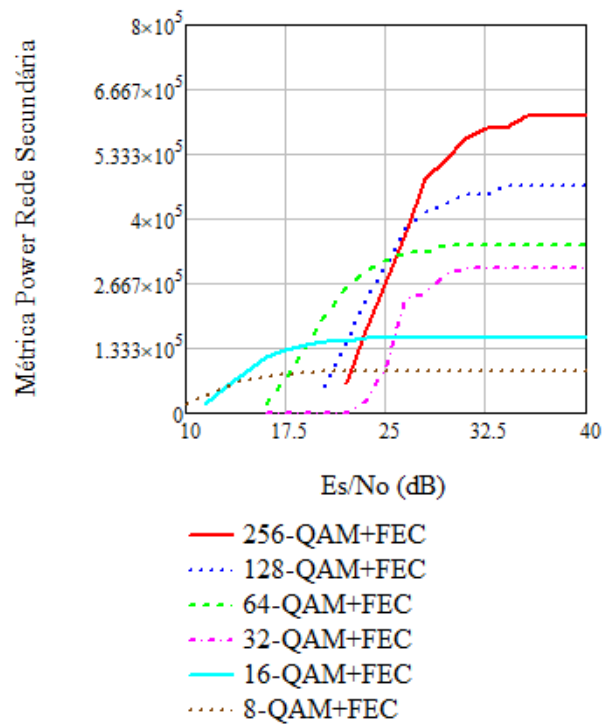


Figura 4.46: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.2$.

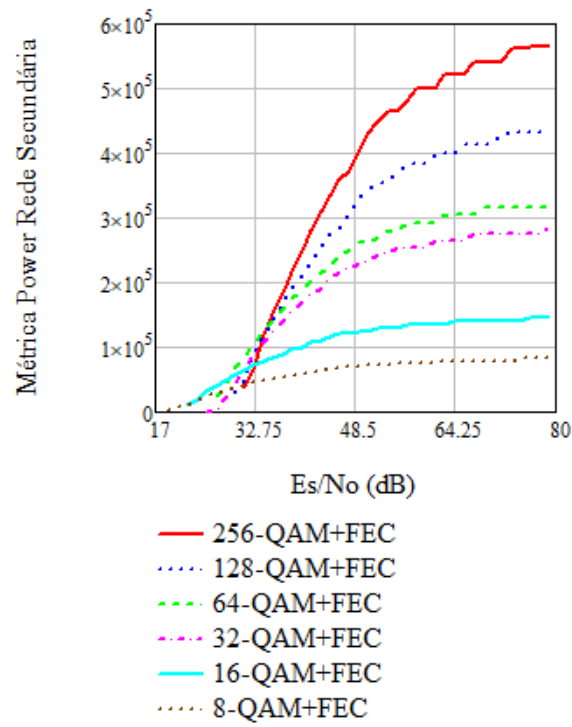


Figura 4.47: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.3, \rho_2=0.3$.

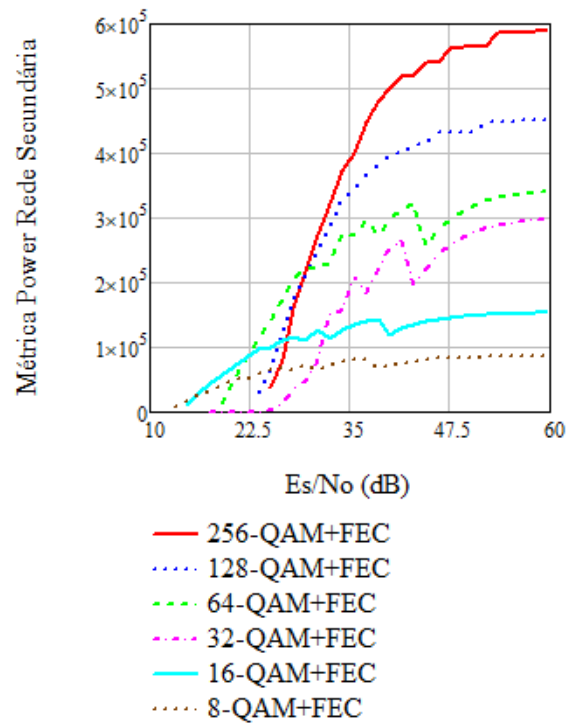


Figura 4.48: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.3, \rho_2=0.3$.

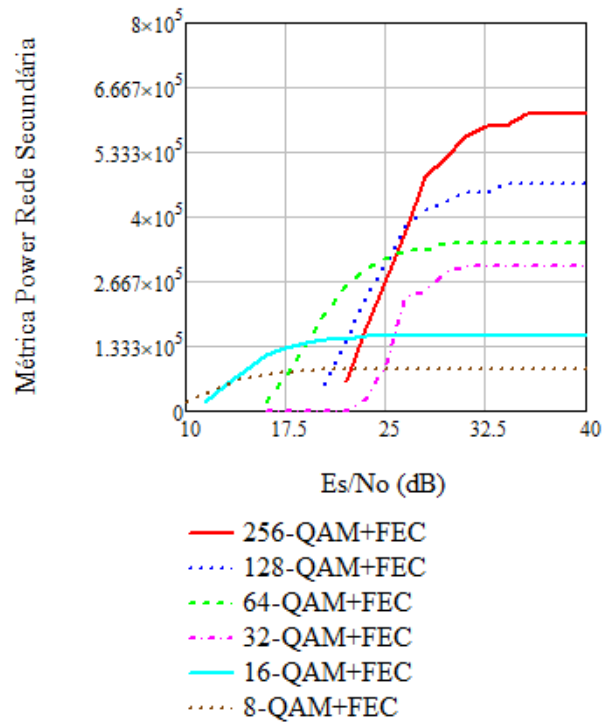


Figura 4.49: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.3$, $\rho_2=0.3$.

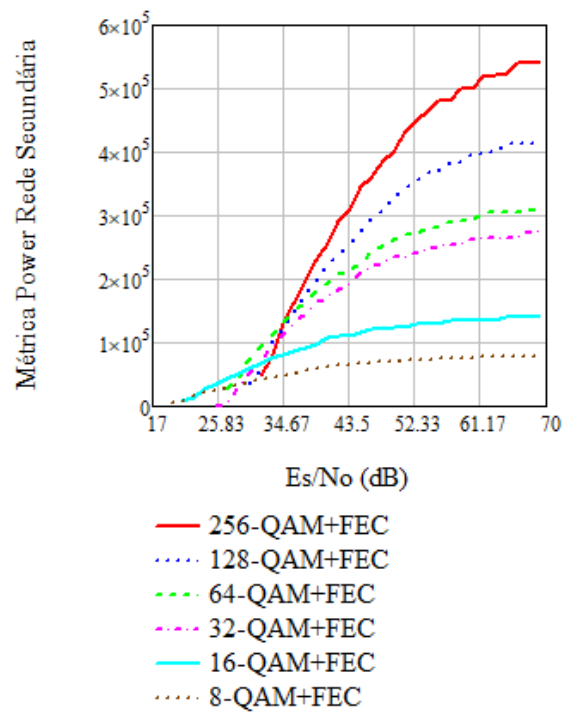


Figura 4.50: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$.

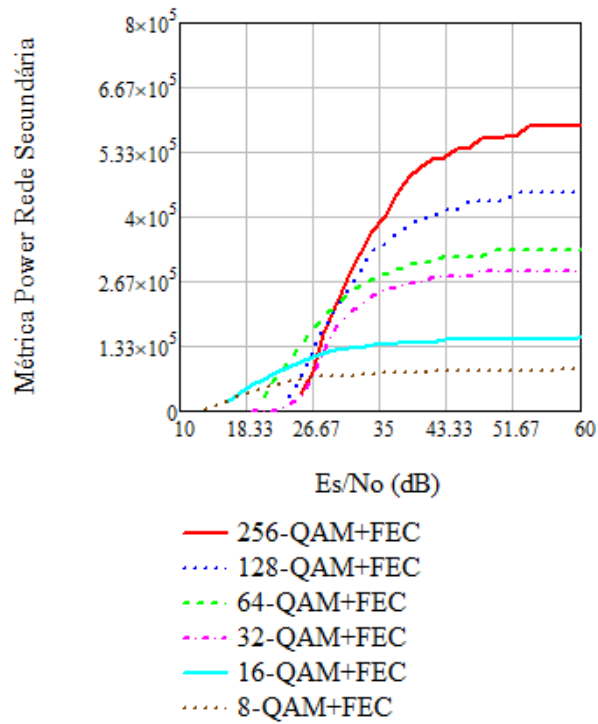


Figura 4.51: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$.

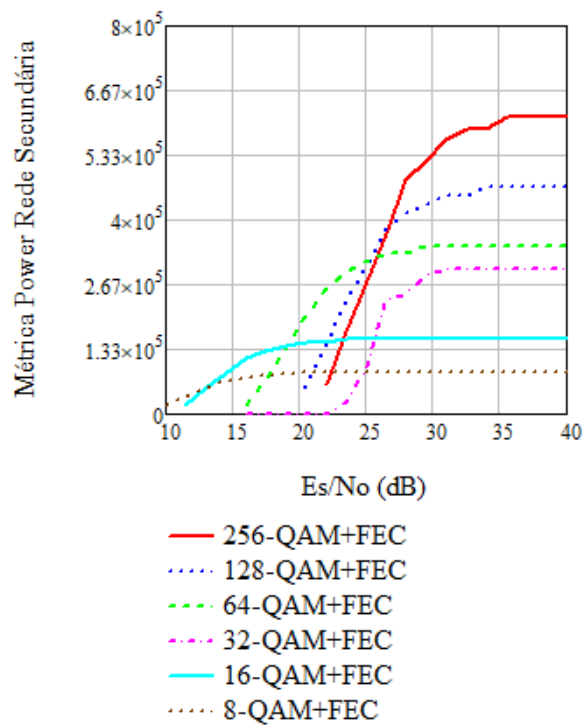


Figura 4.52: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.49$, $\rho_2=0.3$.

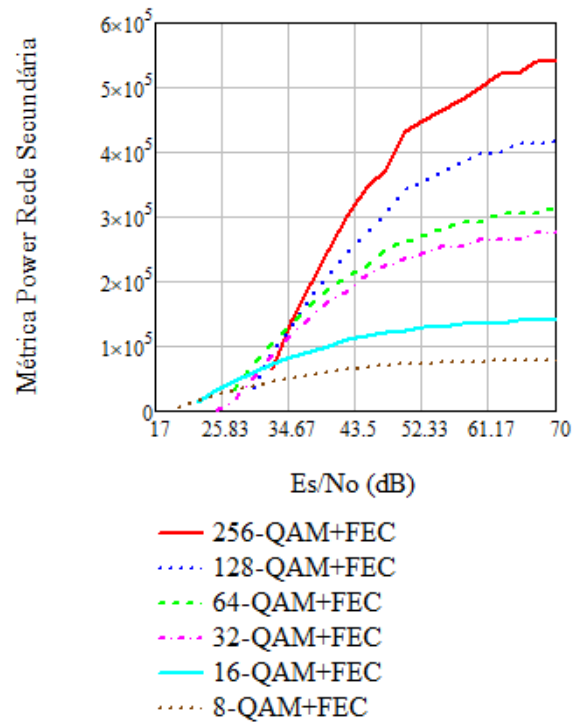


Figura 4.53: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.5, \rho_2=0.49$.

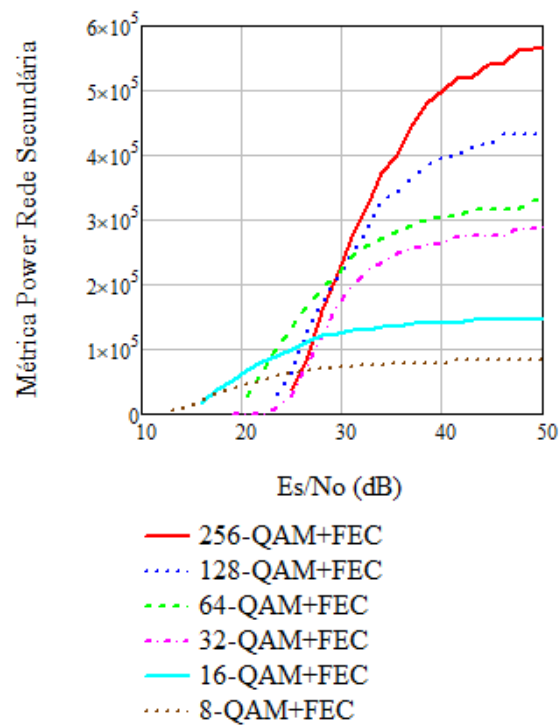


Figura 4.54: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.5, \rho_2=0.49$.

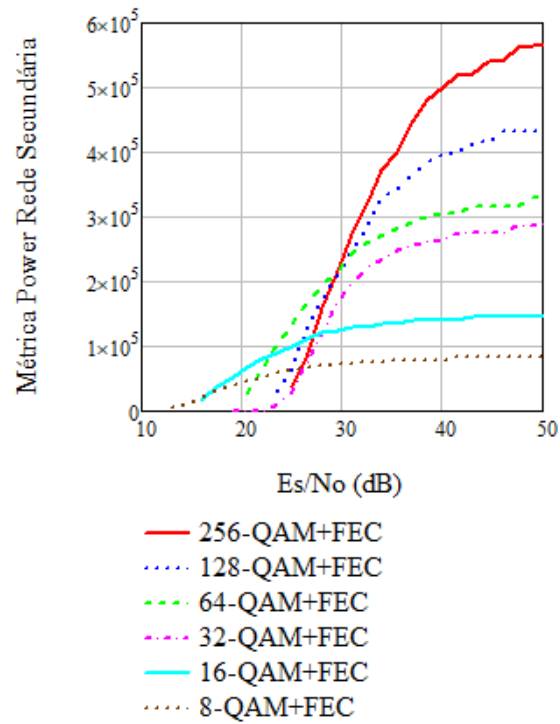


Figura 4.55: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.49$.

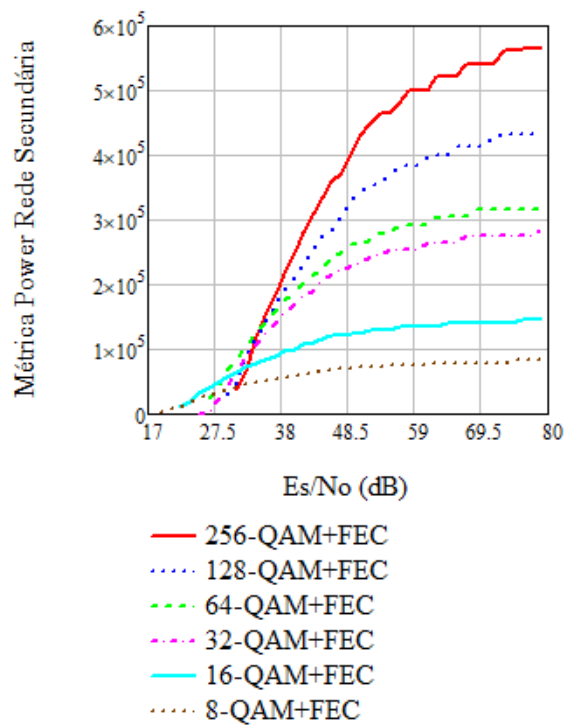


Figura 4.56: Curva da métrica power da rede secundária para $m=0.5$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

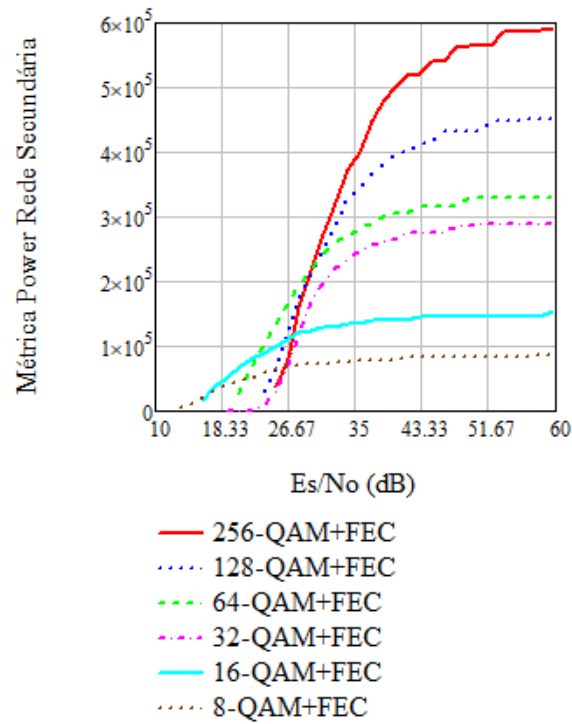


Figura 4.57: Curva da métrica power da rede secundária para $m=1$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

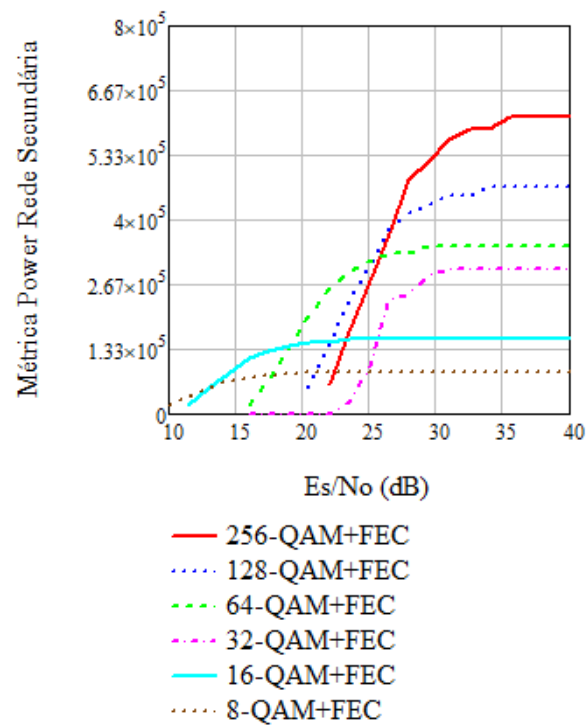


Figura 4.58: Curva da métrica power da rede secundária para $m=10$ e $\rho_1=0.7$, $\rho_2=0.29$.

Tabela 4.10: Pontos ótimos de comutação em um sistema de RC com retransmissões ilimitadas.

Comutação	m	Pontos de comutação $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$	Pontos de comutação $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$	Pontos de comutação $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$	Pontos de comutação $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$	Pontos de comutação $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$
De 256 para 128-QAM	0.5	33	34	34	33	34
	1	28	29	29	28	28
	10	26	27	30	27	27
De 129 para 64-QAM	0.5	36	36	36	36	36
	1	30	29	31	28	28
	10	26	26	31	26	26
De 64 para 32-QAM	0.5	-	-	-	-	-
	1	-	-	-	-	-
	10	-	-	-	-	-
De 32 para 16-QAM	0.5	30	30	30	30	30
	1	27	27	28	33	33
	10	26	26	28	26	26
De 16 para 8-QAM	0.5	23	23	23	23	23
	1	16	17	17	15	16
	10	14	14	17	14	14

Com os resultados apresentados na Tabela 4.10, pode-se observar que para as diferentes condições analisadas quando o somatório de ρ_1 e ρ_2 tende a 1 ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), os pontos ótimos de comutação para um determinado valor do parâmetro m , assumem valores muito próximos e na maioria das vezes os mesmos valores para as diferentes combinações de fator de utilização.

Observa-se também que, para $m = 0.5$, nas diferentes condições analisadas, quando o somatório de ρ_1 e ρ_2 tende a 1 ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), assim como para $m=1$, nas condições de somatório ($\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), o ponto de comutação entre as modulações 128 e 64-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre as modulações 256 e 128-QAM. Verifica-se também que não existe ponto de comutação entre as modulações 64 e 32-QAM para as condições supracitadas, quando $m=0.5$, 1 e 10. Observa-se também que o ponto de comutação entre as modulações 32 e 16-QAM ocorre antes do ponto entre as modulações de 256 e 128-QAM e entre 128 e 64-QAM, quando $m=1$ e forem analisadas as seguintes condições de somatório ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$;

$\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$). Assim, pode-se concluir que, quando $m=0.5$, a modulação 128-QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica *power* é considerado, para as condições de somatório ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), e também não deve ser usada quando $m=1$, para as condições de somatório ($\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$). O mesmo vale para a modulação 32-QAM, quando $m=1$, e condições de somatório ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$).

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Neste trabalho analisou-se os pontos ótimos de comutação de um sistema FEC adaptativo e de um sistema híbrido envolvendo modulação adaptativa e FEC adaptativo em dois cenários de rede diferentes: sem rádio cognitivo e empregando o RC com acesso ao meio oportunista. Foram considerados três critérios de desempenho: vazão, atraso e a métrica *power* que relaciona a vazão de um enlace e o atraso observado pelos pacotes nesse enlace. Além disso, analisa-se a influência do modelo do canal na determinação dos pontos ótimos de comutação considerando um canal com desvanecimento Nakagami- m , onde o parâmetro m descreve o grau de desvanecimento sofrido pelo sinal propagando-se em um ambiente de múltiplos percursos. Com m variando em 0.5, 1, 2, 3 e 10 para os dois cenários de rede analisados.

No primeiro cenário analisado, os pontos de comutação foram computados considerando 3 diferentes critérios de desempenho: vazão, atraso e métrica *power*, para ambas as técnicas. Com base nas análises realizadas concluiu-se que os pontos ótimos de comutação nos dois sistemas dependem do modelo de canal e do critério de desempenho utilizado. Na técnica híbrida, quando o fator de desvanecimento m for igual a 0.5 e 1, considerando os critérios da vazão e da métrica *power*, os pontos de comutação entre as modulações 128 e 64-QAM ocorreram antes do ponto de comutação entre as modulações 256 e 128-QAM concluindo-se assim que quando o fator m for igual a 0.5 e 1 a modulação 128-QAM não devem ser empregada neste tipo de sistema considerando a vazão e métrica *power* como critérios de desempenho. Verificou-se também que quando $m=1, 2, 3$ e 10, não existe ponto de comutação entre as modulações 16 para 8-QAM, e quando $m=10$ entre as modulações 16 e 8-QAM para o critério da métrica *power*.

No segundo cenário, analisou-se um ambiente de rádio cognitivo, considerando-se sensoriamento espectral perfeito, onde o tráfego da rede é modelado por uma fila M/G/1 com prioridades, sendo a classe dos usuários primários prioritária e a classe dos usuários secundários oportunista. Além disso, considerou-se que pacotes recebidos com erro são retransmitidos, sendo o número máximo de retransmissões

ilimitadas em uma primeira análise e, depois, limitada em N_{max} . Analisou-se a influência do modelo de canal, do fator de utilização do canal e do número de retransmissões nos pontos ótimos de comutação, considerando a métrica *power* como parâmetro de desempenho para ambos os sistemas analisados.

Com base nas análises realizadas na seção com radio cognitivo, foi possível observar que: para o sistema de retransmissões ilimitadas, quando m for igual a 0.5 e 1, o ponto de comutação entre as modulações 128 e 64-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre as modulações 256 e 128-QAM. Assim, pode-se concluir que, quando $m=0.5$ e 1, a modulação 128-QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica *power* é considerado. Verifica-se também que não existe ponto de comutação entre as modulações 64 e 32-QAM para ambos os cenários de retransmissões, quando $m=0.5, 1, 2, 3$ e 10. E também o seguinte, quando considerou-se analisar a influência da utilização do canal, observou-se o seguinte: quando o somatório de ρ_1 e ρ_2 tende a 1 ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), assim como para $m=1$, nas condições de somatório ($\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), o ponto de comutação entre as modulações 128 e 64-QAM ocorre antes do ponto de comutação entre as modulações 256 e 128-QAM. Verificou-se também que não existe ponto de comutação entre as modulações 64 e 32-QAM para as condições de somatório anteriormente citadas, quando $m=0.5, 1$ e 10. Observa-se também que o ponto de comutação entre as modulações 32 e 16-QAM ocorre antes do ponto entre as modulações de 256 e 128-QAM e entre 128 e 64-QAM, quando $m=1$ e forem analisadas as seguintes condições de somatório ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$). Assim, concluiu-se que, quando $m=0.5$, a modulação 128-QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica *power* é considerado, para as condições de somatório ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.5$ e $\rho_2=0.49$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$), e também não deve ser usada quando $m=1$, para as condições de somatório ($\rho_1=0.49$ e $\rho_2=0.3$; $\rho_1=0.7$ e $\rho_2=0.29$). Isso vale para a modulação 32-QAM, quando $m=1$, e condições de somatório ($\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.2$; $\rho_1=0.3$ e $\rho_2=0.3$).

Para retransmissões limitadas, foi possível observar que, tal como aconteceu no sistema com retransmissões ilimitadas, o ponto de comutação de 128 para 64-QAM

acontece antes do ponto de comutação de 256 para 128-QAM para $m=0.5$ com $N_{max} = 2, 3$ e 5 . E, o ponto de comutação de 32 para 16-QAM acontece antes de 128 para 64-QAM para $m=10$ com $N_{max} = 3$ e 5 . Assim, concluiu-se novamente que, para $m=0.5$, a ordem de modulação 128-QAM não deve ser usada no sistema adaptativo híbrido quando o critério da métrica de *power* é considerado, tal como a ordem modulação 32-QAM não deve ser usada quando $m=10$ e $N_{max}=3$ e 5 . Assim para sessão com RC, conclui-se que os pontos de comutação para o sistema FEC adaptativo e híbrido, dependem do modelo de canal, do fator de utilização do canal e do número de retransmissões.

Para finalizar, conclui-se que analisar os pontos ótimos de comutação no desempenho das técnicas FEC adaptativa e híbrida, considerando possíveis variações no canal de comunicação, é de fundamental importância para que níveis de QoS adequados possam ser garantidos, adotando-se os parâmetros adequados para cada cenário observado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Haykin, “Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, Feb. 2005, doi: 10.1109/JSAC.2004.839380.
- [2] S. Force, “Spectrum policy task force report,” *Fed. Commun. Comm. Docket 02*, vol. 135, 2002.
- [3] I. F. Akyildiz, W. Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, “A survey on spectrum management in cognitive radio networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 4, pp. 40–48, Apr. 2008, doi: 10.1109/MCOM.2008.4481339.
- [4] D. Cabric, I. D. O’Donnell, M. S. W. Chen, and R. W. Brodersen, “Spectrum sharing radios,” *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 6, no. 2, pp. 30–45, 2006, doi: 10.1109/MCAS.2006.1648988.
- [5] M. McHenry, D. McCloskey, and G. Lane-Roberts, “Spectrum occupancy measurements, location 4 of 6: Republican national convention,” *New York City, New York*, 2004.
- [6] Ericsson, “Ericsson Mobility Report November 2020.” Accessed: January. 20, 2021. [Online]. Available: www.ericsson.com/mobility-report.
- [7] J. Mitola, “Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio’, 2000,” *PhD, KTH R. Inst. Technol.*
- [8] J. Mitola and G. Q. Maguire, “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Pers. Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, Aug. 1999, doi: 10.1109/98.788210.
- [9] Z. Yang, “Investigations of multiple access protocols in cognitive radio networks.” Stevens Institute of Technology, 2010.
- [10] Y. C. Liang, K. C. Chen, G. Y. Li, and P. Mähönen, “Cognitive radio networking and communications: An overview,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 7, pp. 3386–3407, Sep. 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2158673.
- [11] F. Foukalas, T. Khattab, and H. V. Poor, “Adaptive modulation in multi-user cognitive radio networks over fading channels,” Jan. 2014, pp. 226–230, doi: 10.1109/crowncom.2013.6636822.
- [12] E. Hossain, D. Niyato, and Z. Han, *Dynamic spectrum access and management in cognitive radio networks*. Cambridge university press, 2009.
- [13] J. F. Hayes, “Adaptive Feedback Communications,” *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 16, no. 1, pp. 29–34, 1968, doi: 10.1109/TCOM.1968.1089811.
- [14] A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [15] A. P. T. R. da Silva, “Análise dos pontos ótimos de comutação em sistemas com modulação adaptativa,” 2017.
- [16] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, “Adaptive coded modulation for fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 5, pp. 595–602, 1998, doi:

10.1109/26.668727.

- [17] E. Grayver, *Implementing software defined radio*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [18] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, “Adaptive modulation over Nakagami fading channels,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 13, no. 1, pp. 119–143, 2000, doi: 10.1023/a:1008979107539.
- [19] Q. Liu, S. Zhou, and G. B. Giannakis, “Cross-layer combining of adaptive modulation and Coding with truncated ARQ over wireless links,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 3, no. 5, pp. 1746–1755, Sep. 2004, doi: 10.1109/TWC.2004.833474.
- [20] J. M. C. Brito, “Controle de erro em redes ATM sem fio,” 2003.
- [21] K. Akhavan, S. Farahvash, M. Kavehrad, and N. Mehravari, “QoS provisioning for wireless ATM by variable-rate coding,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*, 1999, vol. 1, pp. 373–377, doi: 10.1109/WCNC.1999.797850.
- [22] S. Y. M. Bandiri, “Análise de desempenho de técnicas de modulação adaptativa, FEC adaptativo e técnicas híbridas em canais com desvanecimento rayleigh,” 2015.
- [23] B. Sklar, *Digital communications: fundamentals and applications*. 2001.
- [24] J. B. Anderson and A. Svensson, *Coded modulation systems*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [25] S. Y. M. Bandiri, “Desenvolvimento de Técnicas Inteligentes Visando Melhorar a Eficiência Energética em Redes Ópticas Elásticas,” 2018.
- [26] G. G. R. Gomes, “Sistemas de radioenlaces digitais: terrestres e por satélite,” *São Paulo Érica*, 2012.
- [27] D. J. Costello, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. prentice Hall, 1983.
- [28] K. Cho and D. Yoon, “On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 7, pp. 1074–1080, 2002, doi: 10.1109/TCOMM.2002.800818.
- [29] W. Stallings, *Wireless communications & networks*. Pearson Education India, 2009.
- [30] G. L. Stüber, “Principles of mobile communication. 2001.” Kluwer Academic Publishers.
- [31] Y. Xi, A. Burr, J. B. Wei, and D. Grace, “A general upper bound to evaluate packet error rate over quasi-static fading channels,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 10, no. 5, pp. 1373–1377, May 2011, doi: 10.1109/TWC.2011.012411.100787.
- [32] T. Quazi and H. Xu, “Performance analysis of adaptive M-QAM over a flat-fading Nakagami-m channel,” *S. Afr. J. Sci.*, vol. 107, no. 1–2, pp. 1–7, 2011, doi: 10.4102/SAJS.V107I1/2.12.

- [33] K. Cho, D. Yoon, W. Jeong, and M. Kavehrad, "BER analysis of arbitrary rectangular QAM," *Conf. Rec. Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, vol. 2, pp. 1056–1059, 2001, doi: 10.1109/ACSSC.2001.987656.
- [34] J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, "An analytical comparison among adaptive modulation, adaptive FEC, adaptive ARQ and hybrid systems for wireless ATM networks," in *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC*, 2002, vol. 3, pp. 1034–1038, doi: 10.1109/WPMC.2002.1088335.
- [35] A. P. T. R. da Silva and J. M. C. Brito, "Analysis of the Optimum Switching Points in an Adaptive Modulation System in a Nakagami-m Fading Channel Considering Throughput and Delay Criteria," *Int. J. Adv. Telecommun. Vol. 9, Number 3 4*, 2016, 2016.
- [36] J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, "Analysing the optimal threshold level for adaptive modulation in the wireless ATM networks," in *Proc. of the Iasted International Conference on Wireless and Optical Communications, Banf, Canada*, 2002, pp. 510–515.
- [37] A. Giessler, J. Hänle, A. König, and E. Pade, "Free buffer allocation - An investigation by simulation," *Comput. Networks*, vol. 2, no. 3, pp. 191–208, Jul. 1978, doi: 10.1016/0376-5075(78)90028-4.
- [38] T. B. Rubem and P. Cardieri, "Métrica de Eficiência em Redes de Rádio Cognitivo com Fila e Retransmissão Garantida," in *Anais de XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT 2013)*, 2013, pp. 1–5.
- [39] G. B. Pereira and J. M. C. Brito, "Delay and Power Metric in a Cognitive Radio System with Queue and Retransmission over a Nakagami-m Fading Channel," in *International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, Yasmine Hammamet, Tunisia, May. 2016.
- [40] A. P. T. R. da Silva and J. M. C. Brito, "Influence of the Channel Model in the Optimum Switching Points in a Cognitive Radio Network Combined with Adaptive Modulation", in *International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, Yasmine Hammamet, Tunisia, May. 2016