

Instituto Politécnico de Castelo Branco
Escola Superior de Tecnologia

Sistemas MIMO com STBC e Correção de Erros em Comunicações Móveis de Alto Débito

Ludovic Mamede Costa

Dissertação apresentada ao Instituto Politécnico de Castelo Branco para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Comunicações Móveis, realizada sob a orientação científica do Doutor Paulo Torres, Professor Adjunto da UTC de Engenharia Electrotécnica e Industrial do Instituto Politécnico de Castelo Branco.

Dedicatória

Dedico esta dissertação aos meus pais e irmão que sempre me apoiaram nos momentos mais difíceis.

Agradecimentos

Deixo os meus agradecimentos a todos aqueles que directamente ou indirectamente contribuíram para a realização desta dissertação, em especial:

A minha família e amigos, por todo o apoio dado nos momentos mais difíceis.

Ao Professor Paulo Torres pela sua orientação, dedicação e todos os conhecimentos transmitidos.

Palavras-chave

MIMO, STBC, Alamouti, Turbo- Código, MAP, *log*-MAP, *max-log*-MAP e 3G-LTE.

Resumo

Esta dissertação tem como objectivo apresentar soluções eficientes para melhorar a eficiência de potência, recorrendo à implementação de sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), com códigos de correcção de erros. Graças à união destas duas técnicas, é possível obter uma baixa probabilidade de erros com um baixo consumo de energia.

Nos sistemas MIMO, a diversidade na transmissão é obtida com a codificação STBC (*Space-Time Block Codes*) e, na recepção com a combinação MRC (*Maximum Ratio Combining*). Na codificação STBC recorre-se à matriz de Alamouti [1] e às propostas por Tarokh et al [2]. Nos códigos de correcção de erros são usados algoritmos com saída branda (MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP) para o TC (Turbo-Código), conforme está descrito no 3G-LTE (*3G-Long Term Evolution*) [3].

Os resultados das simulações de desempenho, apresentados nesta dissertação, são obtidos em MATLAB, com uma modulação 4QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), num canal *Rayleigh*.

Keywords

MIMO, STBC, Alamouti, Turbo-Code, MAP, *log*-MAP, *max-log*-MAP and 3G-LTE.

Abstract

This dissertation aims to present effective solutions to improve the efficiency of power, using the implementation of MIMO systems (Multiple-Input Multiple-Output), with error correction codes. Thanks to the union of these two techniques, is possible to obtain a low probability of errors with low power consumption.

In MIMO systems, diversity in the transmission is obtained by STBC encoding (Space-Time Block Codes) and, in the reception with MRC (Maximum Ratio Combining). In STBC encoding are used the Alamouti [1] and proposed by Tarokh et al [2] matrixes. In the error correction codes are used algorithms with soft output (MAP, *log*-MAP and *max-log*-MAP) for the TC (Turbo-Code), as described in 3G-LTE (3G-Long Term Evolution) [3].

The simulation results of performance, presented in this dissertation, are obtained in MATLAB, with 4QAM (Quadrature Amplitude Modulation) modulation, in a Rayleigh fading channel.

Índice

Resumo.....	iv
Abstract.....	v
Índice de Figuras	viii
Índice de Tabelas.....	xvi
Lista de Abreviaturas	xviii
1 Introdução.....	1
1.1 Organização da Dissertação	2
2 Comunicações Móveis de Banda Larga	3
2.1 Evolução das Comunicações Móveis	3
2.2 Norma 3G-LTE	6
2.2.1 Método de Acesso.....	7
2.2.1.1 Introdução à Técnica OFDM	7
2.2.1.2 Técnica OFDMA.....	8
2.2.1.3 Técnica DFT-S-OFDM	11
2.2.2 Grelha de Recurso do 3G-LTE.....	13
2.2.3 Codificação e Modulação	15
2.2.4 Múltiplas Antenas.....	16
2.3 O Futuro das Comunicações Móveis	17
3 Sistemas de Comunicação Móvel.....	19
3.1 Desvanecimento.....	20
3.2 Sistemas SISO	22
3.3 Sistemas SIMO	22
3.4 Sistemas MISO	26
3.5 Sistemas MIMO.....	34
4 Codificação de Canal	41
4.1 Códigos Convolucionais	42
4.1.1 Códigos Convolucionais Não Recursivos	42
4.1.2 Códigos Convolucionais Recursivos Sistemáticos.....	43
4.2 Turbo-Códigos	45
4.2.1 Permutador	45
4.3 Algoritmos de Descodificação.....	46

4.3.1	Algoritmo de Viterbi.....	46
4.3.2	Descodificação Iterativa de TC	48
4.3.2.1	Descodificação Iterativa Baseada no Algoritmo MAP	49
4.3.2.2	Descodificação Iterativa Baseada em Algoritmos Simplificados do Algoritmo MAP.....	51
4.3.3	Desempenho TC.....	53
4.3.3.1	Importância da Medida de Fiabilidade	54
4.3.3.2	Comparação dos Algoritmos MAP, <i>log</i> -MAP e <i>max-log</i> -MAP	55
4.3.3.3	Comparação TC com <i>rate</i> de 1/3 e 1/2	57
4.3.3.4	Comparação da Descodificação Iterativa de TC com a Descodificação de Viterbi	59
5	Avaliação de Desempenho	61
5.1	Sistemas SISO e SIMO com Correção de Erros	61
5.2	Sistemas MISO e MIMO com Correção de Erros	64
5.3	Sistemas SISO e SIMO sem e com Correção de Erros	75
5.4	Sistemas MISO e MIMO sem e com Correção de Erros	75
6	Conclusões e Perspectivas de Trabalho Futuro	79
6.1	Conclusões	79
6.2	Perspectivas de Trabalho Futuro	83
	Referências Bibliográficas.....	85
	Anexo A	87
	A. Exemplo do Algoritmo de Viterbi	87
	A.1. Exemplo do Algoritmo de Viterbi com Entrada Rígida	87
	A.2. Exemplo do Algoritmo de Viterbi com Entrada Branda	90
	Anexo B	95
	B. Exemplo do Algoritmo MAP	95
	B.1. Exemplo do Algoritmo <i>log</i> -MAP.....	99
	B.2. Exemplo do Algoritmo <i>max-log</i> -MAP.....	103
	Anexo C	107
	C. Exemplo do Turbo-Código.....	107

Índice de Figuras

Figura 1.1 - Diagrama de blocos usado nas simulações da dissertação.....	2
Figura 2.1 - Diferença entre FDM e OFDM.	8
Figura 2.2 - Subportadoras OFDM.	9
Figura 2.3 - Sequência de símbolos OFDM	9
Figura 2.4 - Símbolos OFDM transmitidos com ISI.....	9
Figura 2.5 - Símbolos OFDM com CP.	9
Figura 2.6 - Símbolos OFDM transmitidos sem ISI.....	10
Figura 2.7 - Sinal OFDM no domínio da frequência e tempo.	10
Figura 2.8 - Diagrama de blocos do 3G-LTE no DL.....	11
Figura 2.9 - Representação (a) do sinal OFDM no domínio da frequência e tempo (b) e do <i>back-off</i> necessário [8].....	12
Figura 2.10 - Representação (a) do sinal DFT-S-OFDM no domínio do tempo (b) e do <i>back-off</i> necessário [8].	12
Figura 2.11 - Diagrama de blocos 3G-LTE UL.....	13
Figura 2.12 - Mapeamento das subportadoras da forma localizada e distribuída [9].	13
Figura 2.13 - Grelha de recurso para o DL e UL do 3G-LTE [3].	14
Figura 2.14 - Constelação QPSK/4QAM.....	15
Figura 2.15 - Constelação 16QAM.	15
Figura 2.16 - Constelação 64QAM.	16
Figura 2.17 - Esquema de TC usado no 3G-LTE.	16
Figura 3.1 - Representação dos sistemas (a) SISO e (b) SIMO.	19
Figura 3.2 - Representação dos sistemas (a) MISO e (b) MIMO.....	20
Figura 3.3 - Representação do desvanecimento lento.	20
Figura 3.4 - Representação do multipercurso (desvanecimento rápido).	20
Figura 3.5 - Representação da distribuição de <i>Rayleigh</i> , com $\sigma^2 = 1$	21
Figura 3.6 - Canal <i>Rayleigh</i>	21
Figura 3.7 - Desempenho do sistema SISO.	22
Figura 3.8 - Sistema SIMO com uma antena de transmissão e N de recepção.....	24

Figura 3.9 - Desempenho dos sistemas SIMO.	25
Figura 3.10 - Ganho para sistemas SIMO.	25
Figura 3.11 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para sistemas SIMO.	26
Figura 3.12 - Transmissão com o esquema de Alamouti [14].	26
Figura 3.13 -Esquema de Alamouti com uma antena na recepção.	28
Figura 3.14 - Esquema STBC com M antenas de transmissão e uma de recepção.	30
Figura 3.15 - Desempenho dos sistemas MISO com codificação STBC.	31
Figura 3.16 - Exemplo de transmissão com o esquema de Alamouti.	31
Figura 3.17 - Exemplo de transmissão com o esquema STBC com quatro antenas de transmissão.....	32
Figura 3.18 - Desempenho dos sistemas SIMO e MISO.....	32
Figura 3.19 - Comparação de desempenho dos sistemas SIMO (1TX-4RX) e MISO (4TX-1RX). ...	33
Figura 3.20 - SNR necessária para BER= 10^{-5} ,para sistemas SIMO (com 1 antena de transmissão e 1, 2, 4 e 8 de recepção - curva preta) e MISO (com 1, 2, 4 e 8 antenas de transmissão e 1 de recepção - curva vermelha).	33
Figura 3.21 - Diagrama de blocos geral de um sistema MIMO.	34
Figura 3.22 - Esquema de Alamouti com duas antenas de recepção.	36
Figura 3.23 - Esquema STBC com M antenas de transmissão e N de recepção.....	37
Figura 3.24 - Desempenho do esquema Alamouti com diversidade na recepção.....	38
Figura 3.25 - Desempenho do esquema STBC (4 antenas de transmissão) com diversidade na recepção.	38
Figura 3.26 - Desempenho do esquema STBC (8 antenas de transmissão) com diversidade na recepção.....	39
Figura 3.27 - SNR necessária para BER= 10^{-5} , para sistemas MIMO.	40
Figura 3.28 - Desempenho dos esquemas de Alamouti (2TX-8RX) e STBC (8TX-2RX).	40
Figura 4.1 - Modelo simplificado de um sistema de transmissão com codificação de canal.	41
Figura 4.2 - Diagrama de blocos genérico de um codificador convolucional (n,k,N) [17].	42
Figura 4.3 - Codificador CNR (2,1,3) com <i>rate</i> de 1/2.....	43
Figura 4.4 - (a) Diagrama de estados e (b) treliça, do codificador CNR (2,1,3).	43
Figura 4.5 - Codificador CRS (2,1,3) com <i>rate</i> de 1/2.	44
Figura 4.6 - (a) Diagrama de estados e (b) treliça, do codificador CRS (2,1,3).....	44

Figura 4.7 - Diagrama de blocos do TC.....	45
Figura 4.8 - Exemplo do permutador “Pseudo-Aleatório”.....	46
Figura 4.9 - Representação (a) da distância de <i>Hamming</i> (b) da distância Euclidiana.	47
Figura 4.10 - Representação da melhor métrica (a) para entrada rígida (b) para entrada branda.....	47
Figura 4.11 - Desempenho do Algoritmo de Viterbi, para ambas as entradas.	48
Figura 4.12 - Diagrama de blocos da decodificação iterativa de TC.	49
Figura 4.13 - Cálculo recursivo de (a) α e (b) β , para o algoritmo MAP.....	50
Figura 4.14 - Cálculo recursivo de (a) A e (b) B , para os algoritmos <i>log</i> -MAP e <i>max-log</i> -MAP.	52
Figura 4.15 - Esquema do TC com <i>rate</i> de 1/3.	53
Figura 4.16 - Treliça referente aos codificadores CRS da Figura 4.15, com <i>rate</i> de 1/3.....	54
Figura 4.17 - Desempenho TC (<i>log</i> -MAP, 10 ^a iteração, <i>rate</i> de 1/3 e K=4), para vários valores de “a”.....	54
Figura 4.18 - Desempenho TC (MAP, <i>rate</i> de 1/3 e K=4).	55
Figura 4.19 - Desempenho TC (<i>log</i> -MAP, <i>rate</i> de 1/3 e K=4).	55
Figura 4.20 - Desempenho TC (<i>max-log</i> -MAP, <i>rate</i> de 1/3 e K=4).	56
Figura 4.21 - Desempenho TC (MAP, <i>log</i> -MAP e <i>max-log</i> -MAP), 10 ^a iteração com <i>rate</i> de 1/3 e K=4.....	56
Figura 4.22 - Treliça referente aos codificadores CRS da Figura 4.15, com <i>rate</i> de 1/2.....	57
Figura 4.23 - Desempenho TC (MAP, <i>rate</i> de 1/2 e K=4).	57
Figura 4.24 - Desempenho TC (<i>log</i> -MAP, <i>rate</i> de 1/2 e K=4).	58
Figura 4.25 - Desempenho TC (<i>max-log</i> -MAP, <i>rate</i> de 1/2 e K=4).	58
Figura 4.26 - Desempenho do TC (MAP, <i>log</i> -MAP e <i>max-log</i> -MAP, 10 ^a iteração) com e sem perfuração.....	59
Figura 4.27 - Codificador CNR (2,1,4) com <i>rate</i> 1/2.	60
Figura 4.28 - Desempenho do TC (MAP, <i>log</i> -MAP e <i>max-log</i> -MAP, 10 ^a iteração) e do algoritmo Viterbi (HIVA e SIVA).....	60
Figura 5.1 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (<i>log</i> -MAP, 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.....	62
Figura 5.2 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (<i>max-log</i> -MAP, 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.....	62

Figura 5.3 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para sistemas SISO e SIMO com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	62
Figura 5.4 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (<i>log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.....	63
Figura 5.5 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.....	63
Figura 5.6 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para sistemas SISO e SIMO com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/2.....	63
Figura 5.7 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para sistemas SISO e SIMO com TC (<i>log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.	64
Figura 5.8 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para sistemas SISO e SIMO com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.....	64
Figura 5.9 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.....	65
Figura 5.10 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.	66
Figura 5.11 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.....	66
Figura 5.12 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.....	66
Figura 5.13 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.	67
Figura 5.14 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/3.	67
Figura 5.15 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	67
Figura 5.16 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	68
Figura 5.17 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	68
Figura 5.18 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10 ^a iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	68

Figura 5.19 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	69
Figura 5.20 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.	69
Figura 5.21 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.	69
Figura 5.22 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.....	70
Figura 5.23 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.....	70
Figura 5.24 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.	70
Figura 5.25 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração), K=4 e <i>rate</i> de 1/2.	71
Figura 5.26 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2.....	71
Figura 5.27 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2.....	71
Figura 5.28 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2.....	72
Figura 5.29 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2.....	72
Figura 5.30 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2.....	72
Figura 5.31 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.	73
Figura 5.32 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3. .	73
Figura 5.33 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3. .	73
Figura 5.34 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.	74

Figura 5.35 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.....	74
Figura 5.36 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (<i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.....	74
Figura 5.37 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/3, 10ª iteração).....	75
Figura 5.38 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/2, 10ª iteração).....	75
Figura 5.39 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/3, 10ª iteração).....	76
Figura 5.40 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/3, 10ª iteração).....	76
Figura 5.41 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/3, 10ª iteração).....	76
Figura 5.42 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/2, 10ª iteração).....	77
Figura 5.43 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/2, 10ª iteração).....	77
Figura 5.44 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $K=4$, <i>rate</i> de 1/2, 10ª iteração).....	77
Figura 6.1 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, com 1, 2, 4 e 8 antenas de transmissão com diversidade na recepção.....	80
Figura 6.2 - Desempenho de SISO e STBC (8TX-8RX) com e sem TC (<i>log-MAP</i> , $k=4$, <i>rate</i> de 1/3, 10ª iteração).....	81
Figura 6.3 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO, sem e com correção de erros (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , $k=4$, <i>rate</i> de 1/3, 10ª iteração).....	81
Figura 6.4 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log-MAP</i> e <i>max-log-MAP</i> , 10ª iteração) e <i>rate</i> de 1/3.....	82

Figura 6.5 - SNR necessária para BER=10 ⁻⁵ , para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (<i>log</i> -MAP, 10 ^a iteração), com <i>rate</i> de 1/2 e 1/3.....	82
Figura 6.6 - SNR necessária para BER=10 ⁻⁵ , para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (<i>log</i> -MAP, 10 ^a iteração) com <i>rate</i> de 1/3.	83
Figura A.1 - Codificador CNR (<i>rate</i> de 1/2 e K=3).	87
Figura A.2 - Treliça do codificador CNR (<i>rate</i> de 1/2 e K=3), para entrada rígida.	87
Figura A.3 - Situação após o 1º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.	88
Figura A.4 - Situação após o 2º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.	88
Figura A.5 - Situação após o 3º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.	89
Figura A.6 - Situação após o 4º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.	89
Figura A.7 - Situação após o 5º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.	89
Figura A.8 - Caminho sobrevivente para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.....	90
Figura A.9 - Treliça codificador CNR (<i>rate</i> de 1/2 e K=3), para entrada branda.	90
Figura A.10 - Situação após o 1º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.	91
Figura A.11 - Situação após o 2º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.	91
Figura A.12 - Situação após o 3º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.	92
Figura A.13 - Situação após o 4º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.	92
Figura A.14 - Situação após o 5º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.	92
Figura A.15 - Caminho sobrevivente para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.	93
Figura B.1 - Codificador CRS (2,1,3) com <i>rate</i> de 1/2.	95
Figura B.2 - Treliça codificador CRS (<i>rate</i> de 1/2 e K=3).....	95
Figura B.3 – Treliça com o cálculo de γ para o algoritmo MAP.	96
Figura B.4 - Treliça com o cálculo de γ e α para o algoritmo MAP.....	98
Figura B.5 - Treliça com o cálculo de γ , α e β para o algoritmo MAP.....	98
Figura B.6 - Treliça com o cálculo de Γ para o algoritmo <i>log</i> -MAP.....	100
Figura B.7 - Treliça com o cálculo de Γ e A para o algoritmo <i>log</i> -MAP.	102
Figura B.8 - Treliça com o cálculo de Γ , A e B para o algoritmo <i>log</i> -MAP.	102
Figura B.9 - Treliça com o cálculo de Γ para o algoritmo <i>max-log</i> -MAP.	104
Figura B.10 - Treliça com o cálculo de Γ e A para o algoritmo <i>max-log</i> -MAP.	105
Figura B.11 - Treliça com o cálculo de Γ , A e B para o algoritmo <i>max-log</i> -MAP.	105

Figura C.1 - Cálculo de γ primeiro decodificador.....	108
Figura C.2 - Cálculo de γ e α do primeiro decodificador.....	108
Figura C.3 - Cálculo de γ , α e β do primeiro decodificador.	109
Figura C.4 - Cálculo de γ para o segundo decodificador.....	110
Figura C.5 - Cálculo de γ e α para o segundo decodificador.....	110
Figura C.6 - Cálculo de γ , α e β do segundo decodificador.....	111
Figura C.7 - LLR do primeiro decodificador.	112
Figura C.8 - LLR do segundo decodificador.....	112

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 - Parâmetros das redes 3G.....	6
Tabela 2.2 - Parâmetros 3G-LTE [7].	7
Tabela 2.3 - Períodos CP.	10
Tabela 2.4 - Parâmetros 3G-LTE do UL e DL [3].	14
Tabela 3.1 - Parâmetros usados na simulação de um sistema SISO.	22
Tabela 3.2 - Parâmetros usados na simulação dos sistemas SIMO.....	24
Tabela 3.3 - SNR necessária para BER=10 ⁻⁵ , para sistemas SIMO.	25
Tabela 3.4 - Matriz de Alamouti.....	26
Tabela 3.5 - Parâmetros usados na simulação MISO.....	30
Tabela 3.6 - SNR necessária para BER=10 ⁻⁵ ,para sistemas MISO.	31
Tabela 3.7 - SNR necessária para BER=10 ⁻⁵ ,para sistemas SIMO e MISO.	32
Tabela 3.8 - Parâmetros usados na simulação para 2 antenas de transmissão e N de recepção. 37	
Tabela 3.9 - Parâmetros usados na simulação para 4 antenas de transmissão e N de recepção. 37	
Tabela 3.10 - Parâmetros usados na simulação para 8 antenas de transmissão e N de recepção.38	
Tabela 3.11 - SNR necessária para BER=10 ⁻⁵ , para sistemas MIMO.	39
Tabela 4.1 - Parâmetros usados na simulação do algoritmo de Viterbi.	47
Tabela 4.2 - Parâmetros usados na simulação para vários valores de “a” da equação (4.13). .	54
Tabela 4.3 - Parâmetros usados na simulação TC para os três algoritmos, com rate 1/3.....	55
Tabela 4.4 - Parâmetros usados na simulação TC para os três algoritmos, com rate 1/2.....	57
Tabela 4.5 - Parâmetros usados na simulação da comparação do TC (MAP, log-MAP e max-log-MAP) com Viterbi (HIVA e SIVA).	60
Tabela B.1 - Valores das probabilidades $\square_{R_1} P(s',s,y)$, $\square_{R_1} P(s',s,y)$ e do LLR $L(u_k y)$, para o algoritmo MAP.	99
Tabela B.2 - Valores das probabilidades $\square_{R_1} P(s',s,y)$, $\square_{R_0} P(s',s,y)$ e da LLR $L(u_k y)$, para o algoritmo log-MAP.....	103
Tabela B.3 - Valores das probabilidades $\square_{R_1} P(s',s,y)$, $\square_{R_0} P(s',s,y)$ e da LLR $L(u_k y)$, para o algoritmo max-log-MAP.....	106

Tabela C.1 - Sequências de entradas dos dois decodificadores.	107
Tabela C.2 - Valores de $\square P(s',s,y) , L(u_k y)$, primeiro decodificador.	109
Tabela C.3 - Saída do primeiro decodificador.....	109
Tabela C.4 - Informação extrínseca do primeiro decodificador.	110
Tabela C.5 - Dados recebidos no segundo decodificador.	110
Tabela C.6 - Valores de $\square P(s',s,y) , L(u_k y)$, segundo decodificador.....	111
Tabela C.7 - Saída do decodificador 2 (arredondado a 2 casas decimais).	111
Tabela C.8 - Saídas dos decodificadores durante 5 iterações (arredondado a 2 casas decimais)....	112

Lista de Abreviaturas

1G	<i>Primeira Geração</i>
2G	<i>Segunda Geração</i>
3G	<i>Terceira Geração</i>
3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>
3G-LTE	<i>3G-Long Term Evolution</i>
4G	<i>Quarta Geração</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CDMA2000	<i>Code Division Multiple Access 2000</i>
CEPT	<i>European Conference of Postal and Telecommunications Administrations</i>
CNR	<i>Codificadores Não Recursivo</i>
CRS	<i>Codificadores Recursivos e Sistemáticos</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
DCS	<i>Digital Cellular System</i>
DFT-S-OFDM	<i>Discrete Fourier Transform - Spread - OFDM</i>
DL	<i>Downlink</i>
EDGE	<i>Enhanced Data rates for GSM Evolution</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplexing</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GMSK	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>
HIVA	<i>Hard Input Viterbi Algorithm</i>
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access</i>
HSPA	<i>High Speed Packet Access</i>
HSPA+	<i>Evolved High-Speed Packet Access</i>
HSUPA	<i>High Speed Uplink Packet Access</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
ITU-R	<i>ITU Radiocommunication sector</i>
LDPC	<i>Low-Density Parity-Check</i>
LLR	<i>Log-Likelihood Ratio.</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-A	<i>LTE-Advanced</i>

MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MISO	<i>Multiple-Input Single-Output</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Combining</i>
MU-MIMO	<i>Multiple-User MIMO</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PCS	<i>Personal Communication System</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RE	<i>Resource Element</i>
SC-FDMA	<i>Single Carrier-Frequency Division Multiple Access</i>
SIMO	<i>Single-Input Multiple-Output</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SIVA	<i>Soft Input Viterbi Algorithm</i>
SMS	<i>Short Message Service</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
STBC	<i>Space-Time Block Codes</i>
SU-MIMO	<i>Single-User MIMO</i>
TC	<i>Turbo-Código</i>
TDD	<i>Time Division Duplexing</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TD-SCDMA	<i>Time Division Synchronous Code Division Multiple Access</i>
UL	<i>Uplink</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
VMS	<i>Voice Message Short</i>
W-CDMA	<i>Wideband-Code Division Multiple Access</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

Capítulo 1

1 Introdução

Os utilizadores são cada vez mais exigentes quanto à qualidade e ao consumo das baterias que os seus terminais móveis obtêm ao aceder aos serviços, impostos pelas operadoras. Para poder satisfazer o cliente, as operadoras têm que proporcionar uma boa qualidade, elevados ritmos de transmissão, para permitir comunicações de videoconferência, e um baixo consumo de energia nos terminais móveis, de modo a que a bateria dure mais tempo.

Nas comunicações móveis, a informação é transmitida por um canal sujeito a ruído e interferências, podendo degradar a informação recebida. As comunicações tradicionais (sistemas SISO (*Single-Input Single-Output*)), com uma antena de transmissão e uma de recepção, não são eficientes para minimizar o ruído causado pelo canal. Soluções como o aumento da largura de banda e o aumento da potência de transmissão podem resolver o problema, mas estas não são viáveis economicamente. Apesar destas soluções serem válidas teoricamente, nenhuma delas se põe em prática, pois aumentar a potência de transmissão dos terminais móveis, implica um aumento do tamanho das baterias, custos e terminais móveis, além de ser prejudicial para a nossa saúde. Aumentar a largura de banda melhora a probabilidade de erro e o ritmo de transmissão, contudo incrementa os custos com a alocação de espectro.

Tecnologias como o HSPA+ (*Evolved High-Speed Packet Access*), 3G-LTE e LTE-A (*LTE-Advanced*), apresentam soluções eficazes para poderem fornecer uma elevada qualidade com um baixo consumo de energia. Esta dissertação tem como base a próxima tecnologia a ser implementada, o 3G-LTE. Como solução, esta tecnologia apresenta a implementação de sistemas MIMO com correção de erros. O 3G-LTE adopta diferentes soluções para obter diversidade na transmissão (STBC e LST (*Layered Spatial Coding*)) [3]. Nesta dissertação, recorre-se apenas à codificação STBC, utilizando a matriz de Alamouti [1], com duas antenas de transmissão, e as propostas por Tarokh et al [2], com quatro e oito antenas de transmissão.

Nos códigos de correção de erros, o 3G-LTE utiliza o TC [4], portanto, nesta dissertação recorre-se ao TC.

Na **Figura 1.1**, é representado o diagrama de blocos usado nas simulações da dissertação. Inicialmente, são gerados bits de informação, que depois de submetidos a um processo de codificação de canal são modulados (modulação 4QAM). Para conseguir diversidade recorre-se à codificação STBC na transmissão e à combinação MRC na recepção. Depois da desmodulação, o sinal passa por um processo de correcção de erros, onde são obtidos os bits de informação estimados.

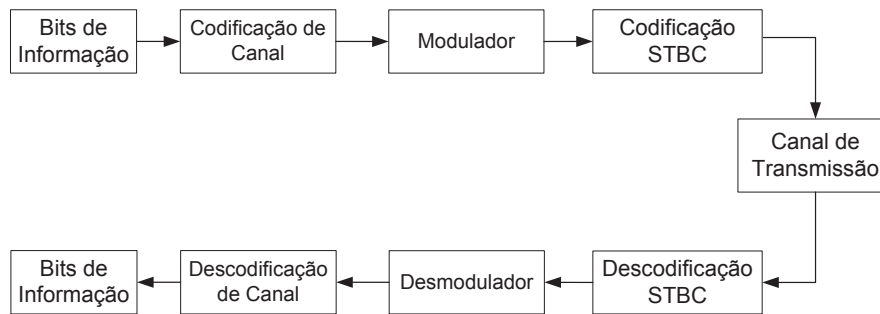


Figura 1.1 - Diagrama de blocos usado nas simulações da dissertação.

1.1 Organização da Dissertação

A dissertação encontra-se dividida em seis capítulos e três anexos.

A seguir ao presente capítulo introdutório, faz-se no capítulo 2 uma breve descrição da evolução das normas das comunicações móveis, desde a primeira geração até à quarta geração. As principais características da próxima rede móvel a ser implementada (3G-LTE (*Release 8*)) também são descritas, bem como as do LTE-A (*Release 10*).

No capítulo 3, é feito o estudo de vários sistemas de comunicação móvel, nomeadamente sistemas SISO, SIMO (*Single-Input Multiple-Output*), MISO (*Multiple-Input Single-Output*) e MIMO, avaliando os seus desempenhos.

No capítulo 4, é feita a introdução teórica relativamente à codificação e descodificação de canal em sistemas de comunicação móvel, centrada nos códigos convolucionais e nos TC. Ainda neste capítulo, é feito o estudo e avaliado o desempenho de algoritmos de descodificação, como o algoritmo de Viterbi para os códigos convolucionais e os algoritmos MAP, *log-MAP* e *max-log-MAP* para os TC.

No capítulo 5, é feita a avaliação de vários sistemas de comunicação móvel com os algoritmos de descodificação de TC. As conclusões da presente dissertação e as perspectivas de trabalho futuro para a sua continuação, são apresentadas no capítulo 6.

Em anexo, são ilustrados exemplos práticos sobre a codificação de canal.

Capítulo 2

2 Comunicações Móveis de Banda Larga

Os telefones móveis são cada vez mais indispensáveis nas nossas vidas diárias, visto serem mais do que simples aparelhos de comunicação de voz. Neste capítulo, são descritas as características gerais da evolução das normas das comunicações móveis.

2.1 Evolução das Comunicações Móveis

A evolução das normas das comunicações móveis é apresentada de seguida [3] [4] [5] [6] [7].

Nos anos 1970-1980 aparece a primeira geração das comunicações móveis, designada por 1G (primeira geração). Esta geração tem características analógicas, dispõe de dispositivos relativamente grandes, caros, uma cobertura limitada e é baseada na técnica FDMA (*Frequency Division Multiple Access*). Esta técnica, trata-se de um método de acesso ao canal, que se baseia na divisão da banda de frequência, disponibilizada em bandas de frequências relativamente estreitas, sendo alocadas exclusivamente a um utilizador, durante todo o tempo da sua ligação. Estas redes não garantem a confidencialidade das comunicações, tornando-se assim rapidamente obsoletas.

Ao contrário do 1G, a comunicação é completamente digital para as comunicações móveis 2G (segunda geração). Esta geração denomina-se por GSM (*Global System for Mobile Communication*) e é implementada na Europa nos anos 90, permitindo a transmissão de voz e dados. A chegada das primeiras redes 2G e de terminais móveis menores e mais leves, revolucionou o acesso aos telefones móveis na vida quotidiana.

O GSM, criado pela CEPT (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*) e desenvolvido pelo ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*), foi a norma 2G mais utilizada na Europa no final do século XX, também suportada nos Estados Unidos.

Na Europa, o 2G opera em diferentes gamas de frequências, sendo as mais utilizadas as de 900 MHz para o GSM900 e 1800 MHz para o DCS (*Digital Cellular System*). Nos Estados Unidos, as gamas de frequências utilizadas são 850 MHz para o GSM850 e 1900 MHz para o PCS (*Personal Communication System*). Em torno das gamas de frequências, o GSM usa duas bandas de frequências, uma para o UL (*Uplink*) e outra para o DL (*Downlink*). Como exemplo, no GSM900, a banda 890-915 MHz é usada no UL e a banda 935-960 MHz para o DL. Cada uma dessas bandas inclui 124 canais de 200 kHz cada. O método de acesso do GSM é uma combinação do FDMA e do TDMA (*Time Division Multiple Access*). O TDMA consiste na divisão do tempo em *time slots* e em cada um deles, apenas um utilizador pode transmitir ou receber informação. A modulação utilizada é o GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) e os dados são transmitidos por comutação de circuito.

A primeira *Release*, publicada em 1992 designada de *Phase 1*, e a segunda, designada de *Phase 2*, apresentam as características gerais do GSM, com um ritmo de transmissão máximo de 9.6 kbit/s, para cada utilizador. Com a publicação da *Release 96* e com a introdução do VAS (*Value Added Services*) passou a ser possível obter o VMS (*Voice Message Short*), SMS (*Short Message Service*) e serviços de dados ainda de baixo débito (até 14.4 kbit/s).

Foram desenvolvidas melhorias na norma GSM com o intuito de aumentar o ritmo de transmissão, como é o caso da norma GPRS (*General Packet Radio Service*), designada de 2.5G, publicada na *Release 97* e da norma EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*), designada de 2.75 G, publicada na *Release 98*. Estas duas normas continuam a tirar proveito da infra-estrutura existente do GSM.

O GPRS faz a sua aparição em 2001 e estende a arquitectura da norma GSM, para permitir a transferência de dados por comutação de pacotes, com ritmos de transmissão superiores aos do GSM. Teoricamente é possível atingir, com a norma GPRS, ritmos de transmissão até 172 kbit/s. Através da comutação de pacotes, o GPRS permite uma ligação directa à *Internet*, ao contrário da comutação de circuitos no GSM, em que o utilizador tem que fazer uma ligação demorada e aborrecida, que resulta na alocação constante de um *time slot* durante toda a ligação, tornando o processo moroso e caro.

As normas GPRS e EDGE são uma transição para o 3G (terceira geração). Uma mudança no tipo de modulação permitiu melhorar o ritmo de transmissão de dados. O ritmo da norma EDGE é, sensivelmente, três vezes superior à da norma GPRS (teoricamente até 500 kbit/s), abrindo portas para aplicações multimédia. O EDGE usa a modulação 8PSK (*Phase Shift Keying*), o que obriga a uma modificação das estações base e terminais móveis.

O 3G visa alcançar ritmos de transmissão mais elevados, abrindo portas para novas aplicações multimédia, como videochamadas, MMS de vídeo ou áudio, acesso à *Internet* com altos ritmos de transmissão, etc.

Na Europa, o 3G utiliza como método de acesso rádio o W-CDMA (*Wideband-Code Division Multiple Access*) e a norma usada é o UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), publicada nas *Releases 99/4*, enquanto que o CDMA2000 (*Code Division Multiple Access 2000*) é usado nos Estados Unidos e o TD-SCDMA (*Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access*) na China. O UMTS, permite ritmos de transmissão mais elevados do que o GSM, GPRS e EDGE (entre 144 kbit/s e 2 Mbit/s), utiliza portadoras de 5 MHz de largura de banda e opera nas bandas de

1885-2025MHz no UL e 2110-2200MHz no DL. No entanto, tem de ser implementada uma nova infraestrutura de rede, porque o UMTS não pode operar nas redes GSM.

Além destas diferentes tecnologias, há evoluções que permitem a melhoria de desempenho do 3G. Na Europa, o UMTS pode ser melhorado pelo HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*), publicado na *Release 5*, que graças à modulação 16QAM permite obter ritmos de transmissão máximos no DL de 14.4 Mbit/s, e pelo HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*), publicado na *Release 6*, permitindo melhorar o ritmo de transmissão no UL do HSDPA, passando de 384 kbit/s para 5.7 Mbit/s.

O HSDPA e o HSUPA juntos formam o HSPA (*High-Speed Packet Access*), designado de 3.5G. Com a implementação de sistemas MIMO e o uso da modulação 64QAM obtém-se o HSPA+, publicado na *Release 7*, que é considerado o 3.75G, permitindo ritmos de transmissão até 42 Mbit/s, abrindo assim o caminho para novas aplicações.

Em 2008, o 3GPP (*Third Generation Partnership Project*), uma organização que começou por desenvolver especificações técnicas para redes de terceira geração, publica a *Release 8* essencialmente dedicada ao LTE (*Long Term Evolution*), sendo ainda considerada uma tecnologia de terceira geração (designada por 3.99G ou 3G-LTE), evoluindo posteriormente para o 4G (quarta geração). O objectivo desta nova tecnologia é obter ritmos de transmissão mais elevados, 100 Mbit/s no DL e cerca de 50 Mbit/s no UL, bem como reduzir a latência para serviços em tempo real e interactivos. No método de acesso rádio é utilizado o OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access*) para o DL e o DFT-S-OFDM (*Discrete Fourier Transform-Spread-OFDM*) para o UL e são suportadas modulações de ordem elevada, como QPSK/4QAM, 16QAM e 64QAM, tal como no HSPA+. Ao contrário do UMTS, que usa portadoras com uma largura de banda de 5 MHz, o 3G-LTE utiliza portadoras com larguras de banda compreendidas entre 1.4 MHz e 20 MHz.

O 3G-LTE apresenta várias vantagens:

- Grande imunidade a interferências, através da utilização de técnicas como o OFDMA no DL e o DFT-S-OFDM no UL, permitindo ter mais robustez contra o multipercurso;
- Uso de sistemas MIMO (já usados no HSPA+);
- Apresenta uma arquitectura simples que suporta o FDD (*Frequency Division Duplexing*) e o TDD (*Time Division Duplexing*);
- Compatível com as redes já existentes, facilitando assim a migração;
- Redução da latência;
- Apresenta baixos custos de investimento (CAPEX) e manutenção (OPEX).

Com a criação do conceito de quarta geração *IMT-Advanced*, pela ITU-R (*ITU Radiocommunication sector*), o 3GPP inicia os estudos sobre a criação do LTE-A, que busca atingir as características e especificações propostas para o 4G.

O LTE-A (publicada na *Release 10*) tem por base a tecnologia 3G-LTE, possibilitando atingir ritmos de transmissão ainda mais elevados (cerca de 500 Mbit/s no UL e 1Gbit/s no DL) e fornecer

serviços multimédia de alta definição. Várias tecnologias foram propostas para ser designada uma rede 4G, o LTE-A e o WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) são uma delas.

As redes de segunda geração recorrem aos códigos convolucionais com o algoritmo de descodificação de Viterbi, enquanto que o UMTS utiliza tanto estes códigos convolucionais como o TC. As restantes redes, HSPA, HSPA+, 3G-LTE e LTE-A utilizam o TC, com dois codificadores concatenados em paralelo de oito estados, com *rate* de 1/3 e 1/2. Os algoritmos de descodificação usados são o MAP, *log-MAP* e *max-log-MAP*.

As secções que se seguem, tratam de alguns destaques importantes da *Release 8* do 3GPP.

2.2 Norma 3G-LTE

A norma 3G-LTE é considerada uma evolução da terceira geração, usando como forma de acesso rádio, o OFDMA e o DFT-S-OFDM em vez do W-CDMA, apresentando ritmos de transmissão mais elevados e latência reduzida. Na **Tabela 2.1**, estão representadas as principais diferenças entre as redes 3G.

Tabela 2.1 - Parâmetros das redes 3G.

	UMTS (3G)	HSPA (3.5G) HSDPA/HSUPA	HSPA+ (3.75G)	3G-LTE (3.99G)
Ritmo de transmissão DL (bit/s)	2 M	14 M	42 M	100 M
Ritmo de transmissão UL (bit/s)	128 k	5.7 M	11 M	50 M
Latência (ms)	150	100	50	10
3GPP Releases	Rel 99/4	Rel 5/6	Rel 7	Rel 8
Ano	2000/2001	2002 HSDPA 2004 HSUPA	2007	2008
Método de Acesso	W-CDMA	W-CDMA	W-CDMA	OFDMA/ DFT-S-OFDM

O 3G-LTE representa um grande avanço nas comunicações móveis, uma vez que é projectado para atender às necessidades das operadoras, de modo a suprir as exigências do mercado, sem comprometer a qualidade na prestação do serviço.

O 3G-LTE usa algumas tecnologias avançadas e algumas delas consideradas inovadoras para as comunicações móveis, nomeadamente o OFDMA, o DFT-S-OFDM e o MIMO. O 3G-LTE, é especificado para operar nos modos TDD e FDD, podendo operar nas frequências de 700 MHz a 3.6 GHz [4].

Uma das características do 3G-LTE é ter uma largura de banda escalável, possibilitando assim uma flexibilidade de alocação de espectro, pois pode operar em 1.4, 3, 5, 10, 15 e 20 MHz. Com a utilização de uma largura de banda de 20 MHz, o 3G-LTE proporciona, no DL um ritmo de transmissão de 100 Mbit/s e uma eficiência espectral de 5 bit/s/Hz e, no UL um ritmo de transmissão de 50 Mbit/s e uma eficiência espectral de 2.5 bit/s/Hz. Na **Tabela 2.2**, são ilustrados vários ritmos de transmissão para diferentes modulações e configurações MIMO, para uma largura de banda de 20 MHz. Os elevados ritmos de transmissão e a baixa latência (cerca de 10 ms) do 3G-LTE, possibilitam aplicações em tempo real como jogos e IPTV. Para além do 3G-LTE proporcionar ritmos de transmissão elevados, este também deve permitir uma boa mobilidade aos utilizadores,

em que esta, deve ser otimizada para baixas velocidades (0 a 15 km/h), ter um alto desempenho para velocidades mais elevadas (15 a 120 km/h) e para velocidades superiores (120 a 500 km/h), a mobilidade entre as redes móveis deve ser mantida. Outro aspecto importante do 3G-LTE é a sua interoperabilidade com as redes já existentes. O tempo de interrupção durante o *handover* de um serviço em tempo real, do 3G-LTE para as restantes redes móveis, deve ser menor que 300 ms e para serviços em tempo não real deve ser menor que 500 ms. Além disso, no 3G-LTE, os terminais móveis devem ter tamanhos reduzidos, serem leves e terem um baixo consumo de energia. Tudo isto, com a finalidade de se conseguir uma maior economia de energia, para que seja viável a implantação de novos serviços. Na **Tabela 2.2**, estão representadas, de forma resumida, as principais características do 3G-LTE.

Tabela 2.2 - Parâmetros 3G-LTE [7].

Parâmetros	Informação
Ritmo de transmissão DL 64QAM (Mbit/s)	100 (1x1 SISO), 172 (2x2 MIMO), 340 (4x4 MIMO)
Ritmo de transmissão UL (Mbit/s)	50 (1x1 SISO QPSK/4QAM), 57 (1x2 SIMO 16QAM), 86 (1x4 SIMO 64QAM)
Tipo de dados	Comutação de pacotes
Largura de Banda (MHz)	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
Multiplexagem	FDD e TDD
Mobilidade	0-15 km/h (otimizado) 15-120 km/h (alto desempenho)
Latência	10ms
Método de Acesso	OFDMA (DL) DFT-S-OFDM (UL)
Modulações	QPSK/4QAM, 16QAM, 64QAM (UL/DL)

2.2.1 Método de Acesso

Uma das características chave do 3G-LTE é o uso das técnicas OFDMA no DL e DFT-S-OFDM no UL.

2.2.1.1 Introdução à Técnica OFDM

O OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) usa o princípio do FDM (*Frequency Division Multiplexing*), no qual múltiplos sinais são transmitidos simultaneamente, utilizando diferentes portadoras.

No FDM (**Figura 2.1**), a largura de banda total B é dividida em n sub-bandas. Entre cada sub-banda existe uma banda sem sinal, que é denominada banda de guarda. A banda de guarda, tem por finalidade evitar que o sinal de uma sub-banda interfira no sinal das bandas adjacentes.

Os sinais transmitidos não interferem uns nos outros, porque são modulados utilizando n frequências diferentes, e o uso de uma banda de guarda adequada, garante que não haja interferência entre as subportadoras. Devido à necessidade da banda de guarda entre cada subportadora, existe uma perda de eficiência espectral.

O OFDM é caracterizado pela sua eficiência e eficácia na transmissão de dados, mesmo em ambientes com multipercursos. No OFDM, as subportadoras estão espaçadas de maneira a fazerem um uso eficaz do espectro disponível, ao contrário do FDM, obtendo assim uma economia de banda (cerca de 50%) [3].

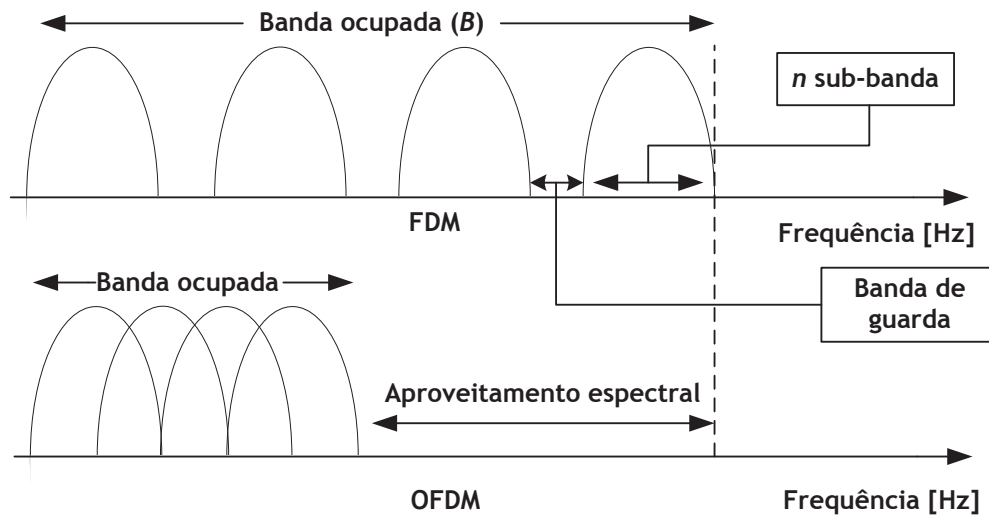


Figura 2.1 - Diferença entre FDM e OFDM.

2.2.1.2 Técnica OFDMA

A técnica OFDMA é uma extensão do OFDM, que divide a banda de transmissão num grande número de subportadoras de banda estreita, ortogonais e separadas de 15 kHz, onde cada uma delas, carregue informações independentes (Figura 2.2). O OFDMA distribui essas subportadoras entre múltiplos utilizadores. O uso desta técnica no DL apresenta algumas vantagens [3], como elevada eficiência espectral e imunidade contra multipercursos. Cada subportadora é modulada por diferentes modulações (QPSK/4QAM, 16QAM, 64QAM) consoante o estado do canal. Há dois aspectos importantes no OFDMA. O primeiro é que cada símbolo OFDM é precedido por um CP (*Cyclic Prefix*), que é utilizado para eliminar a ISI (*Intersymbol Interference*). O segundo aspecto é que as subportadoras estão estreitamente espaçadas, de maneira a fazerem um uso eficaz do espectro disponível, ao contrário da forma de multiplexagem usada nas tecnologias anteriores (FDM), obtendo assim uma economia de banda (cerca de 50%).

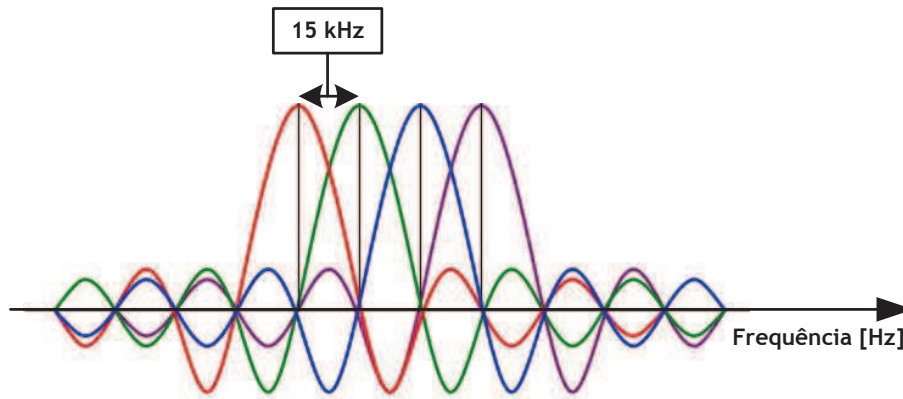


Figura 2.2 - Subportadoras OFDM.

Considerando que o canal não é ideal, existem vários sinais a chegar ao receptor, desfasados e atrasados devido aos multipercursos (ver capítulo 3). O atraso provocado pelo multipercurso pode provocar ISI. As próximas figuras, demonstram como a ISI pode prejudicar a informação recebida. Na **Figura 2.3**, três símbolos OFDM são transmitidos por um canal sujeito a multipercurso e na **Figura 2.4**, pode-se ver que devido ao atraso do primeiro símbolo OFDM, existe ISI.

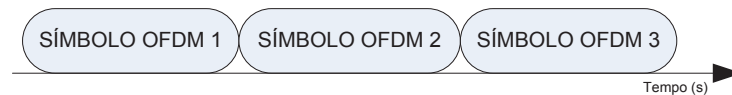


Figura 2.3 - Sequência de símbolos OFDM

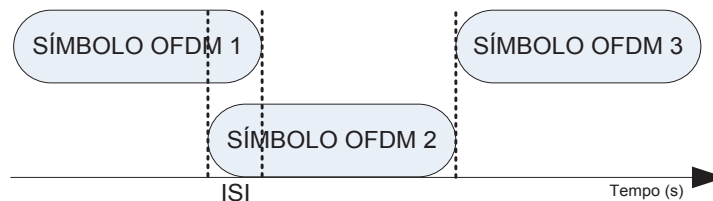


Figura 2.4 - Símbolos OFDM transmitidos com ISI.

A solução para este problema é a colocação de um intervalo de guarda, designado por CP, entre a transmissão dos símbolos, com um período de pelo menos o maior atraso encontrado no canal [3]. Portanto, com o objectivo de manter os símbolos OFDM suficientemente afastado uns dos outros, deve ser inserido no início de cada símbolo OFDM, as últimas G amostras deste mesmo símbolo (Figura 2.5). Os diferentes períodos de CP estão representados na Tabela 2.3 [3].

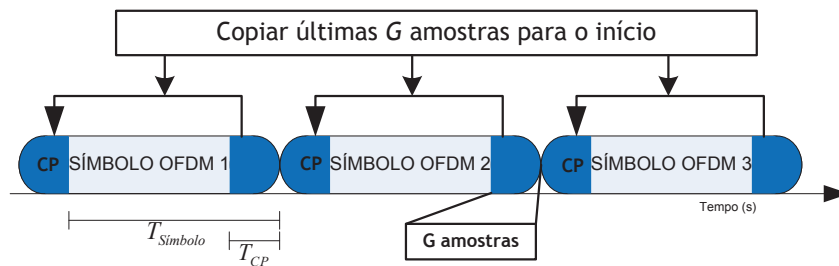


Figura 2.5 - Símbolos OFDM com CP.

Tabela 2.3 - Períodos CP.

Duração CP	CP normal	5.2 μ s primeiro símbolo 4.69 μ s restantes símbolos
	CP estendido	16.67 μ s todos os símbolos

Com a introdução de um CP suficientemente comprido, garante-se a ausência da ISI. A **Figura 2.6** exemplifica bem esta situação. Mesmo havendo interferência entre o primeiro e o segundo símbolo, como o atraso do primeiro símbolo não é maior que o tamanho do CP, a sequência transmitida não apresenta ISI. Manter um sistema sem ISI apresenta uma desvantagem, que é a diminuição do ritmo de transmissão.

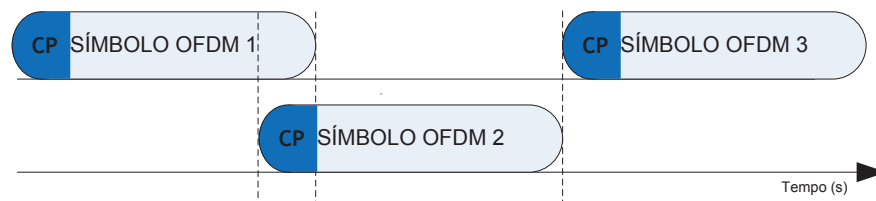


Figura 2.6 - Símbolos OFDM transmitidos sem ISI.

Num sistema OFDMA, a modulação e a desmodulação são feitas no domínio da frequência. Cada símbolo é modulado separadamente. Isto é útil uma vez que se conhece a resposta do canal, podendo usar esquemas com maior eficiência espectral nas subportadoras que têm melhor resposta de canal. Depois de modulado, o sinal passa para o domínio do tempo, através da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), para se acrescentar o CP (**Figura 2.7**) e enviar o sinal para o canal.

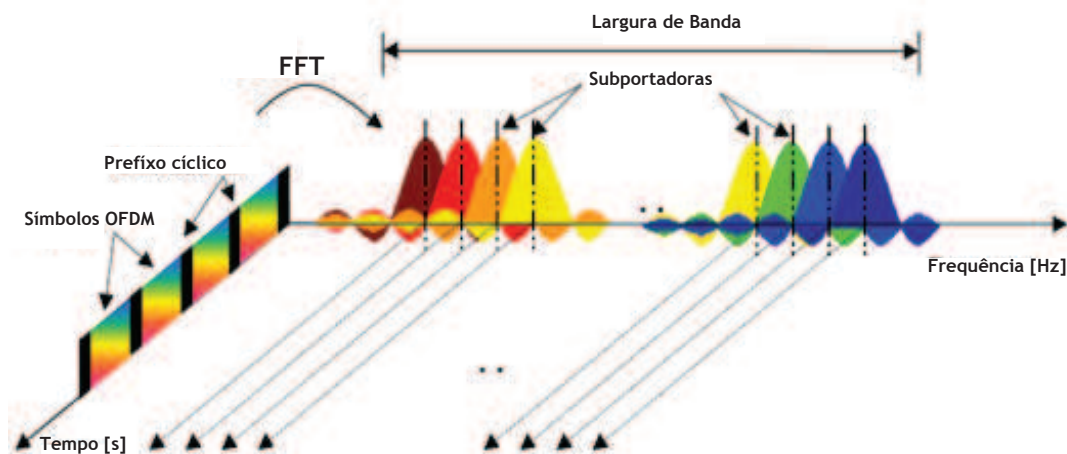


Figura 2.7 - Sinal OFDM no domínio da frequência e tempo.

Quando o sinal chega ao receptor é removido o CP e transformado para o domínio da frequência, através da FFT (*Fast Fourier Transform*). No domínio da frequência, o sinal passa por um equalizador utilizando alguns algoritmos (MMSE, ZF, etc..). Por fim, o sinal é desmodulado e obtido o sinal estimado. A **Figura 2.8**, serve para melhor ilustrar os passos acima da transmissão e recepção.

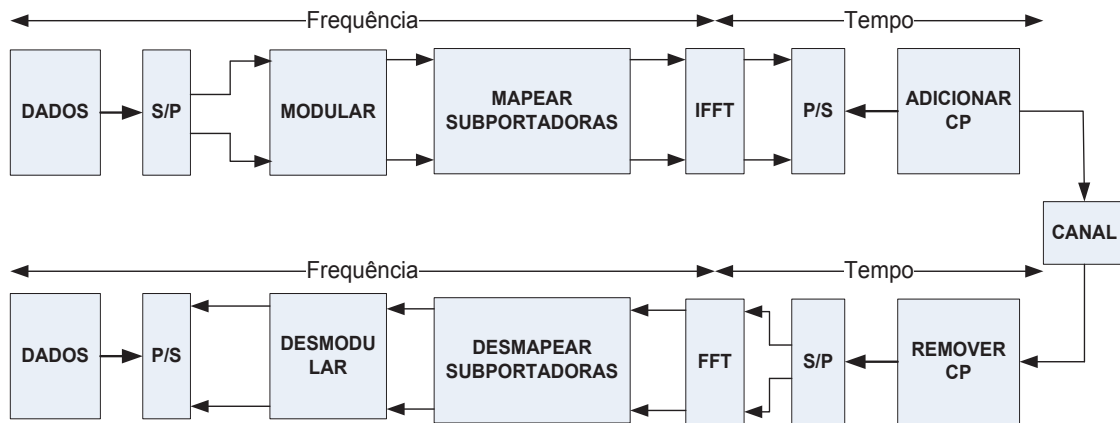


Figura 2.8 - Diagrama de blocos do 3G-LTE no DL.

2.2.1.3 Técnica DFT-S-OFDM

Os requisitos do 3G-LTE no UL diferem dos requisitos no DL, de várias maneiras. Sem qualquer margem para dúvidas, o consumo de energia é uma questão fulcral para os terminais móveis. Uma das principais preocupações no OFDMA, é o facto de apresentar um elevado valor de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*).

O DFT-S-OFDM, utiliza a técnica SC-FDMA (*Single Carrier-Frequency Division Multiple Access*), permitindo o mapeamento para cada utilizador no domínio da frequência, e é actualmente a solução para o método de acesso no UL, escolhido para o 3G-LTE. Esta técnica, apresenta a mesma complexidade e desempenho do OFDMA, utilizando apenas uma portadora e equalização no domínio da frequência [3]. Devido à sua estrutura de portadora única, contém um baixo valor de PAPR, apresentando-se assim como uma boa alternativa ao OFDMA.

Tal como o OFDMA, o DFT-S-OFDM divide a largura de banda em múltiplas subportadoras ortogonais. O uso do CP, que é idêntico ao do DL, serve como prevenção contra a ISI, entre os símbolos DFT-S-OFDM. Além disso, o DFT-S-OFDM e o OFDMA apresentam características semelhantes, como a resistência a multipercursos e a alocação flexível de espectro.

No OFDMA, os símbolos são directamente modulados por cada subportadora de forma independente (Figura 2.9a). No domínio do tempo, o sinal apresenta uma grande diferença entre o valor máximo e eficaz, resultando um elevado valor de *back-off*, o que implica pouca eficiência de potência (Figura 2.9b). No caso do DFT-S-OFDM, a modulação usada para cada subportadora é a mesma (Figura 2.10a), apresentando uma diferença entre o valor máximo e eficaz bastante menor, resultando assim um valor de *back-off* mais baixo (Figura 2.10b). O valor de PAPR, é definido pela equação seguinte:

$$PAPR = \frac{|x|_{\text{máximo}}}{x_{\text{eficaz}}} \quad (2.1)$$

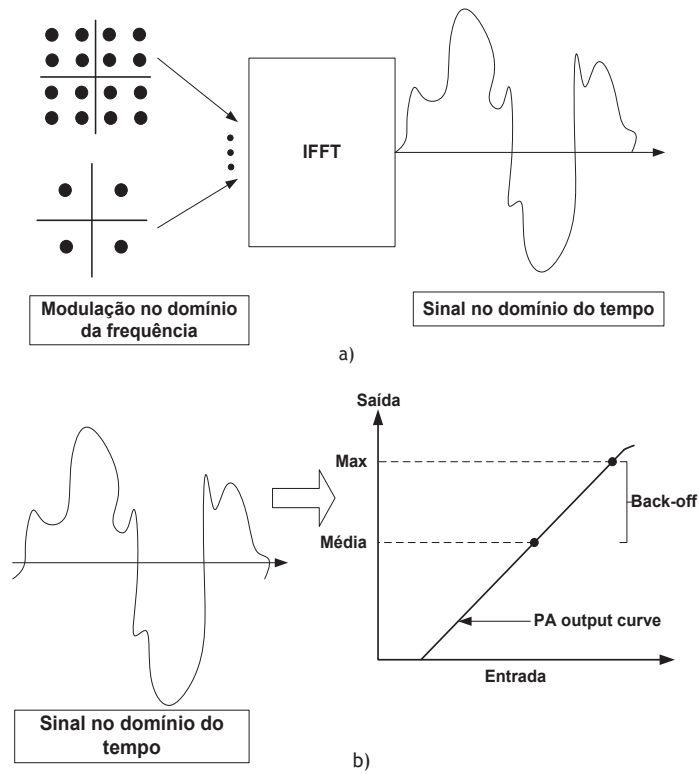


Figura 2.9 - Representação (a) do sinal OFDM no domínio da frequência e tempo (b) e do *back-off* necessário [8].

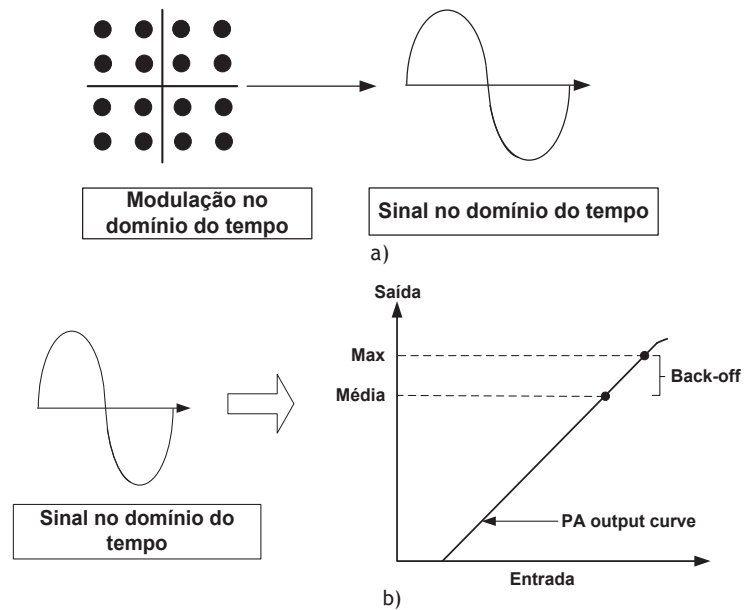


Figura 2.10 - Representação (a) do sinal DFT-S-OFDM no domínio do tempo (b) e do *back-off* necessário [8].

Na Figura 2.11, é representado o diagrama de blocos de um sistema DFT-S-OFDM. Os símbolos são modulados no domínio do tempo e transformados para o domínio da frequência através da FFT. Esta FFT é acrescentada para que seja feito o mapeamento dos utilizadores nas subportadoras. Depois do mapeamento o sinal volta para o domínio do tempo, através da IFFT, é acrescentado o CP e é transmitido. No receptor, é removido o CP e o sinal volta para o domínio da frequência (através da FFT), para que seja feito o desmapeamento das subportadoras. O sinal

passa por um equalizador utilizando alguns algoritmos (MMSE, ZF, etc..). Por fim, o sinal volta para o domínio do tempo (através da IFFT) e é desmodulado, obtendo-se assim o sinal estimado.

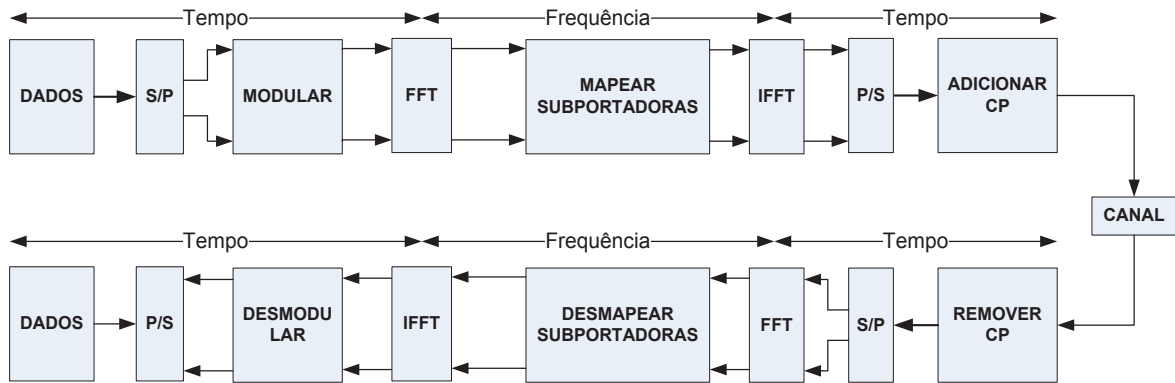


Figura 2.11 - Diagrama de blocos 3G-LTE UL.

O mapeamento das subportadoras, pode ser feito da forma localizada ou distribuída (Figura 2.12) [9]. Na forma localizada, o sistema escolhe subportadoras consecutivas para fazer a alocação dos dados. Na forma distribuída, as subportadoras são separadas de forma igual.

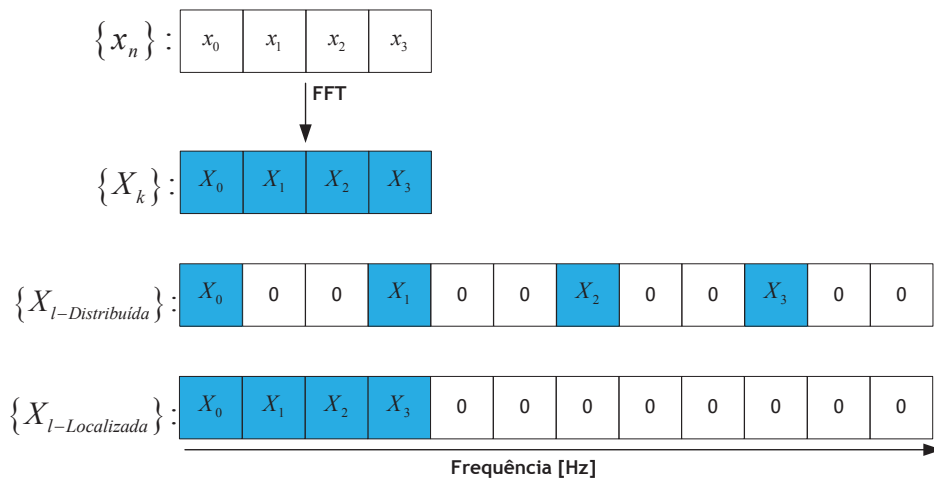


Figura 2.12 - Mapeamento das subportadoras da forma localizada e distribuída [9].

2.2.2 Grelha de Recurso do 3G-LTE

A grelha de recurso, para o DL e UL do 3G-LTE, pode ser analisada no domínio do tempo e da frequência. Para o exemplo, considere-se uma banda mínima de 1.4 MHz (Figura 2.13)).

No domínio do tempo [10], a trama tem uma duração de 10 ms e é subdividida em dez sub-tramas de 1 ms. Cada sub-trama é dividida em dois slots de 0,5 ms, cada um composto por seis (para um CP estendido) ou sete (para um CP normal) símbolos OFDM/DFT-S.OFDM. Para o exemplo, considere-se um CP normal, portanto cada slot é constituído por sete símbolos OFDM/DFT-S.OFDM e os seus respectivos CP.

No domínio da frequência, o espaçamento entre as subportadoras é de 15 kHz. Cada RB (*Resource Block*) é constituído por 12 subportadoras, com um tamanho total de 180 kHz. A unidade mais pequena (15 kHz) da grelha de recursos é o RE (*Resource Element*), em que cada um dos RE's transporta dados modulados (QPSK/4QAM, 16QAM ou 64QAM). A cada utilizador é alocado um número dos assim chamados RB. Quanto mais RB's um utilizador receber, e quanto mais alta a modulação usada nos RE's, mais elevado é o ritmo de transmissão. Na Tabela 2.4, estão representados os parâmetros do OFDMA/ DFT-S-OFDM do 3G-LTE.

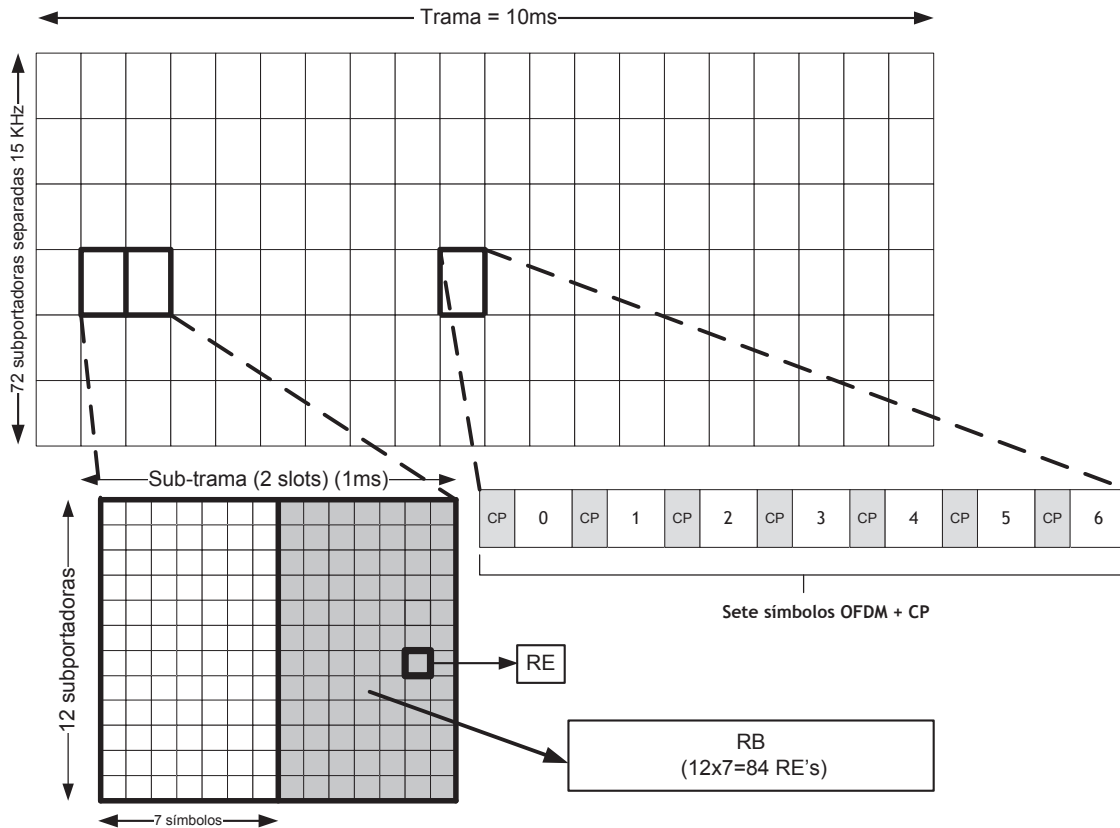


Figura 2.13 - Grelha de recurso para o DL e UL do 3G-LTE [3].

Tabela 2.4 - Parâmetros 3G-LTE do UL e DL [3].

Largura de Banda (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Tamanho FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Número de subportadoras	72	180	300	600	900	1200
Número de RB's	6	15	25	50	75	100
Duração Sub-Trama	1ms					
Duração slot	0.5ms					
Espaçamento das subportadoras	15 kHz					
Duração dos símbolos	66,67 µs					
Duração do CP	CP Normal: 5.2 µs primeiro símbolo 4.69 µs restantes símbolos CP Estendido: 16.67 µs todos os símbolos					
Número de símbolos por RB	7(CP Normal) 6(CP Estendido)					
Número de subportadoras por RB	12					

2.2.3 Codificação e Modulação

Tanto no DL como no UL, o 3G-LTE usa as modulações QPSK/4QAM, 16QAM e 64QAM. A grande vantagem do 3G-LTE usar diferentes modulações, é de poder escolher qual delas usar conforme o estado do canal, permitindo assim, haver flexibilidade na eficiência espectral. Por exemplo, para uma situação em que o canal está degradado, é possível a escolha de uma modulação mais robusta e menos eficiente (QPSK/4QAM). Caso o canal esteja bom, uma modulação de ordem superior é usada, como por exemplo a de 64QAM. Nas Figuras 2.14, 2.15 e 2.16, estão representadas as constelações das modulações usadas no 3G-LTE.

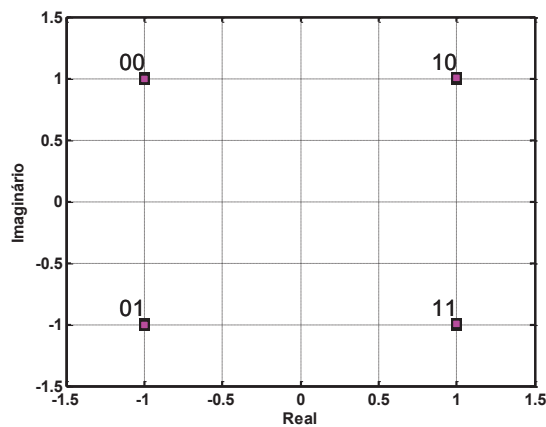


Figura 2.14 - Constelação QPSK/4QAM.

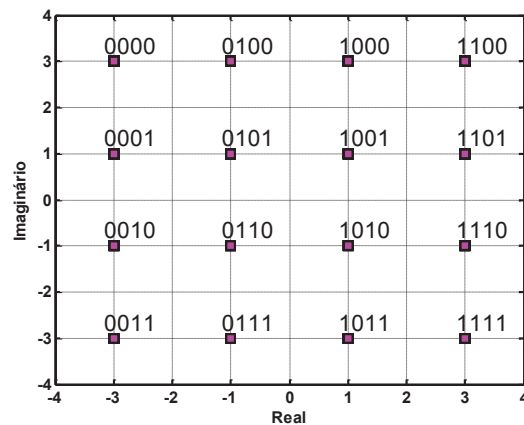


Figura 2.15 - Constelação 16QAM.

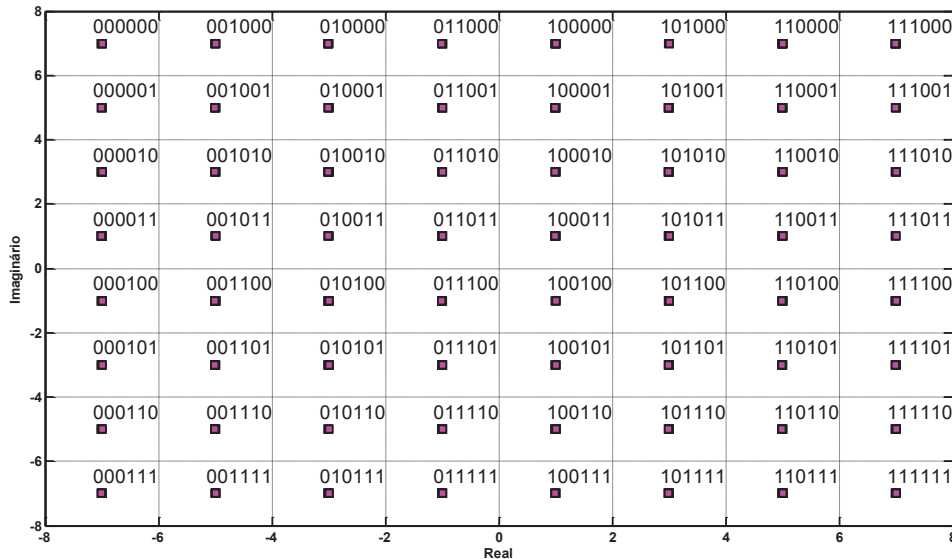


Figura 2.16 - Constelação 64QAM.

Na codificação de canal, o 3G-LTE utiliza o TC, constituído por dois codificadores CRS (Convencionais Recursivos e Sistemáticos) de oito estados concatenados em paralelo, com *rate* de 1/3 ou 1/2 (Figura 2.17). Os algoritmos de decodificação usados são o MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP [3].

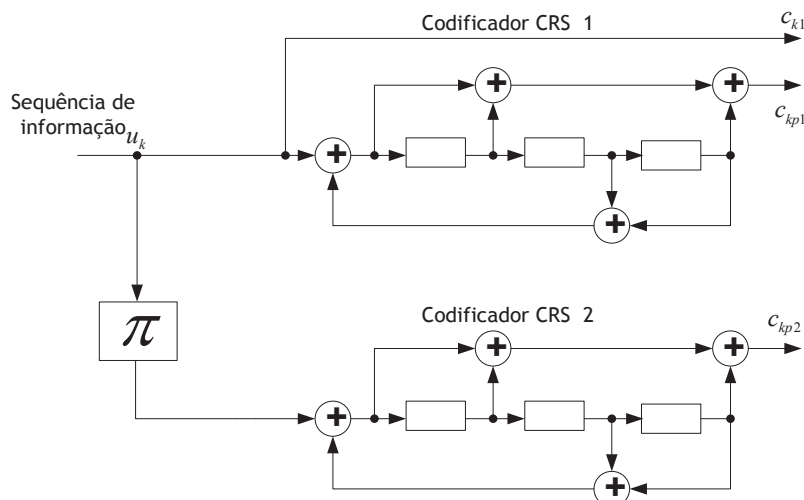


Figura 2.17 - Esquema de TC usado no 3G-LTE.

2.2.4 Múltiplas Antenas

Devido à necessidade de ritmos de transmissão elevados, exigidos pelos novos serviços de multimédia (*Internet* sem fios, videoconferência e televisão digital) e serviços de melhor qualidade, as comunicações móveis precisam de propor novas técnicas para aumentar a capacidade do canal móvel. Para atender estes pedidos, uma das características do 3G-LTE é usar sistemas MIMO.

No 3G-LTE, as configurações da *Release 8*, no DL, suportam a tecnologia MIMO com um máximo de quatro antenas de transmissão e de recepção. No entanto, no UL, embora disponha de múltiplas antenas de recepção (para suportar o DL MIMO), apenas uma é utilizada para a transmissão. O suporte de múltiplas antenas de transmissão no terminal móvel é uma funcionalidade em estudo no âmbito do LTE-A.

O 3G-LTE adopta diferentes soluções MIMO [3]:

- Esquemas com diversidade de transmissão/recepção por blocos, usando a codificação STBC, que têm como objectivo melhorar o desempenho do sistema, ou seja, melhorar a eficiência de potência.
- Multiplexagem espacial, usando o LST, com objectivo de aumentar a eficiência espectral do sistema, aumentando assim o ritmo de transmissão.

2.3 O Futuro das Comunicações Móveis

Nesta secção, é feita uma breve descrição do LTE-A, que é candidato a ser uma tecnologia de quarta geração. Alguns dos requerimentos são listados abaixo [11]:

- Compatibilidade de serviços com outras tecnologias de acesso, como o WiMAX ou Wifi.
- Serviços móveis com alta qualidade.
- Permitir MIMO no UL.
- Aumento dos ritmos de transmissão, que devem chegar no mínimo a 100 Mbit/s no DL e 50 Mbit/s no UL, com alta mobilidade, e 1 Gbit/s no DL e 500 Mbit/s no UL, com baixa mobilidade.
- Suporte MIMO com 8 antenas de transmissão e de recepção.
- A eficiência espectral deve ser de 30 bit/s/Hz para o DL, considerando um esquema de 8 antenas de transmissão e de recepção, e 15 bit/s/Hz para o UL, considerando um esquema de 4 antenas de transmissão e de recepção.
- Para além das bandas alocadas no 3G-LTE, o LTE-A permite também as bandas: 450-470 MHz, 698-862 MHz, 790-862 MHz, 2.3-2.4 GHz, 3.4-4.2 GHz, 4.4-4.99 GHz.
- Agregação de banda, permitindo bandas maiores (100MHz).

Capítulo 3

3 Sistemas de Comunicação Móvel

Nas comunicações móveis são necessários serviços e aplicações com melhor qualidade, menores probabilidades de erro e maiores ritmos de transmissão. Sendo o canal de transmissão responsável pela introdução de ruído, interferências e desvanecimento, a informação recebida aparece degradada, sendo necessário o uso de técnicas para melhorar o desempenho.

As comunicações móveis tradicionais que usam sistemas com uma antena de transmissão e uma de recepção (Figura 3.1a), designadas por SISO, não são eficientes para combater o desvanecimento. Portanto como soluções, nesta dissertação, recorre-se aos seguintes sistemas:

- Sistemas SIMO (Figura 3.1b), que consistem na transmissão da informação por uma antena e a recepção por várias.
- Sistemas MISO (Figura 3.2a), que consistem na transmissão da informação por várias antenas e a recepção apenas por uma.
- Sistemas MIMO (Figura 3.2b), que consistem na transmissão e na recepção da informação por várias antenas.

Por simplicidade, as antenas de transmissão são designadas por TX e as de recepção por RX.

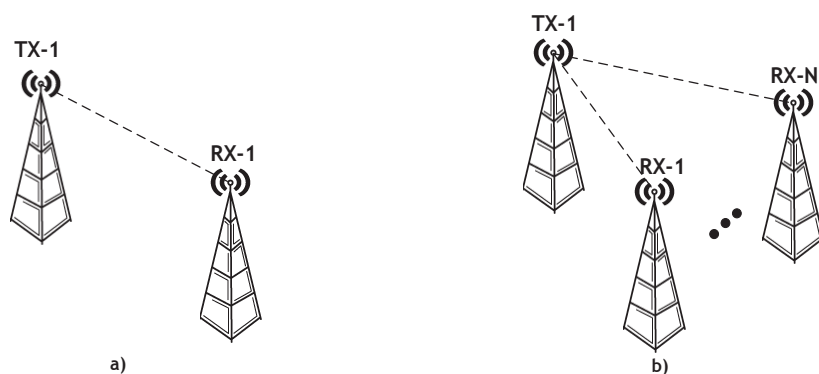


Figura 3.1 - Representação dos sistemas (a) SISO e (b) SIMO.

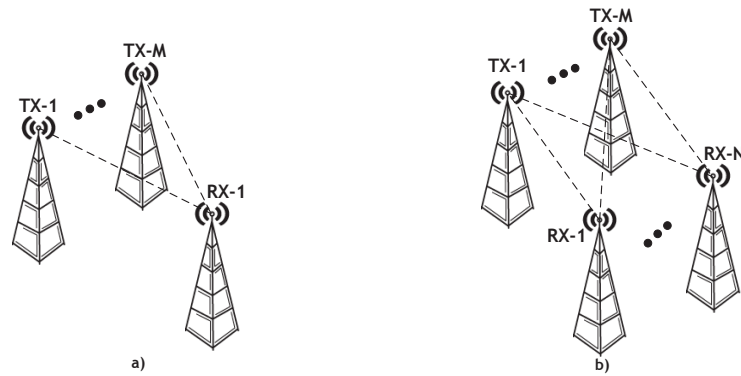


Figura 3.2 - Representação dos sistemas (a) MISO e (b) MIMO.

3.1 Desvanecimento

O canal de transmissão tem um papel fundamental nas comunicações móveis. Uma das grandes dificuldades da propagação de dados por um canal móvel é o desvanecimento. O desvanecimento divide-se em dois grupos [12]:

- O desvanecimento lento (*slow fading*) (Figura 3.3), que pode ser causado por obstáculos entre o transmissor e o receptor, reduzindo assim a potência recebida no receptor.

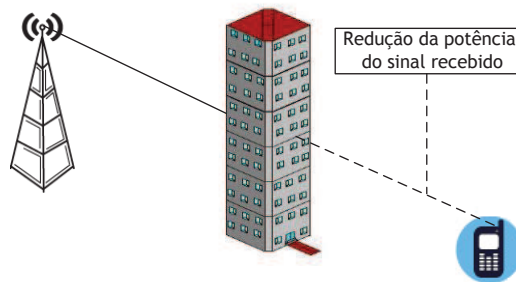


Figura 3.3 - Representação do desvanecimento lento.

- O desvanecimento rápido (*fast fading*) (Figura 3.4), que é a chegada do sinal por múltiplos caminhos, designado por multipercurso, devido às reflexões causadas pelos obstáculos. Um sinal sujeito a multipercurso, chega ao receptor com amplitudes, fases e atrasos aleatórios, podendo assim degradar o sinal.

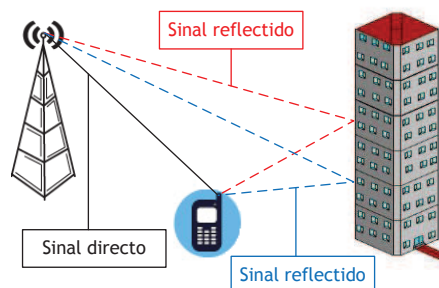


Figura 3.4 - Representação do multipercurso (desvanecimento rápido).

Para além da degradação do sinal, o desvanecimento rápido provoca ISI, que consiste em sinais refletidos com atraso, resultando em interferências entre símbolos.

Quando o transmissor e o receptor não têm linha de vista, ou seja, o receptor apenas recebe sinais reflectidos, a envolvente de ruído pode ser descrita, estatisticamente, pela distribuição de *Rayleigh* [13]. Caso existir linha de vista e sinais reflectidos entre o transmissor e receptor, então a envolvente de ruído pode ser descrita, estatisticamente, pela distribuição de *Rice* [13]. Nesta dissertação, é utilizada a distribuição de *Rayleigh* (Figura 3.5), que é definida por [14]:

$$p(r) = \begin{cases} (r/\sigma^2) \exp(-r^2/2\sigma^2) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (3.1)$$

onde σ^2 é a variância.

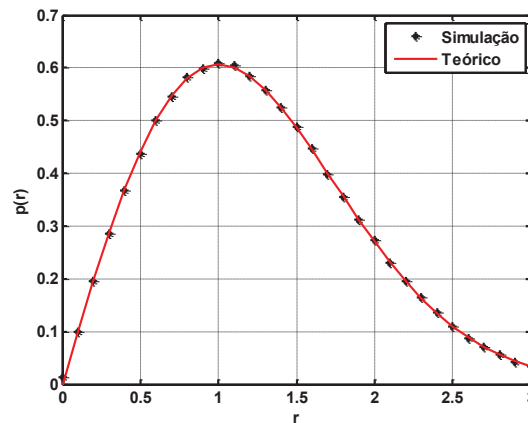


Figura 3.5 - Representação da distribuição de *Rayleigh*, com $\sigma^2 = 1$.

O desvanecimento rápido pode ser caracterizado por desvanecimento plano (*flat fading*) ou selectivo em frequência. No desvanecimento plano, a largura de banda do canal é maior do que a largura de banda do sinal. Sendo assim, o canal afecta da mesma forma todos os componentes do sinal transmitido. No desvanecimento selectivo em frequência, a largura de banda do canal é menor do que a largura de banda do sinal. Portanto, ao contrário do desvanecimento plano, no desvanecimento selectivo em frequência, alguns componentes do sinal transmitido são afectados pelo canal de maneira diferente uns dos outros. Nesta dissertação, considere-se que, a largura de banda do canal é maior do que a largura de banda do sinal transmitido, ou seja, considere-se um desvanecimento plano. Na Figura 3.6, está representado o canal *Rayleigh*.

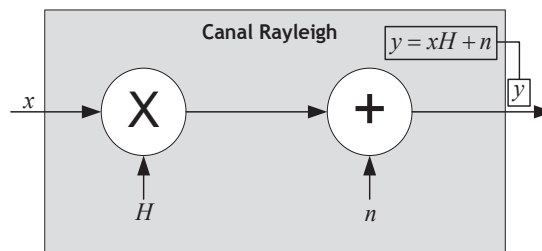


Figura 3.6 - Canal *Rayleigh*.

3.2 Sistemas SISO

As comunicações móveis tradicionais, designadas por SISO, não são eficientes para combater o desvanecimento. Na **Figura 3.7**, está representado o desempenho do sistema SISO, em que a curva teórica é dada pela equação (3.2). Na **Tabela 3.1** estão representados os parâmetros da simulação.

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right) \tag{3.2}$$

Tabela 3.1 - Parâmetros usados na simulação de um sistema SISO.

Modulação	4QAM
Antenas de transmissão (TX)	1
Antenas de recepção (RX)	1
Canal	Rayleigh
Comprimento palavra (bit)	640

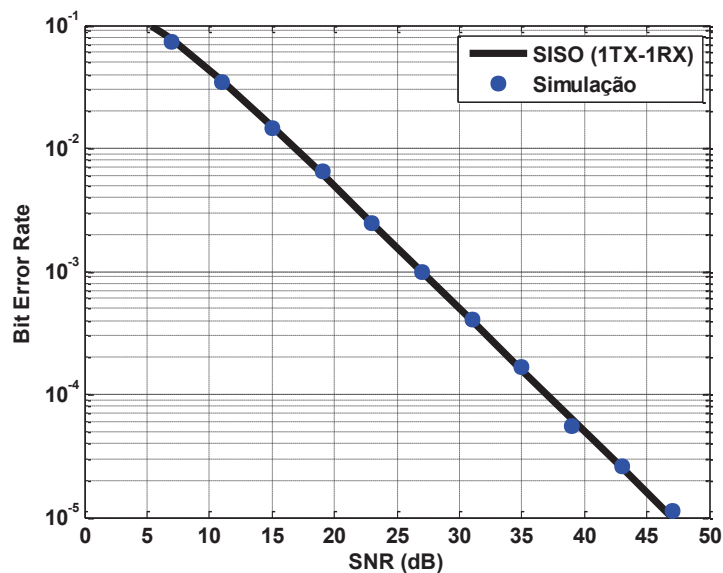


Figura 3.7 - Desempenho do sistema SISO.

Através da **Figura 3.7**, pode-se observar que é necessária uma SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) de cerca de 47 dB para obter uma probabilidade de erro de 10^{-5} . Portanto, com o objectivo de diminuir a SNR necessária, de modo a obter baixas probabilidades de erros, várias técnicas são estudadas ao longo deste capítulo.

3.3 Sistemas SIMO

Na secção anterior, é demonstrado que os sistemas SISO não são eficientes para combater o desvanecimento, proporcionando uma elevada SNR para obter baixas probabilidades de erro. Uma

das alternativas apresentada nesta secção, para combater o desvanecimento, é a diversidade. Existem diferentes técnicas de diversidade [14], como a diversidade temporal, diversidade na frequência e diversidade espacial.

Nesta dissertação, uma das técnicas usadas para combater o desvanecimento é a diversidade espacial na recepção, designada por SIMO. A diversidade espacial na recepção consiste no uso de múltiplas antenas para combinar o sinal recebido. Várias técnicas de combinação podem ser usadas, entre elas [14], a combinação por selecção (*Selection Combining*), a combinação de ganho igual (*Equal Gain Combining*) e a combinação por optimização (*Maximal Ratio Combining*, MRC). Nesta dissertação é usada a combinação MRC. Para uma melhor compreensão do funcionamento da combinação MRC, considere-se que, num certo instante de tempo, um único símbolo x_1 é transmitido através da antena de transmissão e recebido por N antenas de recepção (Figura 3.8). Depois da transmissão, os sinais recebidos são definidos por:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + n_1 \\ y_2 &= h_2 x_1 + n_2 \\ &\vdots \\ y_N &= h_N x_1 + n_N \end{aligned} \quad (3.3)$$

que podem ser representados por:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

onde h_1, h_2, \dots, h_N , correspondem aos canais entre a antena de transmissão e as N antenas de recepção e n_1, n_2, \dots, n_N correspondem às amostras de ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Na recepção, tem que se ter perfeito conhecimento do canal, para que seja feita a combinação MRC e a detecção por máxima verosimilhança [14]. A partir do sinal recebido e do canal estimado, de cada antena de recepção, obtém-se o símbolo combinado \tilde{x}_1 (equação (3.5)), que é enviado a um detector de máxima verosimilhança, para que se possa estimar o símbolo transmitido, neste caso o símbolo \hat{x}_1 (equação (3.6)).

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^N h_j^* y_j = \\ &= \sum_{j=1}^N h_j^* (h_j x_1 + n_j) = \\ &= \sum_{j=1}^N |h_j|^2 x_1 + h_j^* n_j \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\hat{x}_1 = \frac{\sum_{j=1}^N |h_j|^2 x_1 + h_j^* n_j}{\sum_{j=1}^N |h_j|^2} \tag{3.6}$$

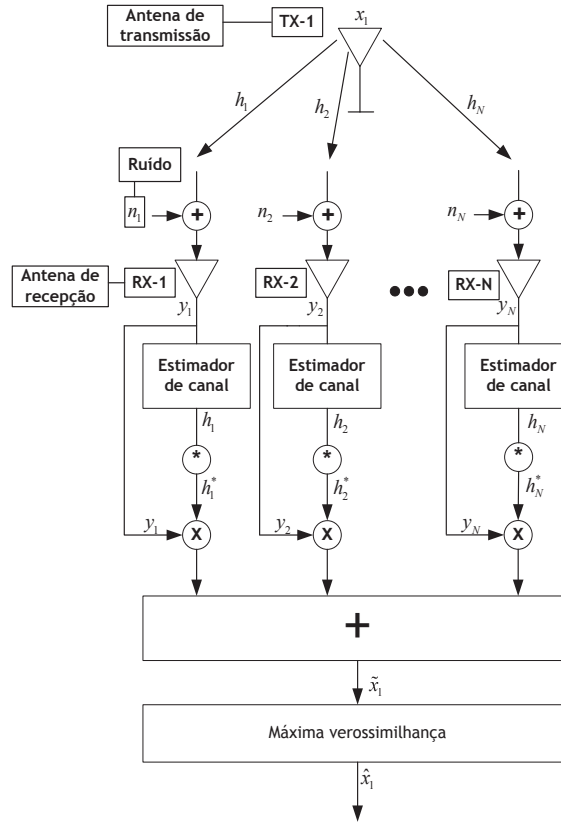


Figura 3.8 - Sistema SIMO com uma antena de transmissão e N de recepção.

Na Figura 3.9, está representado o desempenho dos sistemas SIMO usando um combinador do tipo MRC, em que as curvas teóricas de desempenho são definidas por:

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}} \right] \times \prod_{rx=0}^{N-1} \frac{|2i-1|}{rx! 2^{rx}} + \frac{E_b}{N_0}^{-rx} \tag{3.7}$$

Os parâmetros da simulação podem ser visualizados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Parâmetros usados na simulação dos sistemas SIMO.

Modulação	4QAM							
Antenas de transmissão (TX)	1							
Antenas de recepção (RX)	1	2	3	4	5	6	7	8
Combinador	MRC							
Canal	Rayleigh							
Comprimento palavra (bit)	640							

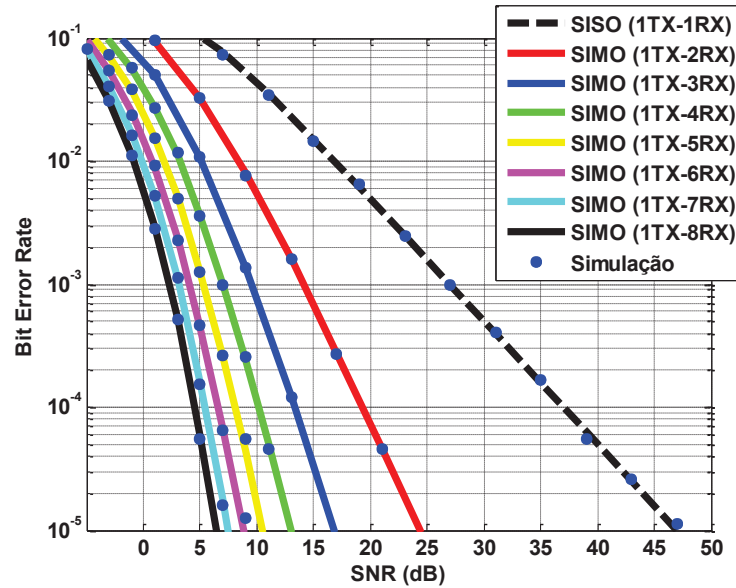


Figura 3.9 - Desempenho dos sistemas SIMO.

Pode-se observar, através da **Figura 3.9** e da **Tabela 3.3**, que ao usar múltiplas antenas de recepção consegue-se melhorar bastante o sinal, melhorando assim a eficiência de potência. Por exemplo, com a introdução da segunda antena, consegue-se uma melhoria de desempenho de cerca de 22.5 dB. Portanto, pode-se assim concluir que, quanto mais antenas houver na recepção, menor é a SNR necessária para se obter uma baixa probabilidade de erro. Contudo, a **Figura 3.9** e a **Tabela 3.3**, mostram que, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, o desempenho vai melhorando cada vez menos. Assim, à medida que se aumenta a diversidade, obtém-se uma diferença de SNR cada vez menor entre as curvas de desempenho (ganho) (**Figura 3.10**), fazendo com que a SNR tende para um valor mínimo de 5 dB (**Figura 3.11**).

Tabela 3.3 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para sistemas SIMO.

Antenas de recepção	1	2	3	4	5	6	7	8
SNR [dB]	47	24.5	17	13	10.75	9	7.5	6.5

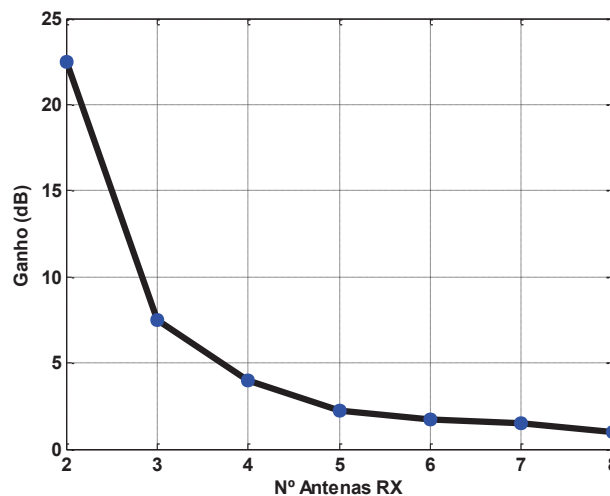


Figura 3.10 - Ganho para sistemas SIMO.

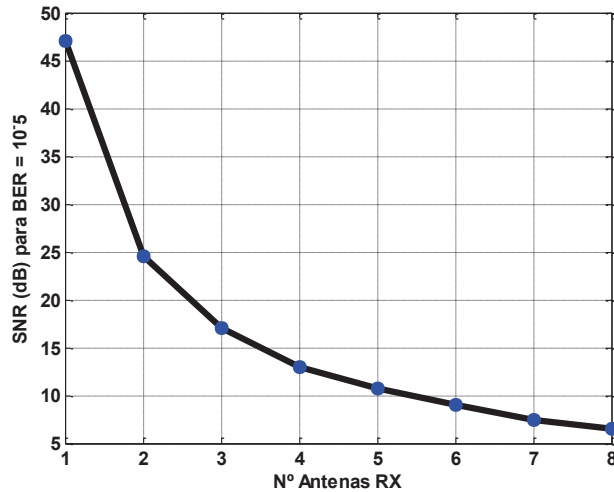


Figura 3.11 - SNR necessária para BER = 10⁻⁵, para sistemas SIMO.

3.4 Sistemas MISO

Depois de se demonstrar que, com os sistemas SIMO consegue-se melhorar a eficiência de potência, nesta secção e com o mesmo objectivo, são estudados os sistemas MISO, em que a diversidade na transmissão é conseguida através da codificação STBC.

Em 1998, Alamouti propôs um esquema simples de diversidade [1], com duas antenas de transmissão e uma de recepção, podendo ser generalizado para mais antenas de recepção. Este esquema consiste na transmissão de dois símbolos, em dois instantes de tempo. A codificação dos símbolos é feita no espaço e no tempo (Tabela 3.4). No instante de tempo t , são transmitidos dois símbolos, o símbolo x_1 pela primeira antena e o símbolo x_2 pela segunda antena. No instante de tempo $t+1$, os mesmos símbolos são transmitidos mas codificados, em que a primeira antena envia o símbolo $-x_2^*$ e a segunda envia o símbolo x_1^* (Figura 3.12).

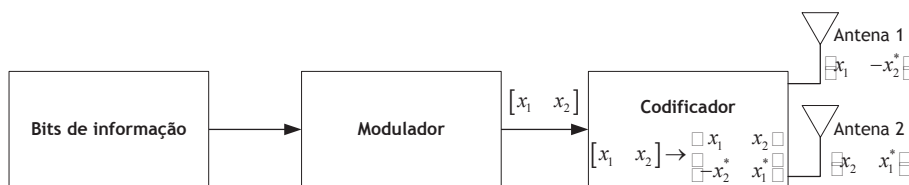


Figura 3.12 - Transmissão com o esquema de Alamouti [14].

Tabela 3.4 - Matriz de Alamouti.

Tempo	Antena 1	Antena 2
t	x_1	x_2
$t+1$	$-x_2^*$	x_1^*

Depois do sinal ser transmitido, este é recebido pela única antena receptora (Figura 3.13). O sinal recebido no instante de tempo t é representado na equação (3.8) e no instante de tempo $t+1$ na equação (3.9). Onde h_1 e h_2 correspondem aos canais entre as duas antenas de transmissão e a única antena de recepção. As varáveis n_1 e n_2 , correspondem às amostras de ruído AWGN nos respectivos instantes de tempo.

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \quad (3.8)$$

$$y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \quad (3.9)$$

As equações (3.8) e (3.9), podem ser representadas da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Na recepção, tem que se ter perfeito conhecimento do canal para que seja feita a descodificação STBC, através das equações (3.11) e (3.12) [14], e a detecção por máxima verosimilhança para que se possa estimar os símbolos \hat{x}_1 e \hat{x}_2 transmitidos, através das equações (3.15) e (3.16).

$$\tilde{x}_1 = h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \quad (3.11)$$

$$\tilde{x}_2 = h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \quad (3.12)$$

Desenvolvendo as equações (3.11) e (3.12), obtêm-se as equações (3.13) e (3.14).

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= h_1^* (x_1 h_1 + x_2 h_2 + n_1) + h_2 (-x_2^* h_1 + x_1^* h_2 + n_2) = \\ &= |h_1|^2 x_1 + h_1^* h_2 x_2 - h_1^* h_2 x_2 + |h_2|^2 x_1 + h_2 n_1^* = \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= h_2^* (x_1 h_1 + x_2 h_2 + n_1) - h_1 (-x_2^* h_1 + x_1^* h_2 + n_2) = \\ &= |h_2|^2 x_2 + h_2^* h_1 x_1 + h_2^* n_1 - h_2^* h_1 x_1 + |h_1|^2 x_2 - h_1 n_2^* = \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^* \end{aligned} \quad (3.14)$$

Os bits estimados \hat{x}_1 e \hat{x}_2 , são definidos por:

$$\hat{x}_1 = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \quad (3.15)$$

$$\hat{x}_2 = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^*}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \quad (3.16)$$

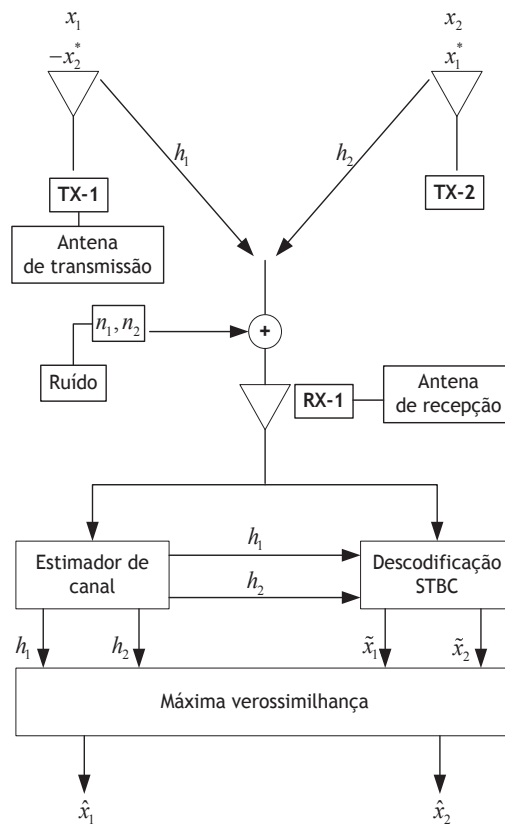


Figura 3.13 -Esquema de Alamouti com uma antena na recepção.

Tarokh et al em [2] generalizaram a matriz de Alamouti, apresentando diversas matrizes STBC para mais do que duas antenas de transmissão. Tal como na matriz de Alamouti, nas matrizes STBC, com mais de duas antenas de transmissão, as colunas representam o número de antenas de transmissão e as linhas os instantes de tempo. Para além da matriz de Alamouti, nesta dissertação são usadas matrizes STBC com quatro (equação (3.17)) e oito (equação (3.18)) antenas de transmissão.

$$\mathbf{X}_4^c = \begin{bmatrix}
 \square & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_4 & \square \\
 \square & -\mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_3 & \square \\
 \square & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2 & \square \\
 \square & -\mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_4^* & \square \\
 \square & -\mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_3^* & \square \\
 \square & -\mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_2^* & \square \\
 \square & -\mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \square
 \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

$$\begin{matrix}
 \square & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_5 & \mathbf{x}_6 & \mathbf{x}_7 & \mathbf{x}_8 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_6 & -\mathbf{x}_5 & -\mathbf{x}_8 & \mathbf{x}_7 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_7 & \mathbf{x}_8 & -\mathbf{x}_5 & -\mathbf{x}_6 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_8 & -\mathbf{x}_7 & \mathbf{x}_6 & -\mathbf{x}_5 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_5 & -\mathbf{x}_6 & -\mathbf{x}_7 & -\mathbf{x}_8 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_4 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_6 & \mathbf{x}_5 & -\mathbf{x}_8 & \mathbf{x}_7 & -\mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_3 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_7 & \mathbf{x}_8 & \mathbf{x}_5 & -\mathbf{x}_6 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_8 & -\mathbf{x}_7 & \mathbf{x}_6 & \mathbf{x}_5 & -\mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \square \\
 \square & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_5^* & \mathbf{x}_6^* & \mathbf{x}_7^* & \mathbf{x}_8^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_6^* & -\mathbf{x}_5^* & -\mathbf{x}_8^* & \mathbf{x}_7^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_7^* & \mathbf{x}_8^* & -\mathbf{x}_5^* & -\mathbf{x}_6^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_8^* & -\mathbf{x}_7^* & \mathbf{x}_6^* & -\mathbf{x}_5^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_5^* & -\mathbf{x}_6^* & -\mathbf{x}_7^* & -\mathbf{x}_8^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_4^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_6^* & \mathbf{x}_5^* & -\mathbf{x}_8^* & \mathbf{x}_7^* & -\mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_3^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_7^* & \mathbf{x}_8^* & \mathbf{x}_5^* & -\mathbf{x}_6^* & -\mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_2^* & \square \\
 \square & \mathbf{x}_8^* & -\mathbf{x}_7^* & \mathbf{x}_6^* & \mathbf{x}_5^* & -\mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \square
 \end{matrix} \tag{3.18}$$

Através da matriz de codificação é possível calcular a *rate* do sinal. A *rate* é calculada através do número de K símbolos enviados em T intervalos de tempo. Basicamente, a *rate* é o número de colunas (número de antenas de transmissão) a dividir pelo número de linhas (instantes de tempo) da matriz de codificação. A *rate* é definida por [14]:

$$R = \frac{K}{T} \tag{3.19}$$

A *rate* para o esquema de Alamouti pode ser visualizada na equação (3.20), para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão na equação (3.21) e para o esquema STBC com oito antenas de transmissão na equação (3.22).

$$R = \frac{K}{T} = \frac{2}{2} = 1 \tag{3.20}$$

$$R = \frac{K}{T} = \frac{4}{8} = \frac{1}{2} \tag{3.21}$$

$$R = \frac{K}{T} = \frac{8}{16} = \frac{1}{2} \tag{3.22}$$

Definida a *rate*, é possível definir a sua eficiência espectral, dada por [14]:

$$\varepsilon = R \log_2(C) \text{ (bit/s/Hz)} \tag{3.23}$$

onde R é a *rate* e C o número de símbolos da constelação.

O esquema de transmissão STBC com M antenas de transmissão e uma antena de recepção está representado na **Figura 3.14**. Para este novo esquema de transmissão, são definidos M novos canais independentes, designados por h_1, \dots, h_M .

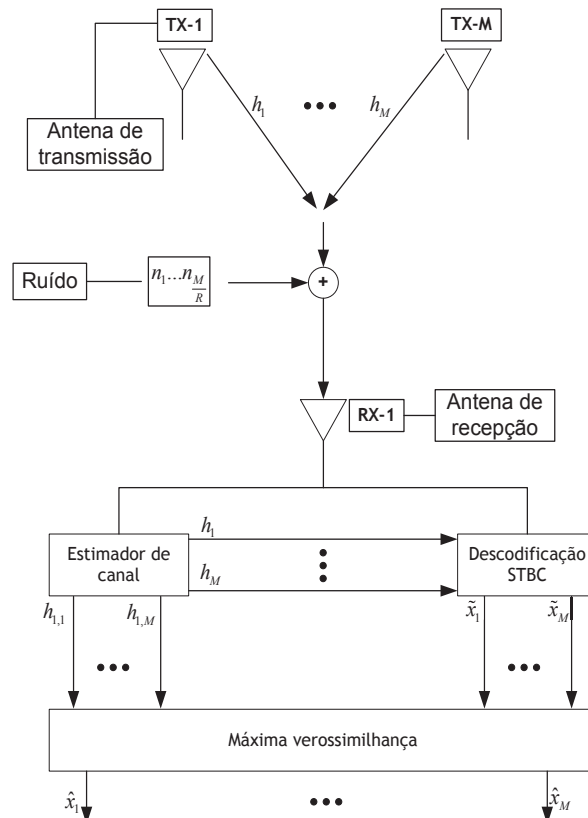


Figura 3.14 - Esquema STBC com M antenas de transmissão e uma de recepção.

Na Figura 3.15, estão representados os desempenhos das matrizes STBC (com 2, 4 e 8 antenas de transmissão). As curvas teóricas dos sistemas MISO são definidas por:

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1 + \frac{M}{E_b/N_0}} \prod_{i=0}^{M-1} \frac{|2i-1|}{2^{tx}} \left(1 + \frac{E_b}{N_0} \right)^{-tx}} \right] \quad (3.24)$$

Na Tabela 3.5 estão representados os parâmetros da simulação e na Tabela 3.6 a SNR necessária para obter uma probabilidade de erro de 10^{-5} .

Tabela 3.5 - Parâmetros usados na simulação MISO.

Modulação	4QAM			
Antenas de transmissão (TX)	1	2	4	8
Antenas de recepção (RX)	1			
Canal	Rayleigh			
Rate	1	1/2		
Comprimento palavra (bit)	640			

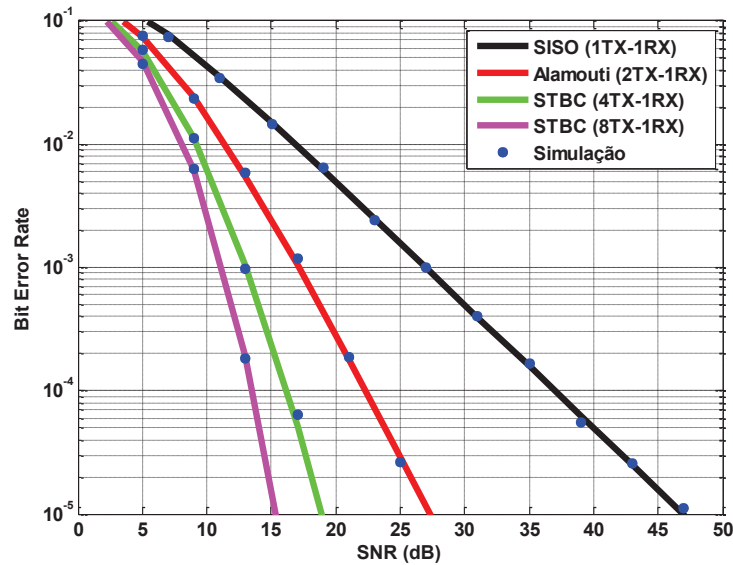


Figura 3.15 - Desempenho dos sistemas MISO com codificação STBC.

Tabela 3.6 - SNR necessária para BER=10⁻⁵, para sistemas MISO.

Esquema	(1TX-1RX)	(2TX-1RX)	(4TX-1RX)	(8TX-1RX)
SNR [dB]	47	27.5	19	15.5

Através da Figura 3.15 e da Tabela 3.6, pode-se observar que, com a introdução de antenas de transmissão consegue-se uma melhoria de desempenho, diminuindo significativamente a SNR.

Os esquemas STBC com mais de duas antenas de transmissão, apresentam melhores desempenhos do que o esquema de Alamouti, mas metade da *rate* (equações (3.20), (3.21) e (3.22)), ou seja, o ritmo de transmissão baixa para metade. Para uma melhor compreensão da diferença da *rate* entre os vários esquemas (Alamouti e STBC com quatro e oito antenas de transmissão), considere-se as Figuras 3.16 e 3.17. Na Figura 3.16 (esquema de Alamouti), estão ilustrados dois símbolos, que depois de codificados pela matriz da Tabela 3.4, cada antena envia dois símbolos, obtendo-se assim uma *rate* de 1. Já no esquema STBC com quatro antenas de transmissão (Figura 3.17), estão ilustrados quatro símbolos, que codificados pela matriz da equação (3.17), cada antena envia oito símbolos, o dobro dos símbolos originais. Portanto, o esquema STBC com quatro antenas de transmissão, apresenta uma *rate* de 1/2, ou seja, metade do que o esquema de Alamouti. Para um esquema STBC com oito antenas de transmissão o raciocínio é o mesmo, obtendo-se também uma *rate* de 1/2.

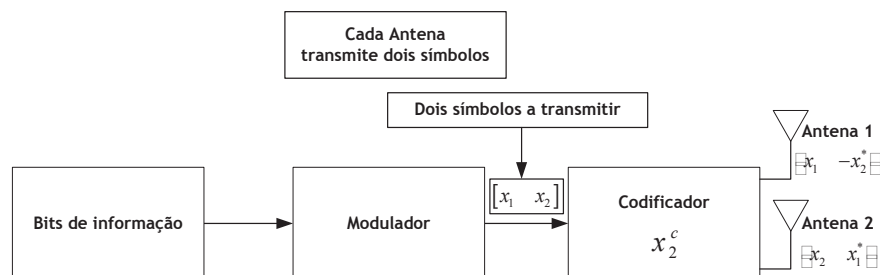


Figura 3.16 - Exemplo de transmissão com o esquema de Alamouti.

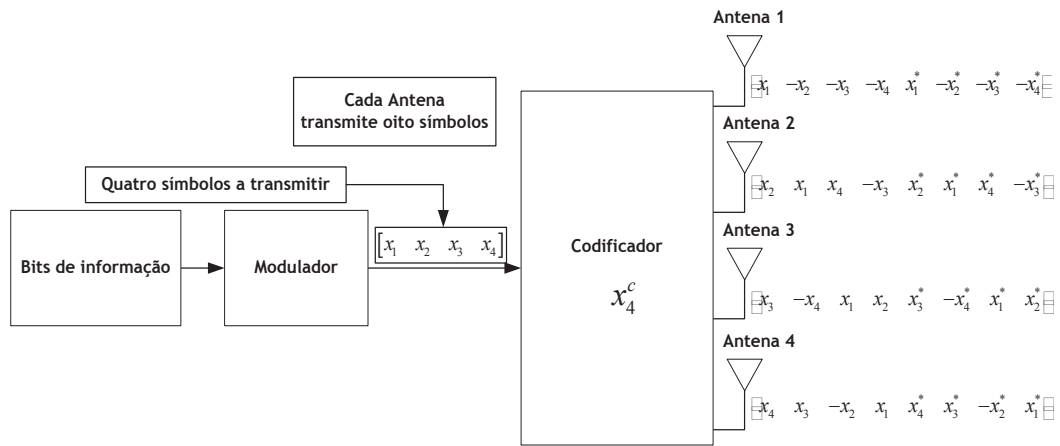


Figura 3.17 - Exemplo de transmissão com o esquema STBC com quatro antenas de transmissão.

Na Figura 3.18, é feita a comparação de desempenho dos sistemas SIMO e MISO e, na Tabela 3.7, é representada a SNR necessária para obter uma probabilidade de erro de 10^{-5} .

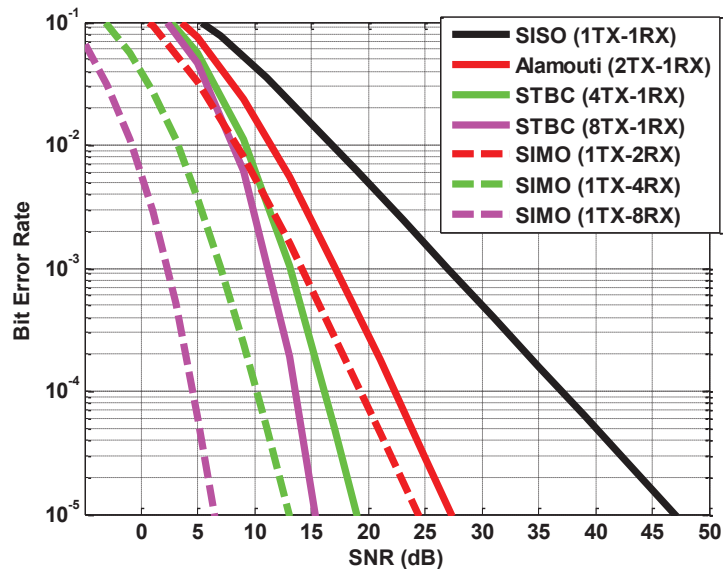


Figura 3.18 - Desempenho dos sistemas SIMO e MISO.

Tabela 3.7 - SNR necessária para BER= 10^{-5} , para sistemas SIMO e MISO.

Esquema	(1TX-1RX)	(2TX-1RX)	(4TX-1RX)	(8TX-1RX)
SNR [dB]	47	27.5	19	15.5
Esquema	(1TX-2RX)	(1TX-4RX)	(1TX-8RX)	
SNR [dB]	24.5	13	6.5	

Através da Figura 3.18 e da Tabela 3.7, pode-se observar que, os sistemas MISO apresentam uma degradação em relação aos sistemas SIMO. A razão dessa degradação, deve-se ao facto da energia radiada nos sistemas MISO ser partilhada por todas as antenas de transmissão. Já nos sistemas SIMO, a antena de transmissão radia com a energia total [14] (este raciocínio apenas é utilizado para sistemas que apresentem a mesma diversidade, dada por $M \times N$). Caso cada antena de transmissão nos sistemas MISO transmitir com a mesma energia da antena de transmissão dos sistemas SIMO, obtém-se o mesmo desempenho [14]. Na Figura 3.19, esta representado o desempenho do sistema SIMO (com quatro antenas de recepção) e do sistema MISO (com quatro antenas de transmissão), onde é possível visualizar uma melhoria de desempenho (cerca de 6 dB)

para o sistema SIMO. A melhoria de desempenho dos sistemas SIMO em relação aos sistemas MISO, para esquemas que apresentam a mesma diversidade, pode ser calculada por:

$$M_{Desempenho} = \left| 10 \log_{10} \frac{TX_{sistema1}}{TX_{sistema2}} \right| \quad (3.25)$$

sendo, neste exemplo, $TX_{sistema1}$ o número de antenas de transmissão do sistema SIMO e $TX_{sistema2}$ o número de antenas de transmissão do sistema MISO. Portanto, a melhoria de desempenho é de:

$$M_{Desempenho} = \left| 10 \log_{10} \frac{1}{4} \right| = 6 \text{ dB} \quad (3.26)$$

Na Figura 3.20, é representada a SNR necessária para obter uma probabilidade de erro de 10^{-5} , para os sistemas SIMO e MISO.

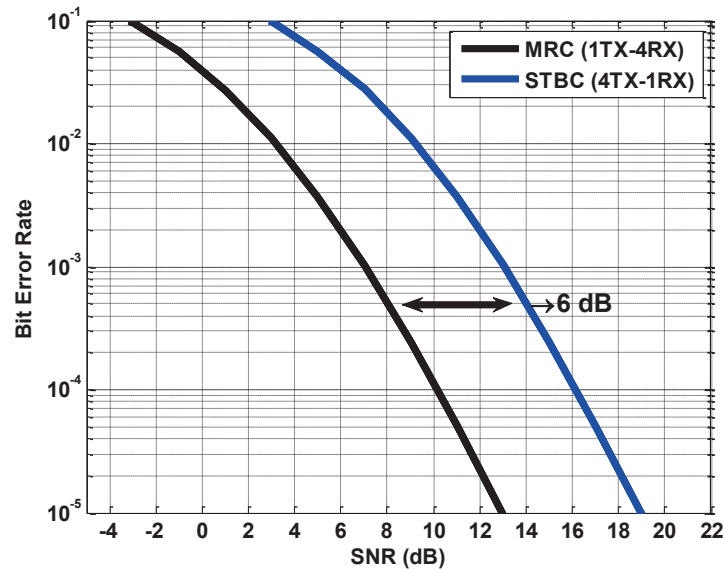


Figura 3.19 - Comparação de desempenho dos sistemas SIMO (1TX-4RX) e MISO (4TX-1RX).

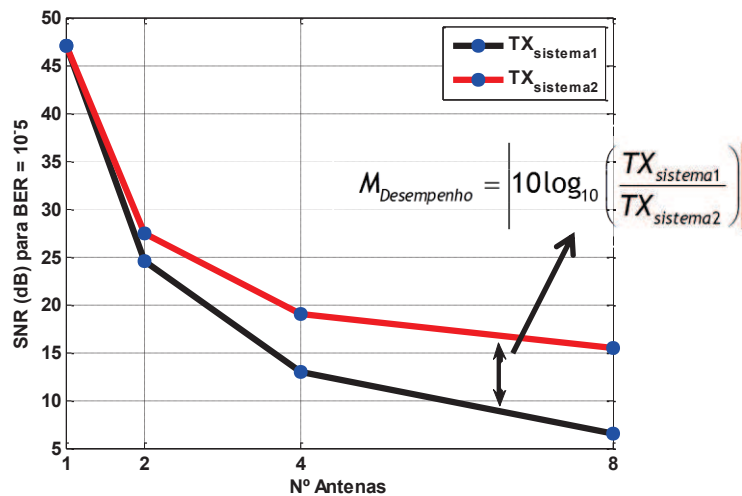


Figura 3.20 - SNR necessária para BER= 10^{-5} , para sistemas SIMO (com 1 antena de transmissão e 1, 2, 4 e 8 de recepção - curva preta) e MISO (com 1, 2, 4 e 8 antenas de transmissão e 1 de recepção - curva vermelha).

3.5 Sistemas MIMO

Nas secções 3.3 e 3.4, é descrito que o aumento de antenas na transmissão ou na recepção melhora a eficiência de potência. No entanto, com o aumento da diversidade, a melhoria de desempenho diminui, com a SNR a tender para um valor mínimo.

Esta secção tem como objectivo juntar os dois sistemas (SIMO e MISO), descritos nas secções 3.3 e 3.4, de modo a criar sistemas MIMO. Nestes sistemas, a diversidade na transmissão é obtida através da codificação STBC e a diversidade na recepção com a combinação MRC. A Figura 3.21 mostra um diagrama geral de um sistema MIMO.

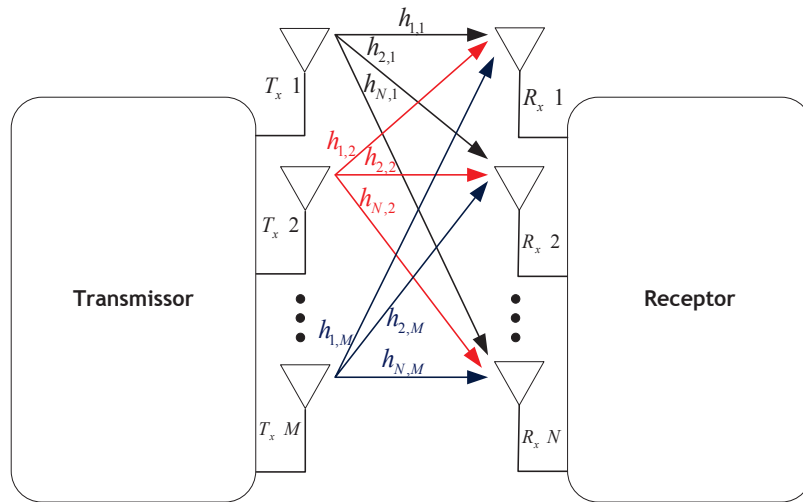


Figura 3.21 - Diagrama de blocos geral de um sistema MIMO.

O sinal recebido no sistema MIMO pode ser representado pela seguinte equação:

$$y = Hx + n \tag{3.27}$$

onde $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_M]^T$ é o vector de símbolos recebidos, H é a matriz que representa o canal

(equação (3.28)), $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_M]^T$ é o vector de símbolos enviados e $n = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_{MN}]^T$

é um vector complexo de ruído AWGN, nos respectivos instantes de tempo.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

Na matriz do canal H , os elementos h_{NM} correspondem aos elementos da M -ésima antena de transmissão e N -ésima antena de recepção. As amplitudes desses elementos h_{NM} são caracterizadas por uma distribuição do tipo *Rayleigh*.

Como é dito anteriormente, um esquema STBC com M antenas de transmissão pode ser composto por mais de que uma antena na recepção. Para uma melhor compreensão, é usado o exemplo do esquema de Alamouti com duas antenas de transmissão e duas de recepção (Figura

3.22). O método de transmissão é igual ao método do esquema de Alamouti com duas antenas de transmissão e uma de recepção (Figura 3.13). Para este novo esquema de transmissão, são definidos dois novos canais independentes, designados por $h_{2,1}$ e $h_{2,2}$. Tal como no esquema de Alamouti da Figura 3.13, cada uma das antenas envia os símbolos codificados sob forma matricial (Tabela 3.4). Os sinais recebidos pelas antenas de recepção, no instante de tempo t , são dados pelas equações (3.29) e (3.31) e, no instante de tempo $t+1$, pelas equações (3.30) e (3.32).

$$y_1 = x_1 h_{1,1} + x_2 h_{1,2} + n_1 \quad (3.29)$$

$$y_2 = -x_2^* h_{1,1} + x_1^* h_{1,2} + n_2 \quad (3.30)$$

$$y_3 = x_1 h_{2,1} + x_2 h_{2,2} + n_3 \quad (3.31)$$

$$y_4 = -x_2^* h_{2,1} + x_1^* h_{2,2} + n_4 \quad (3.32)$$

Generalizando as equações (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32), fica [14]:

$$y_t^j = x_1 h_{j,1} + x_2 h_{j,2} + n_1^j \quad (3.33)$$

$$y_{t+1}^j = -x_2^* h_{j,1} + x_1^* h_{j,2} + n_2^j \quad (3.34)$$

as equações (3.33) e (3.34), representam os sinais recebidos na j -ésima antena de recepção (1, 2, ..., N), para os instantes de tempos t e $t+1$.

Na recepção, tal como no esquema de Alamouti da Figura 3.13, tem que se ter perfeito conhecimento do canal para que seja feita a descodificação STBC e a combinação MRC, através das equações (3.35) e (3.36), e a detecção por máxima verosimilhança para que se possa estimar os símbolos \hat{x}_1 e \hat{x}_2 transmitidos, através das equações (3.39) e (3.40).

$$\tilde{x}_1 = h_{1,1}^* y_1^1 + h_{1,2} (y_2^1)^* + h_{2,1}^* y_1^2 + h_{2,2} (y_2^2)^* \quad (3.35)$$

$$\tilde{x}_2 = h_{1,2}^* y_1^1 - h_{1,1} y_2^1 + h_{2,2}^* y_1^2 - h_{2,1} (y_2^2)^* \quad (3.36)$$

Generalizando as equações (3.35) e (3.36) fica [14]:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^N h_{j,1}^* y_1^j + h_{j,2} (y_2^j)^* = \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N |h_{j,i}|^2 x_i + \sum_{j=1}^N h_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^* \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^N h_{j,2}^* y_1^j - h_{j,1} (y_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N |h_{j,i}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^N h_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^* \end{aligned} \quad (3.38)$$

Os bits estimados \hat{x}_1 e \hat{x}_2 , são definidos por [14]:

$$\hat{x}_1 = \frac{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N |h_{j,i}|^2 x_1 + \sum_{j=1}^N h_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^*}{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N |h_{j,i}|^2} \quad (3.39)$$

$$\hat{x}_2 = \frac{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N |h_{j,i}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^N h_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^*}{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N |h_{j,i}|^2} \quad (3.40)$$

O esquema de blocos, para um esquema STBC com M antenas de transmissão e N antenas de recepção é representado na **Figura 3.23**.

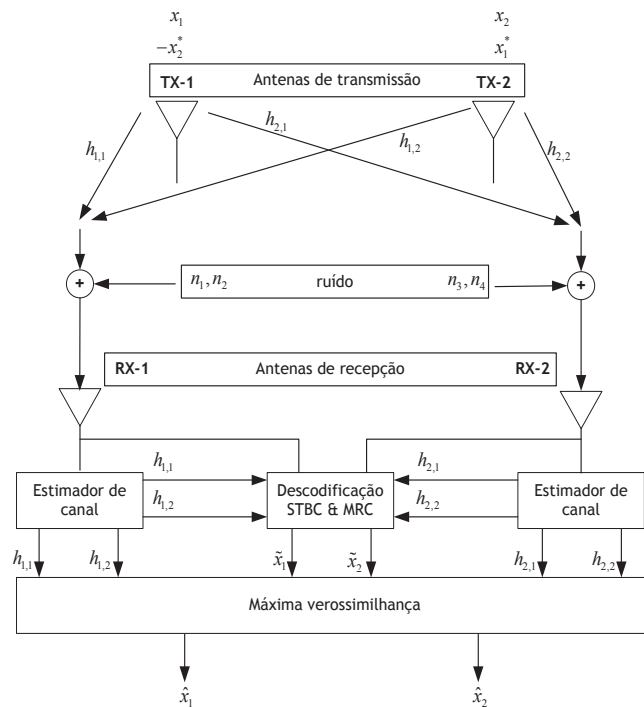


Figura 3.22 - Esquema de Alamouti com duas antenas de recepção.

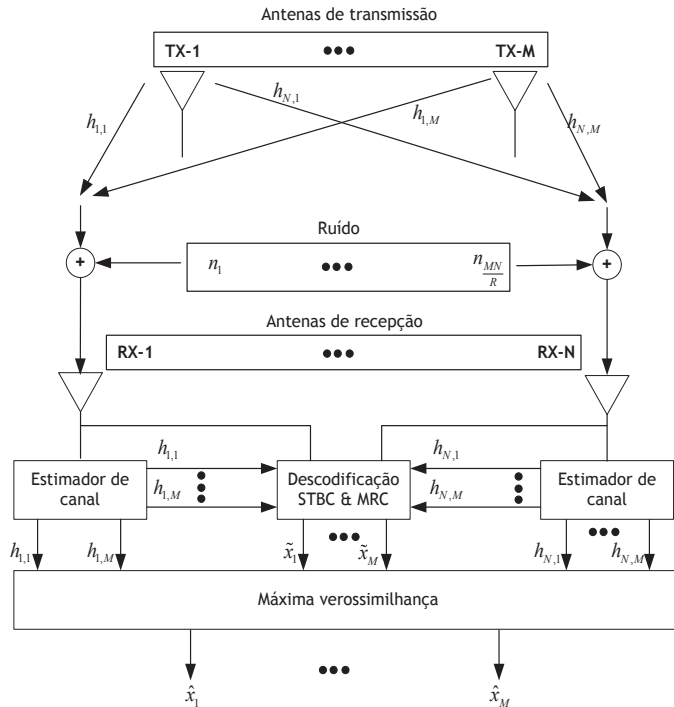


Figura 3.23 - Esquema STBC com M antenas de transmissão e N de recepção.

A probabilidade de erro para as várias combinações MIMO, pode ser descrita pela seguinte equação:

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{M}{E_b/N_0}}} \right] \times \sum_{q=0}^{Q-1} \frac{|2i-1|}{q! 2^q} \left[1 + \frac{E_b}{N_0} \right]^{-q} \quad (3.41)$$

onde $Q = M \times N$.

Na Figura 3.24, é representado o desempenho dos sistemas MIMO com *rate* igual a 1. Os desempenhos dos sistemas MIMO com *rate* igual a 1/2, são representados nas Figuras 3.25 e 3.26. Nas Tabelas 3.8, 3.9 e 3.10, estão representados os parâmetros da simulação das Figuras 3.24, 3.25 e 3.26 e, na Tabela 3.11, a SNR necessária para obter uma probabilidade de erro de 10^{-5} .

Tabela 3.8 - Parâmetros usados na simulação para 2 antenas de transmissão e N de recepção.

Modulação	4QAM						
Antenas de transmissão (TX)	2						
Antenas de recepção (RX)	2	3	4	5	6	7	8
Canal	Rayleigh						
Rate	1						
Comprimento palavra (bit)	640						

Tabela 3.9 - Parâmetros usados na simulação para 4 antenas de transmissão e N de recepção.

Modulação	4QAM						
Antenas de transmissão (TX)	4						
Antenas de recepção (RX)	2	3	4	5	6	7	8
Canal	Rayleigh						
Rate	1/2						
Comprimento palavra (bit)	640						

Tabela 3.10 - Parâmetros usados na simulação para 8 antenas de transmissão e N de recepção.

Modulação	4QAM						
Antenas de transmissão (TX)	8						
Antenas de recepção (RX)	2	3	4	5	6	7	8
Canal	Rayleigh						
Rate	1/2						
Comprimento palavra (bit)	640						

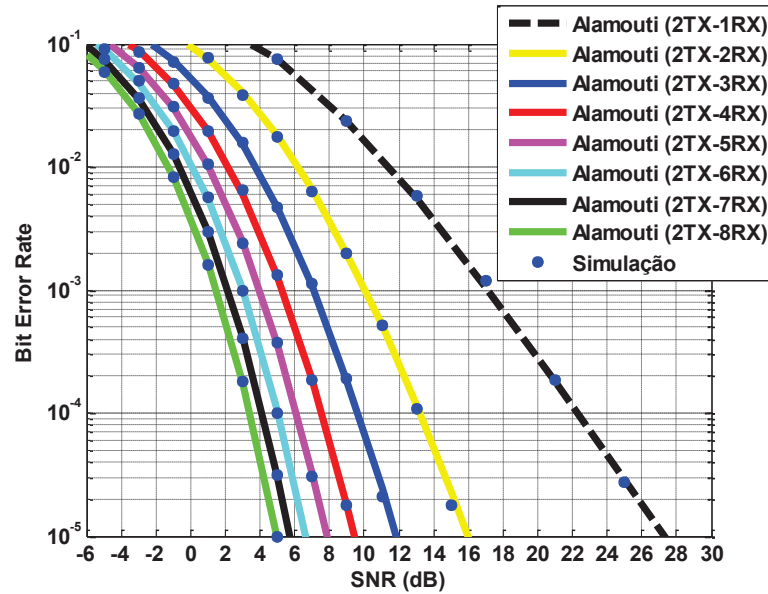


Figura 3.24 - Desempenho do esquema Alamouti com diversidade na recepção.

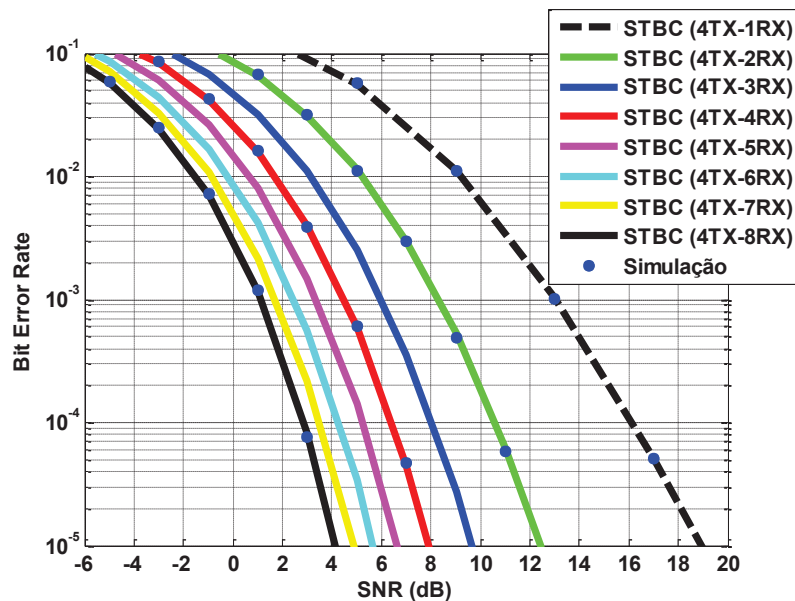


Figura 3.25 - Desempenho do esquema STBC (4 antenas de transmissão) com diversidade na recepção.

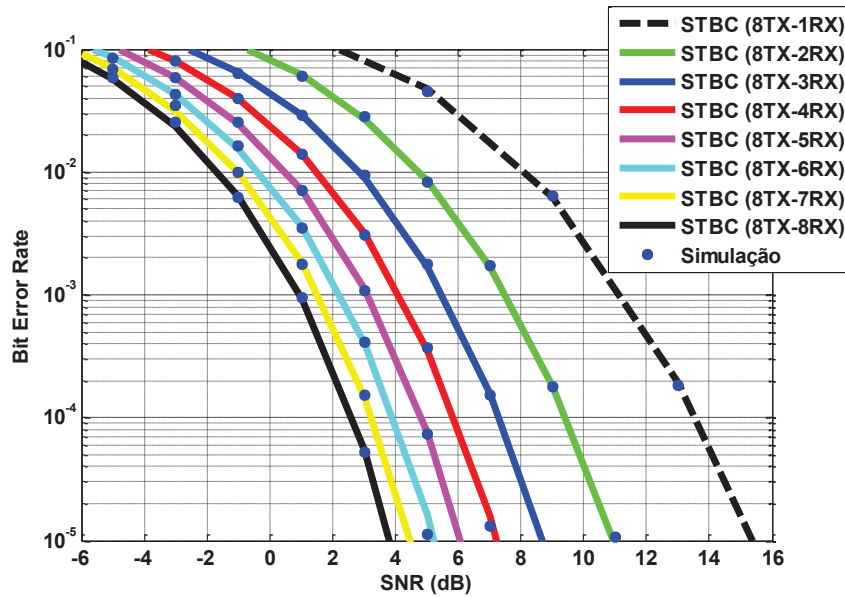


Figura 3.26 - Desempenho do esquema STBC (8 antenas de transmissão) com diversidade na recepção.

Tabela 3.11 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para sistemas MIMO.

TX \ RX	2	4	8
1	27.5	19	15.5
2	16	12.5	11
3	12	9.75	8.75
4	9.5	8	7.25
5	8	6.85	6
6	6.75	5.75	5.25
7	5.75	4.75	4.6
8	5	4	3.9

Através da Tabela 3.11, pode-se observar que, com a introdução da segunda antena de recepção obtém-se uma melhoria de desempenho de 11.5 dB para o esquema de Alamouti, 7.5 dB para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e 4.5 dB para o esquema STBC com oito antenas de transmissão. À medida que se aumenta o número de antenas de recepção, a melhoria de desempenho é cada vez menor. Por exemplo, a melhoria de desempenho obtida, com a introdução da oitava antena de recepção é de 0.75 dB para o esquema de Alamouti, 0.75 dB para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e 0.7 dB para o esquema STBC com oito antenas de transmissão.

Pode-se também observar, através da Tabela 3.11, que os esquemas STBC com quatro e oito antenas de transmissão, apresentam um melhor desempenho do que o esquema de Alamouti. No entanto, esta melhoria entre os vários esquemas, com a introdução de antenas na recepção, diminui. Na Figura 3.27 pode-se observar que, com a introdução de antenas na recepção, a SNR necessária para se obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} , para sistemas MIMO, tende a aproximar-se.

A melhoria de desempenho, para esquemas que apresentam a mesma diversidade, pode ser obtida através da equação (3.25). Por exemplo, na Tabela 3.11, pode-se observar que, para uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} , o esquema STBC (8TX-2RX) apresenta uma SNR de 11 dB e o

esquema de Alamouti (2TX-8RX) uma SNR de 5 dB. Portanto, o esquema de Alamouti (2TX-8RX) apresenta uma melhoria de desempenho de 6 dB em relação ao esquema STBC (8TX-2RX) (Figura 3.28), que pode ser calculada por:

$$M_{\text{Desempenho}} = \left| 10 \log_{10} \frac{TX_{\text{sistema1}}}{TX_{\text{sistema2}}} \right| = \left| 10 \log_{10} \frac{2}{8} \right| = 6 \text{ dB} \quad (3.42)$$

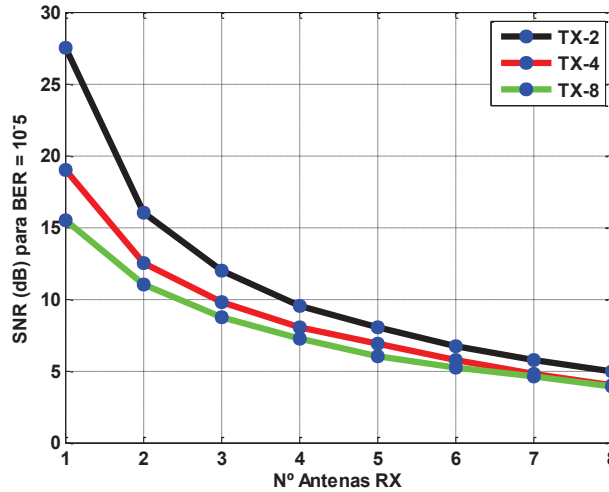


Figura 3.27 - SNR necessária para BER=10⁻⁵, para sistemas MIMO.

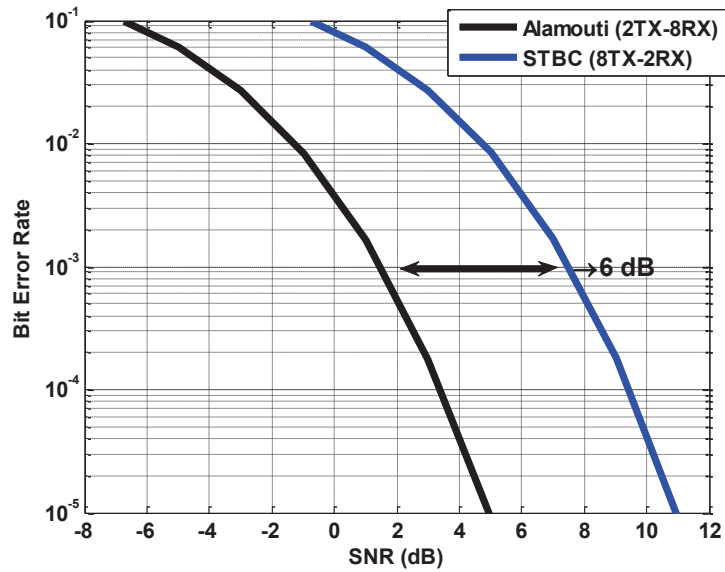


Figura 3.28 - Desempenho dos esquemas de Alamouti (2TX-8RX) e STBC (8TX-2RX).

Capítulo 4

4 Codificação de Canal

Como é demonstrado no capítulo anterior, o canal é responsável pela introdução de ruído e interferências, podendo assim aparecer erros nos bits recebidos face aos bits transmitidos. Com o uso de técnicas de diversidade na transmissão e recepção, usando a codificação STBC e a combinação MRC, consegue-se melhorar a eficiência de potência, reduzindo a SNR.

Neste capítulo, com o mesmo objectivo, recorre-se a técnicas de codificação de canal. As técnicas de codificação de canal, consistem na introdução de bits redundantes na informação a transmitir, em que estes bits, de um modo geral, permitem a detecção e correção de erros nos bits recebidos [15]. Contudo, apesar de detectar erros e poder corrigi-los, o uso destas técnicas reduz o ritmo de transmissão, uma vez que se introduzem bits redundantes, transmitindo-se assim mais bits do que a informação original. Na **Figura 4.1**, é representado um modelo simplificado do sistema de transmissão com codificação de canal.

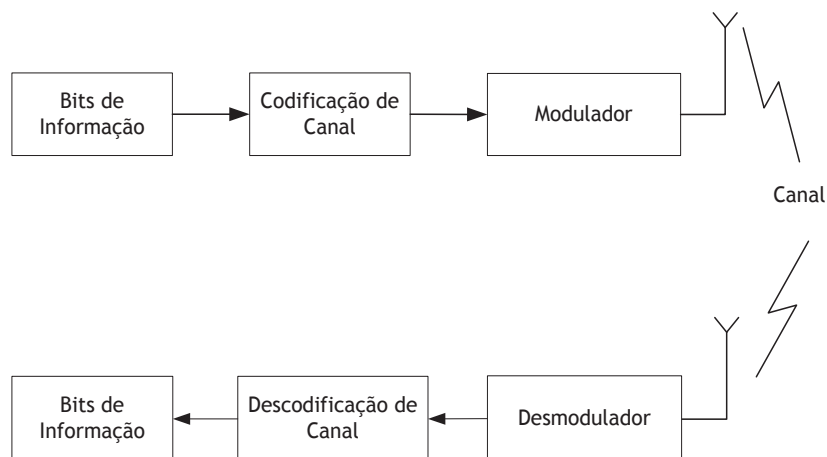


Figura 4.1 - Modelo simplificado de um sistema de transmissão com codificação de canal.

Nesta dissertação são estudadas duas técnicas de codificação, a codificação convolucional e a codificação turbo.

4.1 Códigos Convolucionais

Uma das características dos códigos convolucionais é possuir memória. Os bits codificados não dependem apenas dos bits de informação, mas também dependem da informação armazenada pela memória do código [16]. Para uma melhor compreensão, é representado na **Figura 4.2**, um diagrama de blocos generalizado dos códigos convolucionais. Os bits de informação são introduzidos no codificador em grupos de k bits. À medida que os bits são introduzidos, estes são deslocados k posições para a direita de cada vez, deitando fora os k bits do N -ésimo bloco, à direita. Através de somadores módulo 2 (portas OU exclusivo), os bits são combinados e cada um dos n resultados é recolhido por um comutador de n posições. Na saída, o resultado é apresentado em série com uma *rate* de k/n [17]. A memória de um codificador convolucional é definida por:

$$v = k(N - 1) \tag{4.1}$$

sendo k a entrada do codificador e N designado por comprimento de restrição. Cada codificador apresenta 2^v estados. Os códigos convolucionais são representados por (n,k,N) .

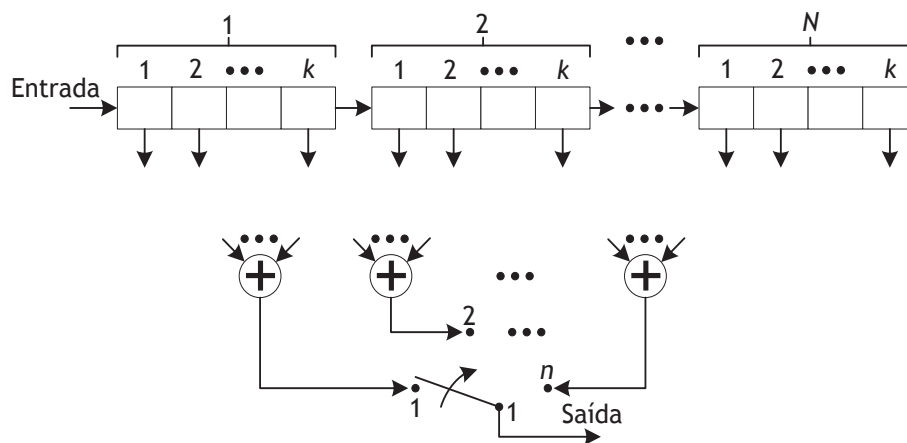


Figura 4.2 - Diagrama de blocos genérico de um codificador convolucional (n,k,N) [17].

4.1.1 Códigos Convolucionais Não Recursivos

Para uma melhor compreensão dos códigos CNR (Convolucionais Não Recursivo) considere-se, como exemplo (**Figura 4.3**), o código CNR $(2,1,3)$ com *rate* de $1/2$, podendo ser caracterizado pelos polinómios geradores:

$$\begin{aligned} g_1(D) &= 1 + D + D^2 \\ g_2(D) &= 1 + D^2 \end{aligned} \tag{4.2}$$

na forma octal:

$$\begin{aligned} g_1 &= 7_{(8)} \\ g_2 &= 5_{(8)} \end{aligned} \tag{4.3}$$

na forma binária:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_1 &= 111_{(2)} \\ \mathbf{g}_2 &= 101_{(2)} \end{aligned} \tag{4.4}$$

ou pela sua matriz geradora:

$$G(D) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(D) & \mathbf{g}_2(D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+D+D^2 & 1+D^2 \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

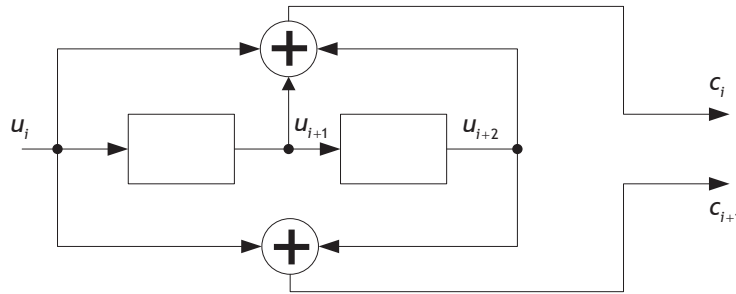


Figura 4.3 - Codificador CNR (2,1,3) com rate de 1/2.

As respectivas saídas deste codificador são:

$$\begin{aligned} c_i &= u_i \oplus u_{i+1} \oplus u_{i+2} \\ c_{i+1} &= u_i \oplus u_{i+2} \end{aligned} \tag{4.6}$$

com \oplus a representar uma soma em módulo 2. O Codificador da Figura 4.3, pode ser representado por um diagrama de estados ou por uma treliça (Figura 4.4).

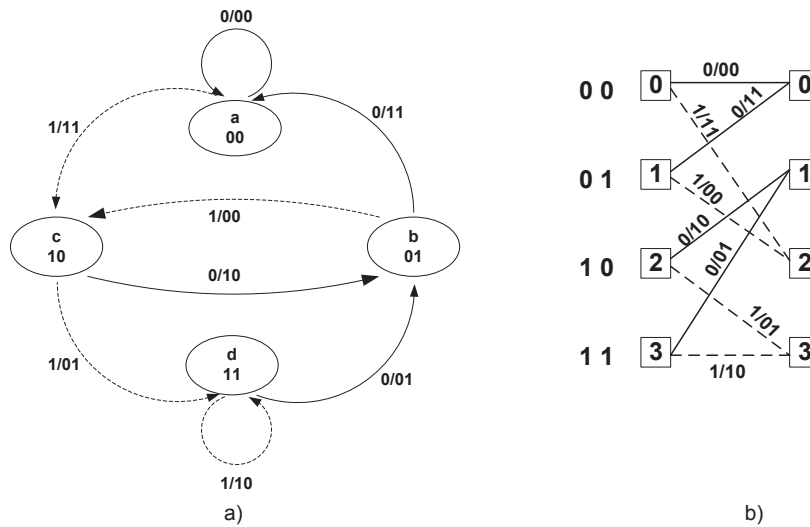


Figura 4.4 - (a) Diagrama de estados e (b) treliça, do codificador CNR (2,1,3).

4.1.2 Códigos Convolucionais Recursivos Sistemáticos

Um código CRS, caracteriza-se pelo uso de realimentação e que uma das suas saídas seja igual aos bits de informação [17]. Através de um codificador CNR, é possível obter o seu

codificador CRS [17]. Para uma melhor compreensão dos códigos CRS, considere-se o codificador da Figura 4.3 (CNR) que, dividindo o primeiro e o segundo elemento da matriz geradora (equação (4.5)) pelo primeiro, obtém-se a matriz geradora do seu codificador CRS equivalente (equação (4.7)). O codificador CRS é representado na Figura 4.5.

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & g_2(D) \\ 0 & g_1(D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1+D^2 \\ 0 & 1+D+D^2 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

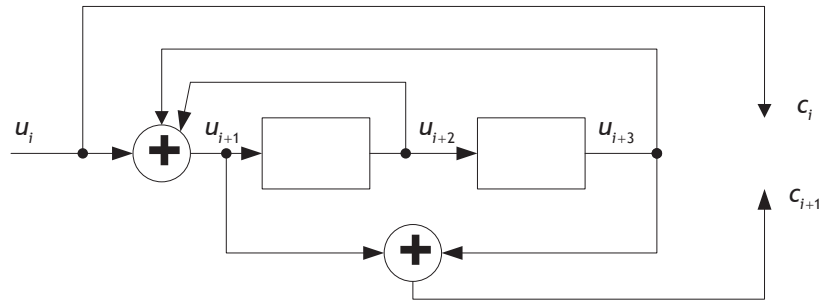


Figura 4.5 - Codificador CRS (2,1,3) com rate de 1/2.

A diferença entre um codificador CNR e um codificador CRS pode ser visualizada nas suas treliças. Comparando as treliças de cada codificador, em que a treliça do codificador CNR pode ser visualizada na Figura 4.4b e a do codificador CRS na Figura 4.6b, observe-se que, as duas treliças para cada ramo, apresentam os mesmos bits codificados (também designados por saída da treliça), contudo, o que difere uma treliça da outra são os seus bits de informação. Portanto, ambas as treliças apresentam as mesmas saídas nos seus ramos, mas com sequências de informação diferentes.

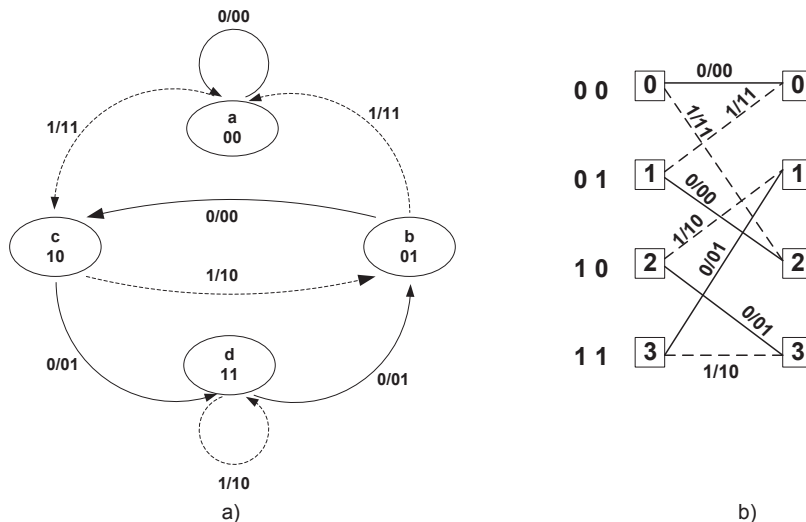


Figura 4.6 - (a) Diagrama de estados e (b) treliça, do codificador CRS (2,1,3).

4.2 Turbo-Códigos

Os TC foram criados por C. Berrou, A. Glavieux e P. Thitimajshima [18]. Os TC correspondem à concatenação de dois codificadores CRS em paralelo, separados por um permutador (Figura 4.7). No primeiro codificador CRS, os bits de informação são directamente codificados, resultando em bits sistemáticos, designados por c_{k1} , e em bits de paridade 1, designados por c_{kp1} . Já no segundo codificador CRS, os bits de informação, antes de serem codificados, passam por um permutador alterando a ordem dos bits. A codificação do segundo codificador CRS resulta em bits de paridade 2, designados por c_{kp2} . O sinal transmitido para o canal é composto pelos bits sistemáticos do primeiro codificador CRS, que coincidem com os bits de informação, e pelos bits de paridade de ambos os codificadores CRS, apresentando assim uma *rate* de 1/3. Através do uso de técnicas de perfuração é possível melhorar a *rate*. Por exemplo, para o caso de se querer obter uma *rate* de 1/2, é aplicada a perfuração nos bits de paridade gerados pelos codificadores CRS. Isto é, em vez de enviar um bit de informação e ambos os bits de paridade dos CRS, é apenas enviado, para cada bit de informação, um bit de paridade de cada codificador de forma alternada.

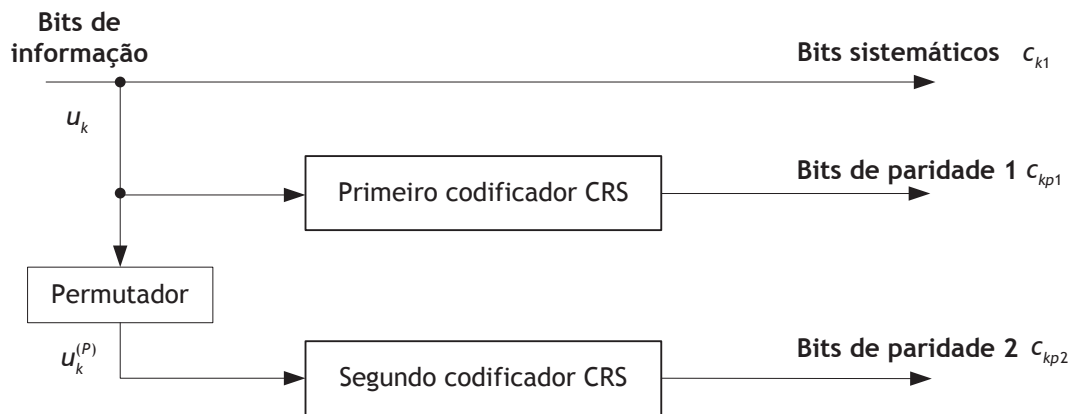


Figura 4.7 - Diagrama de blocos do TC.

4.2.1 Permutador

O uso da permutação no TC é fundamental para melhorar o desempenho. Com o uso desta técnica evitam-se rajadas de erros. Existem diferentes tipos de permutadores, os mais comuns são os permutadores de Bloco, Pseudo-Aleatório e os do Tipo-S [15]. Nesta dissertação, o permutador utilizado é o permutador Pseudo-Aleatório. Na Figura 4.8, é mostrado um exemplo [17] do funcionamento do permutador Pseudo-Aleatório. Sendo a sequência original $u = [2\ 4\ 3\ 1\ 8\ 5\ 9\ 6\ 0]$ e o padrão de permutação $P = [1\ 4\ 7\ 2\ 5\ 9\ 3\ 6\ 8]$, a sequência permutada é dada por $y = [2\ 1\ 9\ 4\ 8\ 0\ 3\ 5\ 6]$.

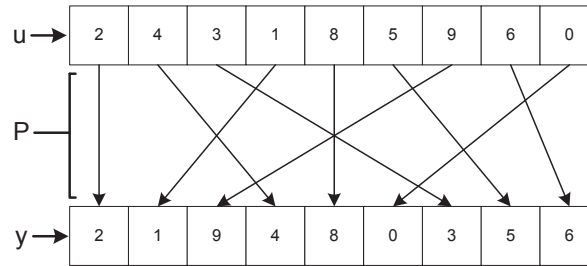


Figura 4.8 - Exemplo do permutador "Pseudo-Aleatório".

4.3 Algoritmos de Descodificação

Nesta secção, são analisados vários algoritmos de descodificação de códigos convolucionais e TC [17]. Na descodificação de códigos convolucionais é usado o algoritmo de Viterbi. Para o TC, são usados algoritmos capazes de produzirem apenas saídas brandas, entre eles, são usados os algoritmos MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP.

4.3.1 Algoritmo de Viterbi

O algoritmo de Viterbi é um algoritmo de máxima verosimilhança, que consiste em calcular a distância entre o sinal recebido e a saída de cada ramo da treliça. Depois de calculada a distância, esta é somada entre todos os ramos que convergem para o mesmo nó ou estado e aquele que apresentar maior distância é eliminado. Quando dois ramos convergem num nó ou estado, é escolhido o ramo que possuir menor distância e designado de caminho sobrevivente.

No algoritmo de Viterbi podem ser calculadas duas distâncias, a distância de *Hamming* e a distância Euclidiana. A distância de *Hamming* consiste em contabilizar o número de bits diferentes, entre a sequência recebida e a saída de cada ramo da treliça (equação (4.8)). Esta distância é usada quando o algoritmo de Viterbi tem na sua entrada 1's e 0's, ou seja, entrada rígida. O algoritmo de Viterbi com entrada rígida é designado de HIVA (*Hard Input Viterbi Algorithm*).

$$d_l = \sum_{j=1}^n (z_{lj} \square y_{lj}) \quad (4.8)$$

Enquanto na distância de *Hamming* a entrada do decodificador é composta por números inteiros, na distância Euclidiana, a entrada é composta por número reais, ou seja, entrada branda. O algoritmo de Viterbi com entrada branda é designado por SIVA (*Soft Input Viterbi Algorithm*). A distância Euclidiana é definida por:

$$e = \sum_{j=1}^n (z_{lj} - y_{lj})^2 \quad (4.9)$$

Nas figuras seguintes faz-se uma breve descrição do algoritmo de Viterbi, para tal considera-se o codificador CNR da Figura 4.3. Para ambas as entradas (rígida e branda), a Figura 4.9,

representa o cálculo das distâncias (*Hamming* e Euclidiana) e a **Figura 4.10**, a melhor métrica. No anexo A encontra-se uma explicação mais detalhada. A entrada e a saída de cada ramo da treliça, para entrada rígida, são compostas por 1's e 0's e, para entrada banda compostas por 1's e -1's, sendo os 1's da entrada rígida os 1's da entrada banda e os 0's da entrada rígida os -1's da entrada banda.

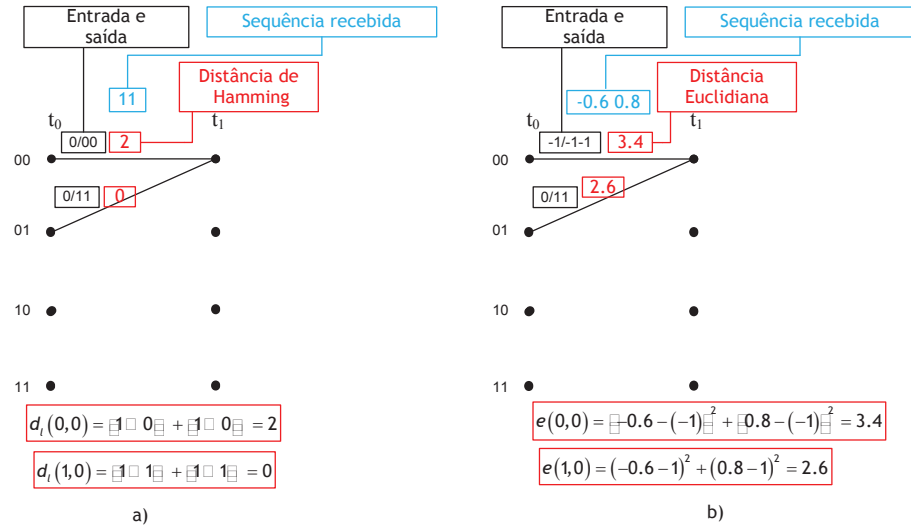


Figura 4.9 - Representação (a) da distância de *Hamming* (b) da distância Euclidiana.

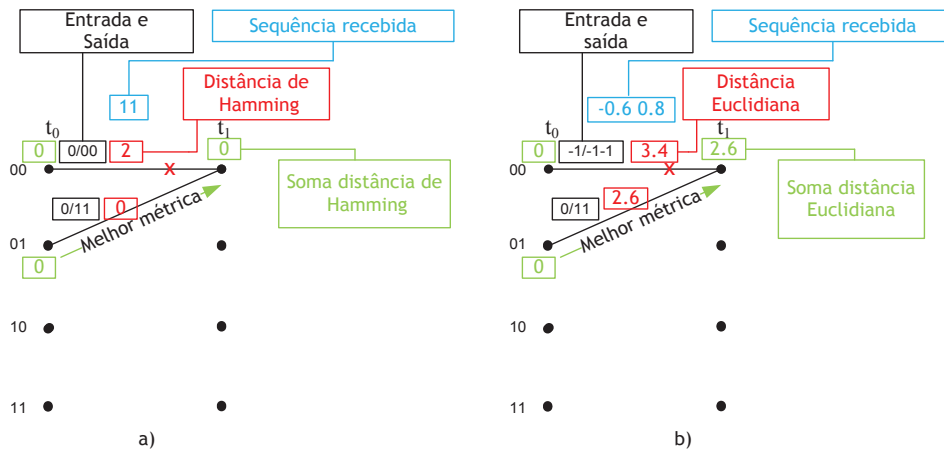


Figura 4.10 - Representação da melhor métrica (a) para entrada rígida (b) para entrada banda.

Na **Figura 4.11**, está representado o desempenho do algoritmo de Viterbi para ambas as entradas e, na **Tabela 4.1**, os parâmetros usados na simulação.

Tabela 4.1 - Parâmetros usados na simulação do algoritmo de Viterbi.

Modulação	4QAM		
Antenas de transmissão (TX)	1		
Antenas de recepção (RX)	1		
Algoritmo	HIVA/SIVA		
Rate	1/2		
Canal	Rayleigh		
Codificador CNR	<i>n</i>	<i>k</i>	<i>N</i>
	2	1	3
Comprimento palavra	640		

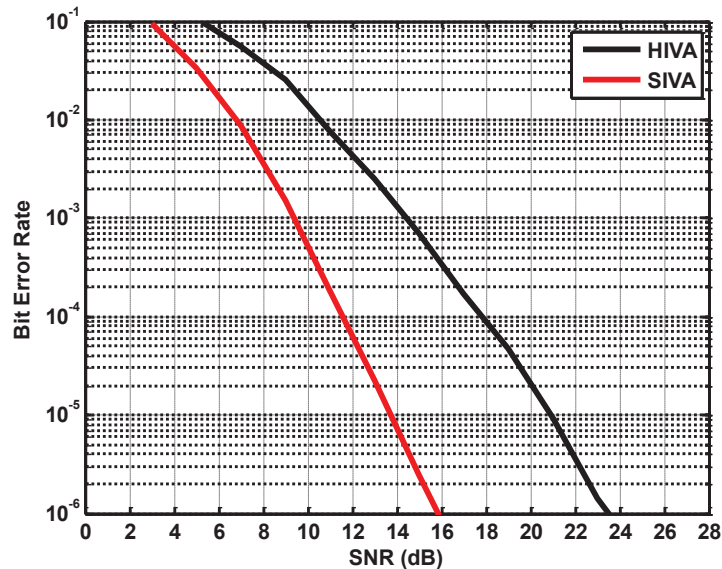


Figura 4.11 - Desempenho do Algoritmo de Viterbi, para ambas as entradas.

Como é dito anteriormente, no algoritmo HIVA, a entrada é composta por 1's e 0's, ou seja, tomam-se decisões com a informação recebida antes de entrar no processo de decodificação. Já no algoritmo SIVA, o sinal que entra no processo de decodificação é o sinal recebido, fazendo com que este método tenha melhor desempenho, como se pode observar na **Figura 4.11**.

4.3.2 Decodificação Iterativa de TC

A decodificação iterativa de TC consiste na troca de informação, entre dois decodificadores, no decurso de um processo iterativo. Cada decodificador faz uso de um algoritmo, que calcula a probabilidade “à posteriori” dos bits de informação estimados, designada por LLR (*Log-Likelihood Ratio*). Através da sequência de LLRs gerada por um decodificador, é calculada a informação extrínseca, esta informação permite actualizar as probabilidades “à priori” dos diversos bits, para benefício do outro decodificador. Para uma melhor compreensão do funcionamento da decodificação TC, considere-se o diagrama da **Figura 4.12**, que consiste em dois decodificadores CRS concatenados em paralelo e separados por um permutador. O primeiro decodificador utiliza a sequência de bits sistemáticos y_{k1} e a sequência de paridade y_{kp1} , geradas pelo primeiro codificador. A informação extrínseca, produzida pelo segundo decodificador $L_{e2}(u_k)$, depois de submetida a um despermutador, actualiza a LLR “à priori” do primeiro decodificador. Na primeira iteração, a informação extrínseca $L_2(u_k)$ é zero. Sendo usados algoritmos de decodificação do tipo MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP, a saída do primeiro decodificador é uma saída branda, designada por $L_1(u_k|y)$. O segundo decodificador tem como entrada y_{k1}^P , que é obtida através da permutação da sequência de bits y_{k1} e, a sequência de paridade y_{kp2} , gerada pelo segundo codificador. A informação extrínseca produzida pelo primeiro decodificador $L_1(u_k)$ (equação (4.10)), depois de submetida a um permutador, actualiza a LLR “à priori” do segundo decodificador.

$$L_1(u_k) = L_1(u_k | y) - L_2(u_k) - y_{k1} \quad (4.10)$$

A saída do segundo decodificador $L_2(u_k | y)$, tal como o primeiro, corresponde a uma saída branda. Depois do segundo decodificador e caso já não sejam necessárias mais iterações, a saída $L_2(u_k | y)$ é submetida a um despermutador, originando a saída $L(u_k | y)$. Através de um decisor é obtida a sequência estimada \hat{u}_k . Caso sejam necessárias mais iterações, é calculada a informação extrínseca $L_{e2}(u_k)$ (equação (4.11)). Esta informação, submetida a um despermutador, origina a informação extrínseca $L_2(u_k)$, que actualiza a LLR “à priori” do primeiro decodificador. Os pormenores podem ser consultados no anexo C [17].

$$L_{e2}(u_k) = L_2(u_k | y) - L_{e1}(u_k) - y_{k1}^p \quad (4.11)$$

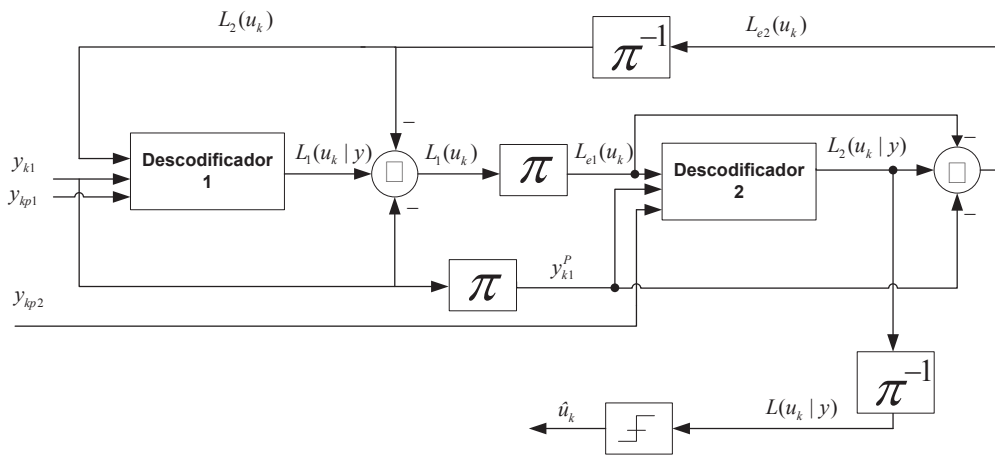


Figura 4.12 - Diagrama de blocos da descodificação iterativa de TC.

4.3.2.1 Descodificação Iterativa Baseada no Algoritmo MAP

Nesta secção, é explicado o funcionamento do algoritmo MAP. Os pormenores podem ser consultados no anexo B [17].

No algoritmo MAP é calculada a métrica γ , definida por:

$$\gamma_k(s', s) = C_k e^{u_k L(u_k)/2} \exp \left\{ \frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \right\} \quad (4.12)$$

onde $C_k e^{u_k L(u_k)/2}$ corresponde à probabilidade “à priori” para cada bit de informação, $\sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl}$ ao somatório do produto interno entre x_{kl} (saída da treliça) e y_{kl} (entrada do decodificador) e o L_c à medida de fiabilidade do canal, dada por:

$$L_c = 4a \frac{E_c}{N_0} = 4aR \frac{E_b}{N_0} \quad (4.13)$$

onde R corresponde à *rate* e a à amplitude de *fading*.

Depois de se calcular a métrica, o próximo passo é calcular a probabilidade $\alpha_k(s)$ (equações (4.14) e (4.16)), no sentido progressivo, e a probabilidade $\beta_{k-1}(s)$ (equações (4.15) e (4.17)), no sentido regressivo.

$$\alpha_k(s) = \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \alpha_{k-1}(s') \quad (4.14)$$

$$\beta_{k-1}(s) = \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (4.15)$$

Com condições iniciais:

$$\alpha_0(s) = \begin{cases} 1 & s = 0 \\ 0 & s \neq 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

$$\beta_N(s) = \begin{cases} 1 & s = 0 \\ 0 & s \neq 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

Na Figura 4.13, está representado o cálculo progressivo da probabilidade $\alpha_k(s)$ e o cálculo regressivo da probabilidade $\beta_{k-1}(s)$. O somatório da probabilidade $\alpha_k(s)$ é feito para todos os ramos que convergem para o mesmo nó ou estado, num determinado intervalo de tempo, no sentido progressivo (Figura 4.13a). O mesmo acontece com o somatório da probabilidade $\beta_{k-1}(s)$, mas no sentido regressivo (Figura 4.13b).

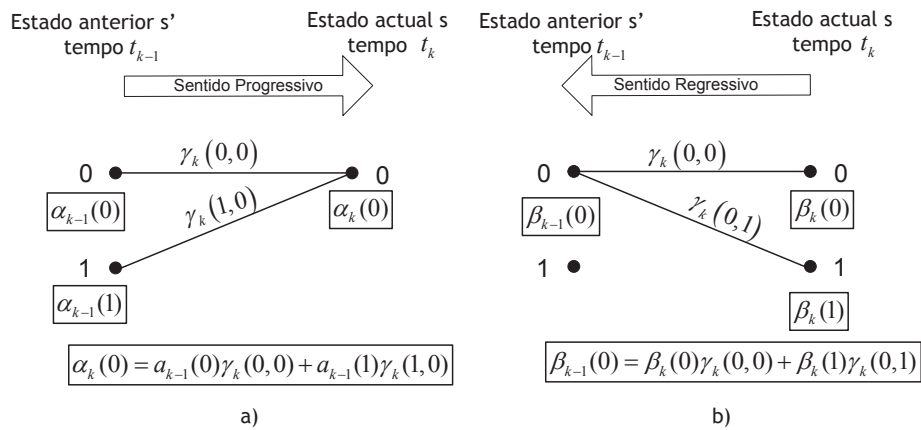


Figura 4.13 - Cálculo recursivo de (a) α e (b) β , para o algoritmo MAP.

Depois de se calcular os valores de γ , α e β , o próximo passo é calcular a probabilidade $P(u_k = \pm 1 | y)$, que é obtida através do produto $\alpha\gamma\beta$ (equações (4.18) e (4.19)). A equação (4.18) representa o somatório do produto $\alpha\gamma\beta$, para todos os ramos da treliça que tenham como entrada 1, o mesmo representa a equação (4.19), mas para todos ramos da treliça com entrada -1.

$$P(u_k = +1 | y) = \sum_{bit_k} P(s', s, y) = \sum_{bit_k} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (4.18)$$

$$P(u_k = -1 | y) = \prod_{bit_{-1}} P(s', s, y) = \prod_{bit_{-1}} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (4.19)$$

Por último só falta calcular a LLR “à posteriori” $L(u_k | y)$, que é calculada com a seguinte equação:

$$L(u_k | y) = \ln \frac{\prod_{bit_{-1}} P(s', s, y)}{\prod_{bit_{-1}} P(s', s, y)} \quad (4.20)$$

4.3.2.2 Descodificação Iterativa Baseada em Algoritmos Simplificados do Algoritmo MAP

Para realizar uma descodificação com o algoritmo MAP, é necessário efectuar muitas multiplicações, tornando assim o sistema complexo e lento. Com o objectivo de reduzir a complexidade, nesta secção, são estudados os algoritmos *log*-MAP [19] e *max-log*-MAP [20] [21], nos quais as multiplicações do algoritmo MAP são substituídas por adições. Os pormenores podem ser consultados no anexo B [17].

Tal como no algoritmo MAP, o primeiro passo é calcular a métrica. Para os algoritmos *log*-MAP e *max-log*-MAP, a métrica $\Gamma_k(s', s)$ pode ser obtida através do logaritmo da métrica $\gamma_k(s', s)$ do algoritmo MAP, como mostrado na equação seguinte:

$$\begin{aligned} \Gamma_k(s', s) &= \ln \left(C_k e^{u_k L(u_k)/2} \right) \ln \left[\exp \left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \right) \right] \\ &= \ln(C_k) + \frac{u_k L(u_k)}{2} + \frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Depois de se calcular a métrica, o próximo passo é calcular no sentido progressivo, a probabilidade $A_k(s)$ para os algoritmos *log*-MAP (equações (4.22) e (4.26)) e *max-log*-MAP (equações (4.23) e (4.26)). No sentido regressivo, é calculada a probabilidade $B_{k-1}(s)$ para os algoritmos *log*-MAP (equações (4.24) e (4.27)) e *max-log*-MAP (equações (4.25) e (4.27)).

$$A_k(s) = \max_{s'} \left[A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) \right] + \ln \left[1 + e^{-\left(A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) - (A_{k-1}(s) + \Gamma_k(s, s)) \right)} \right] \quad (4.22)$$

$$A_k(s) = \max_{s'} \left[A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) \right] \quad (4.23)$$

$$B_{k-1}(s') = \max_s \left[B_k(s) + \Gamma_k(s', s) \right] + \ln \left[1 + e^{-\left(B_k(s) + \Gamma_k(s', s) - (B_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)) \right)} \right] \quad (4.24)$$

$$B_{k-1}(s') = \max_s \left[B_k(s) + \Gamma_k(s', s) \right] \quad (4.25)$$

Com condições iniciais (para ambos os algoritmos):

$$A_0(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

$$B_N(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases} \quad (4.27)$$

Através das equações acima, pode-se concluir que, o algoritmo *log*-MAP é mais preciso do que o algoritmo *max-log*-MAP, sendo este uma aproximação do algoritmo *log*-MAP. Para simplificar a explicação que se segue, é usada a equação (4.28), de forma a generalizar os dois algoritmos.

$$\max^*(a, b) = \begin{cases} \max(a, b) + \ln(1 + e^{-|a-b|}) & \text{log-MAP} \\ \max(a, b) & \text{max-log-MAP} \end{cases} \quad (4.28)$$

Na Figura 4.14, está representado o cálculo progressivo da probabilidade $A_k(s)$ e o cálculo regressivo da probabilidade $B_{k-1}(s)$, para ambos os algoritmos, através da equação (4.28). O cálculo do máximo da probabilidade $A_k(s)$, é feito para todos os ramos que convergem para o mesmo nó ou estado, num determinado intervalo tempo no sentido progressivo (Figura 4.14a). O mesmo acontece com o cálculo do máximo da probabilidade $B_{k-1}(s)$, mas no sentido regressivo (Figura 4.14b).

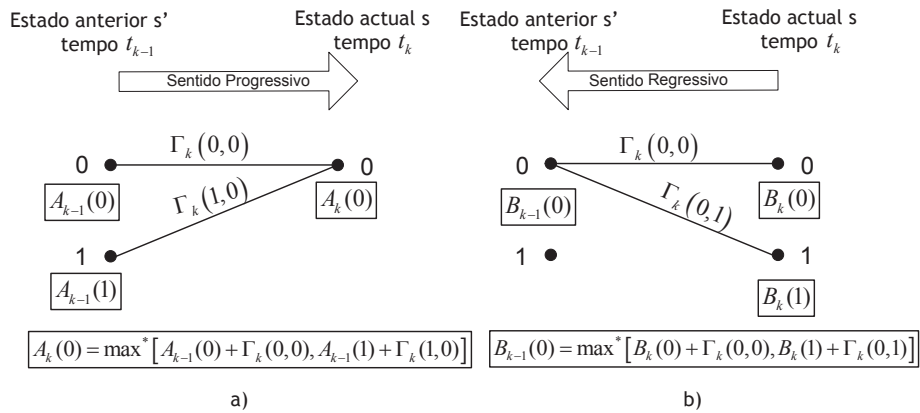


Figura 4.14 - Cálculo recursivo de (a) A e (b) B , para os algoritmos *log*-MAP e *max-log*-MAP.

Depois de se calcular os valores de Γ , A e B , o próximo passo é calcular a probabilidade $P(u_k = \pm 1 | y)$, que é obtida através das equações (4.29) e (4.30). A equação (4.29) representa o máximo do somatório das variáveis Γ , A e B , para todos os ramos da treliça que tenham como entrada 1, o mesmo representa a equação (4.30), mas para todos os ramos da treliça com entrada -1.

$$P(u_k = +1 | y) = \max_{bit_t} P(s', s, y) = \max_{bit_t} [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)] \quad (4.29)$$

$$P(u_k = -1 | y) = \prod_{bit_{-1}} P(s', s, y) = \prod_{bit_{-1}} \max^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)] \quad (4.30)$$

Por último, só falta calcular a LLR “à posteriori” $L(u_k | y)$, que é calculada com a seguinte equação:

$$L(u_k | y) = \max_{R_1}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)] - \max_{R_0}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)] \quad (4.31)$$

4.3.3 Desempenho TC

Depois de se explicar os três algoritmos utilizados na decodificação iterativa de TC, estes são comparados entre eles para se poder visualizar, através das curvas de probabilidade de erro de cada um, qual deles apresenta melhor desempenho. Para tal, considere-se a seguinte codificação TC (Figura 4.15), constituído por dois codificadores CRS concatenados em paralelo, onde a matriz geradora de cada um é definida por:

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & 1 + D + D^3 \\ 1 & 1 + D^2 + D^3 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

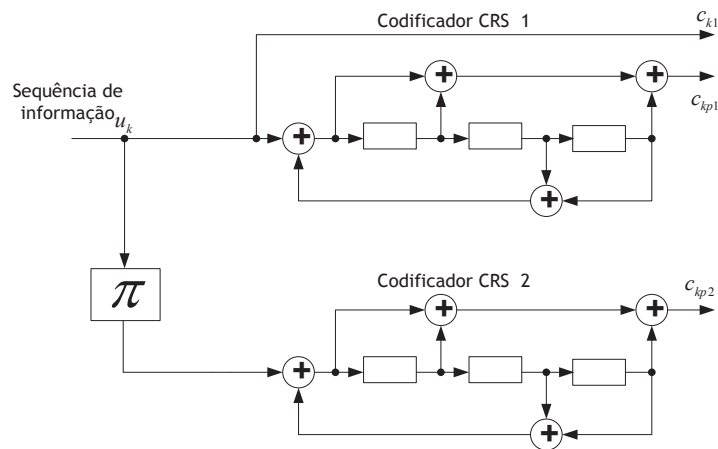


Figura 4.15 - Esquema do TC com rate de 1/3.

Na Figura 4.16, está representada a treliça dos codificadores CRS (Figura 4.15) com rate de 1/3.

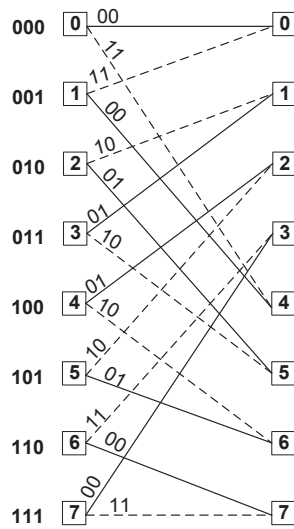


Figura 4.16 - Treliça referente aos codificadores CRS da Figura 4.15, com *rate* de 1/3.

4.3.3.1 Importância da Medida de Fiabilidade

Um dos parâmetros da descodificação iterativa de TC é a medida de fiabilidade (L_c), dada pela equação (4.13). Na Figura 4.17, está representado o desempenho do TC para vários valores de medida de fiabilidade, variando a variável de *fading* “a”. Na Tabela 4.2, estão representados os parâmetros usados na simulação.

Tabela 4.2 - Parâmetros usados na simulação para vários valores de “a” da equação (4.13).

Modulação	4QAM
Antenas de transmissão (TX)	1
Antenas de recepção (RX)	1
Algoritmo	<i>log</i> -MAP
Canal	<i>Rayleigh</i>
<i>Rate</i>	1/3
Iteração	10 ^a
Comprimento palavra	640

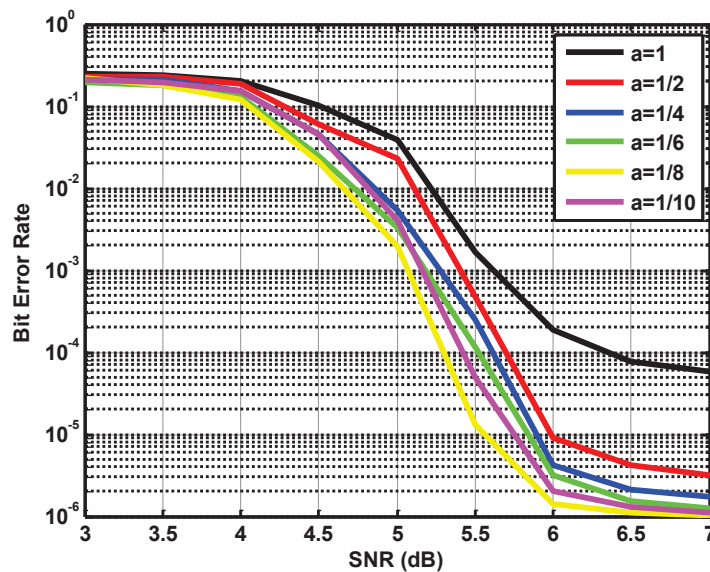


Figura 4.17 - Desempenho TC (*log*-MAP, 10^a iteração, *rate* de 1/3 e K=4), para vários valores de “a”.

Através da Figura 4.17 pode-se concluir que, com a variável de *fading* igual a 1/8, obtém-se um melhor desempenho, portanto este valor é usado no resto das simulações.

4.3.3.2 Comparação dos Algoritmos MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP

Nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, estão representados os desempenhos da descodificação iterativa de TC para os três algoritmos, com *rate* de 1/3 e, na Tabela 4.3, os parâmetros usados na simulação.

Tabela 4.3 - Parâmetros usados na simulação TC para os três algoritmos, com *rate* 1/3.

Modulação	4QAM
Antenas de transmissão (TX)	1
Antenas de recepção (RX)	1
Algoritmo	MAP/ <i>log</i> -MAP/ <i>max-log</i> -MAP
Canal	Rayleigh
Rate	1/3
Iterações usadas no TC	1, 2, 3, 4, 5, 6, e 10
Comprimento palavra	640

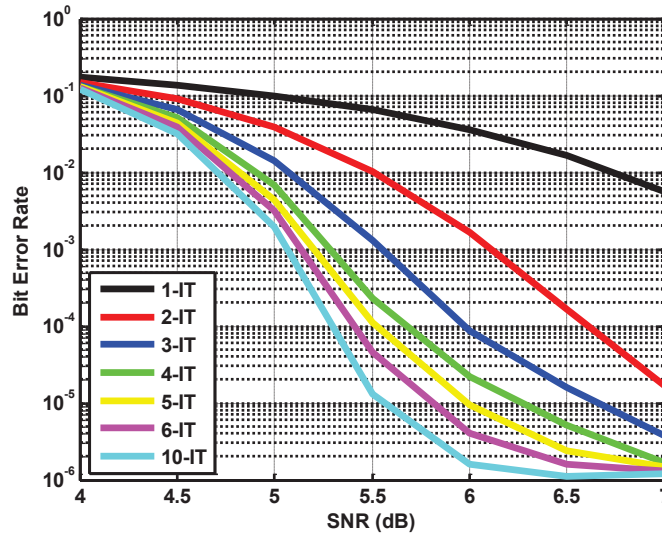


Figura 4.18 - Desempenho TC (MAP, *rate* de 1/3 e K=4).

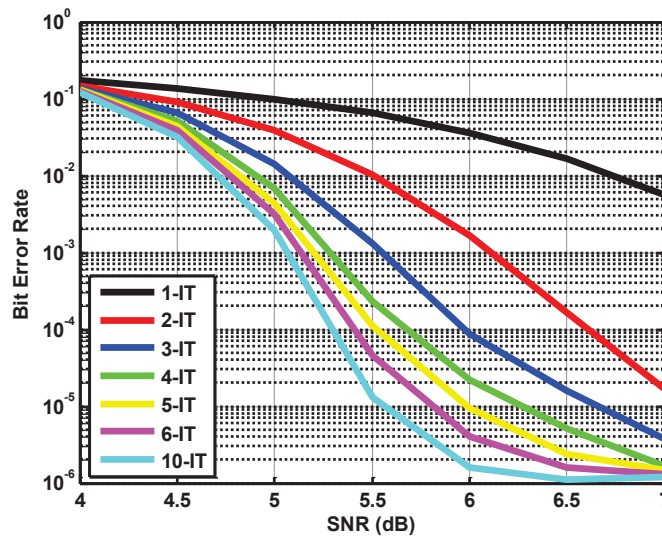


Figura 4.19 - Desempenho TC (*log*-MAP, *rate* de 1/3 e K=4).

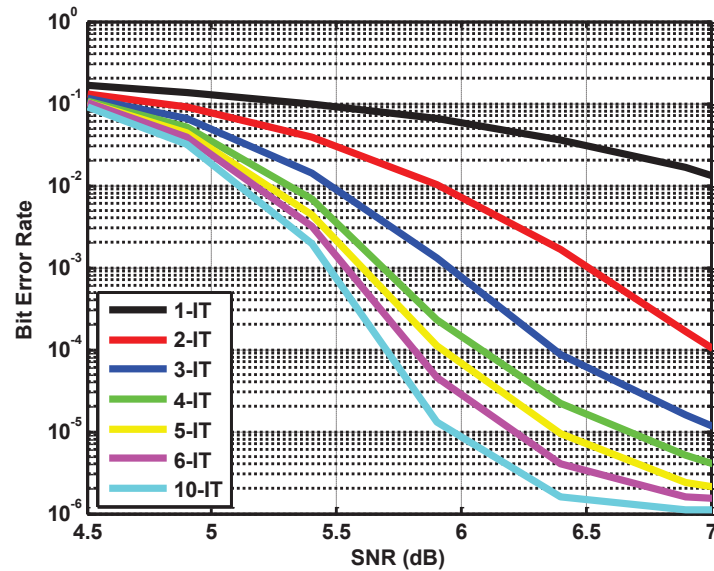


Figura 4.20 - Desempenho TC (*max-log-MAP*, *rate* de 1/3 e $K=4$).

Nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, pode-se observar que existe uma melhoria de desempenho de iteração para iteração. Contudo esta melhoria tende a diminuir, pelo que, ao fim de 10 iterações, não adianta fazer mais iterações. Outro aspecto observado é que todas as curvas de probabilidade de erro tendem para um valor de 10^{-6} , verificando-se um fenómeno que se denomina por “*waterfall*”.

Na Figura 4.21, está representada a comparação de desempenho da descodificação iterativa de TC para os três algoritmos, com uma *rate* de 1/3.

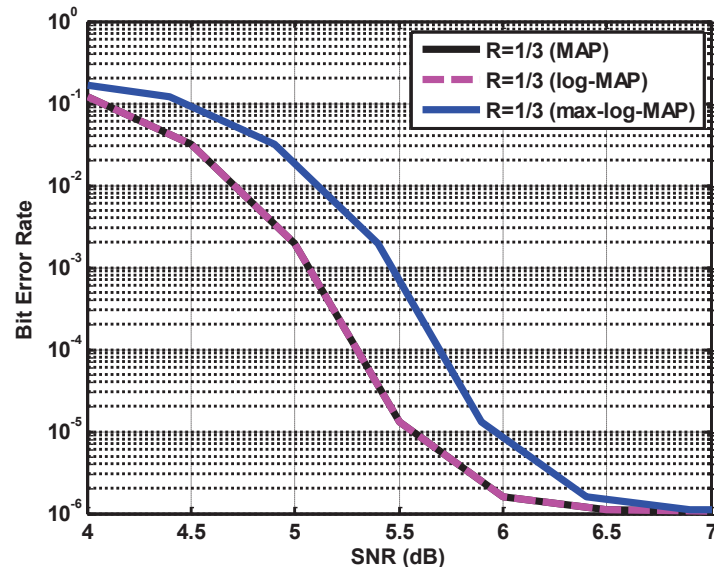


Figura 4.21 - Desempenho TC (MAP, *log-MAP* e *max-log-MAP*), 10³ iteração com *rate* de 1/3 e $K=4$.

Através da Figura 4.21, pode-se observar que, os algoritmos MAP e *log-MAP* apresentam o mesmo desempenho e um melhor desempenho (cerca de 0.3 dB) do que o algoritmo *max-log-MAP*.

4.3.3.3 Comparação TC com *rate* de 1/3 e 1/2

Os desempenhos apresentados até agora têm uma *rate* de 1/3, podendo-se aumentar o seu valor através do uso da perfuração. Nesta dissertação considere-se apenas uma perfuração de modo a obter uma *rate* de 1/2. Na Figura 4.22, está representada a treliça dos codificadores CRS (Figura 4.15), com *rate* de 1/2.

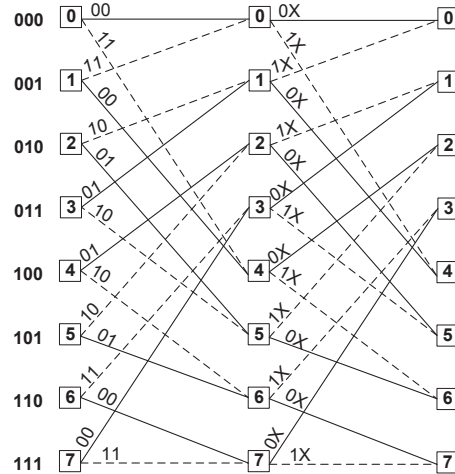


Figura 4.22 - Treliça referente aos codificadores CRS da Figura 4.15, com *rate* de 1/2.

Nas Figuras 4.23, 4.24 e 4.25, estão representados os desempenhos da descodificação iterativa de TC para os três algoritmos, com *rate* de 1/2 e, na Tabela 4.4, os parâmetros usados na simulação.

Tabela 4.4 - Parâmetros usados na simulação TC para os três algoritmos, com *rate* 1/2.

Modulação	4QAM
Antenas de transmissão (TX)	1
Antenas de recepção (RX)	1
Algoritmo	MAP / log-MAP / max-log-MAP
Canal	Rayleigh
Rate	1/2
Iterações usadas no TC	1, 2, 3, 4, 5, 6, e 10
Comprimento palavra	640

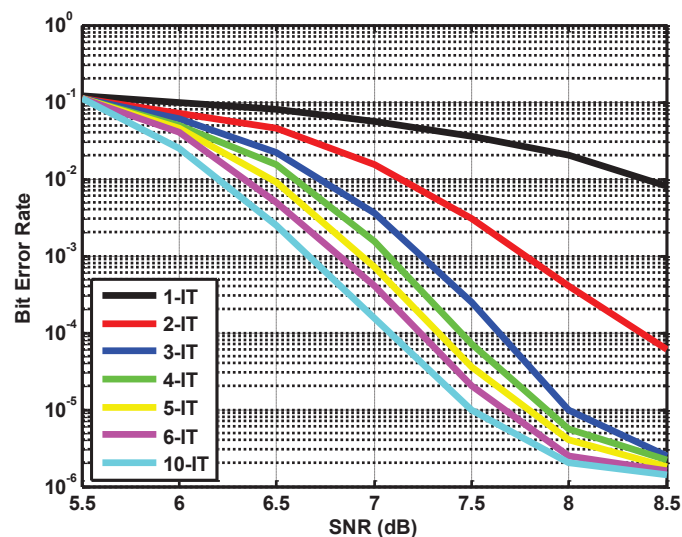


Figura 4.23 - Desempenho TC (MAP, *rate* de 1/2 e $K=4$).

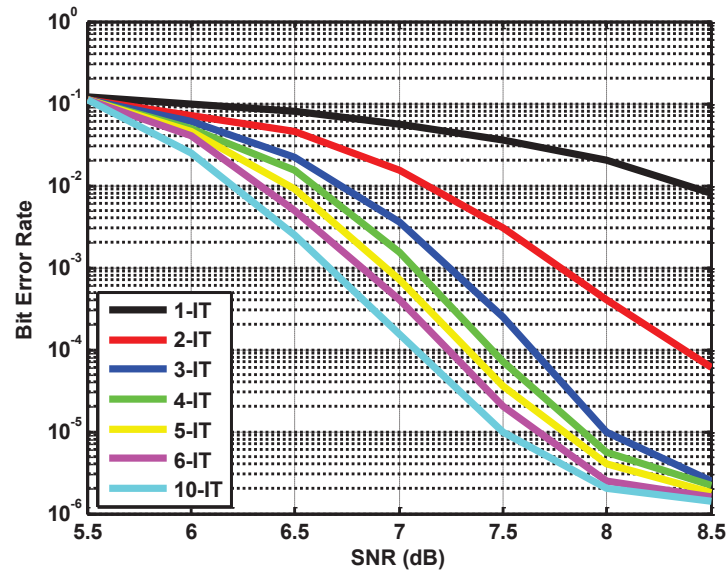


Figura 4.24 - Desempenho TC (*log-MAP*, *rate* de 1/2 e $K=4$).

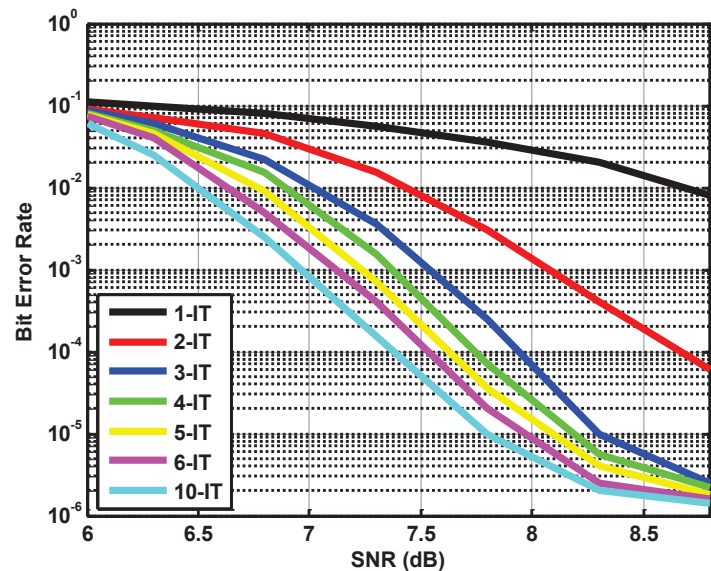


Figura 4.25 - Desempenho TC (*max-log-MAP*, *rate* de 1/2 e $K=4$).

Tal como no desempenho da descodificação iterativa de TC, com *rate* de 1/3, pode-se observar que, para uma *rate* de 1/2, existe uma melhoria de desempenho de iteração para iteração, em que esta melhoria tende a diminuir e, ao fim de 10 iterações já não adianta fazer mais iterações. Outro aspecto em comum, é que todas as curvas de probabilidade de erro tendem para um valor de 10^{-6} , verificando-se um fenómeno que se denomina por “*waterfall*”.

Na Figura 4.26, está representado o desempenho da descodificação iterativa de TC com e sem perfuração.

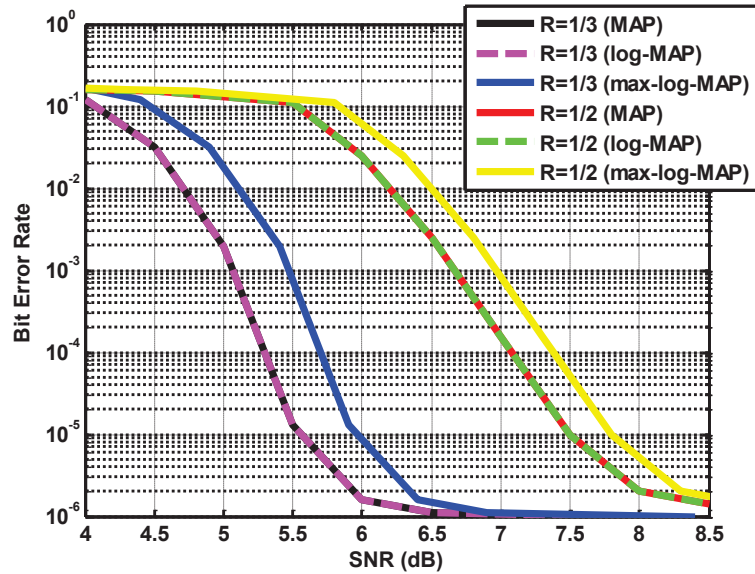


Figura 4.26 - Desempenho do TC (MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP, 10ª iteração) com e sem perfuração.

Através da Figura 4.26, pode-se concluir que, tal como a descodificação iterativa de TC com *rate* de 1/3, para uma *rate* de 1/2, os algoritmos MAP e *log*-MAP apresentam o mesmo desempenho e um melhor desempenho (cerca de 0.3 dB) do que o algoritmo *max-log*-MAP. A descodificação iterativa de TC sem perfuração, apresenta uma melhoria de desempenho (cerca de 2 dB) em relação à descodificação iterativa de TC com perfuração. No entanto, através do uso da perfuração consegue-se um ritmo de transmissão mais elevado.

4.3.3.4 Comparação da Descodificação Iterativa de TC com a Descodificação de Viterbi

Depois de se mostrar, na descodificação iterativa de TC, que o algoritmo *log*-MAP apresenta o mesmo desempenho do algoritmo MAP e um melhor desempenho em relação ao algoritmo *max-log*-MAP, os três algoritmos são comparados com o algoritmo de Viterbi. Para a descodificação de Viterbi é usado o codificador CNR de oito estados (Figura 4.27), onde a sua matriz geradora é representada na equação (4.33). Para a descodificação iterativa de TC é usado o esquema da Figura 4.15. Pode-se assim observar, na Figura 4.28, que a descodificação iterativa de TC apresenta melhor desempenho do que o algoritmo de Viterbi. Na Tabela 4.5 estão representados os parâmetros usados na simulação.

$$G(D) = \begin{bmatrix} g_1(D) & g_2(D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+D^2+D^3 & 1+D+D^3 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

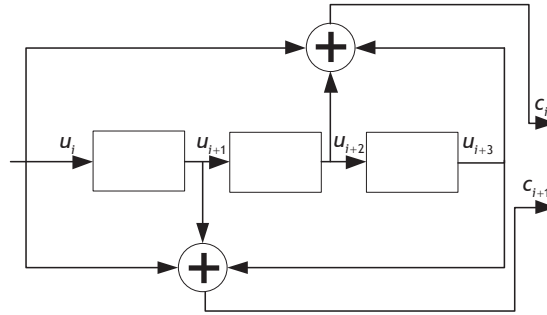


Figura 4.27 - Codificador CNR (2,1,4) com rate 1/2.

Tabela 4.5 - Parâmetros usados na simulação da comparação do TC (MAP, log-MAP e max-log-MAP) com Viterbi (HIVA e SIVA).

Modulação	4QAM
Antenas de transmissão (TX)	1
Antenas de recepção (RX)	1
Algoritmo usado no TC	MAP/log-MAP/max-log-MAP
Canal	Rayleigh
Rate Algoritmo Viterbi	1/2
Rate TC	1/3 e 1/2
Iterações usadas no TC	10 ^a
Comprimento palavra	640

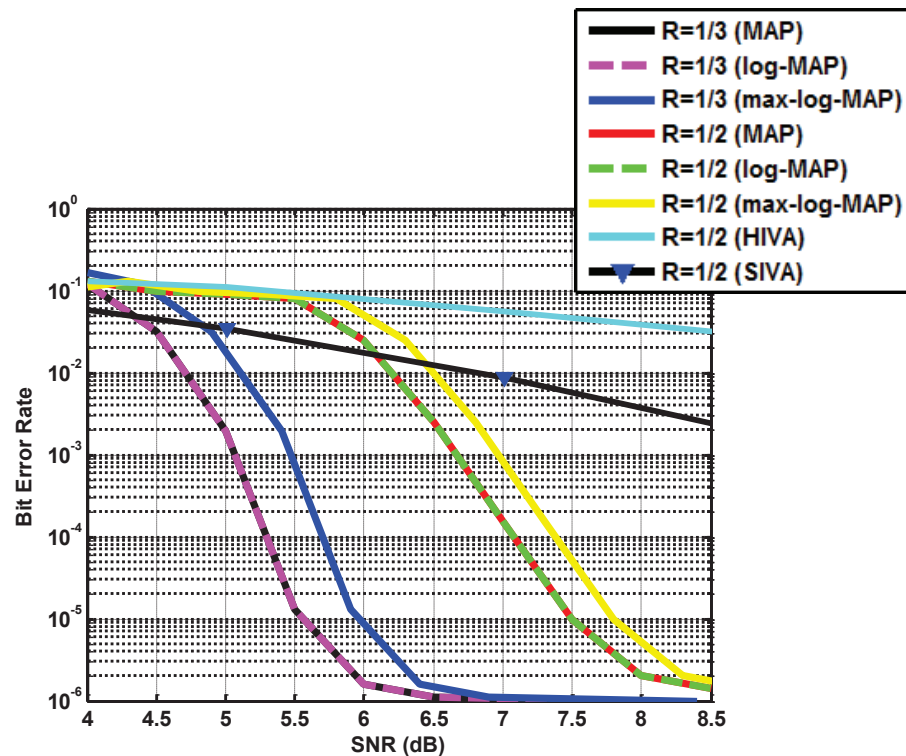


Figura 4.28 - Desempenho do TC (MAP, log-MAP e max-log-MAP, 10^a iteração) e do algoritmo Viterbi (HIVA e SIVA).

Como o algoritmo MAP apresenta uma maior complexidade e o mesmo desempenho do que o algoritmo log-MAP, opta-se por não fazer mais simulações com o algoritmo MAP. O mesmo acontece com o algoritmo de Viterbi, pois este apresenta um pior desempenho do que os algoritmos log-MAP e max-log-MAP.

Capítulo 5

5 Avaliação de Desempenho

Neste Capítulo, é feita a avaliação de desempenho dos sistemas SISO, SIMO, MISO e MIMO recorrendo ao TC, com os algoritmos *log-MAP* e *max-log-MAP* com *rate* de 1/3 e 1/2.

5.1 Sistemas SISO e SIMO com Correção de Erros

Nesta secção, é feita a avaliação de desempenho dos sistemas SISO e SIMO com correção de erros. Numa primeira fase, é feita a avaliação de desempenho sem perfuração, ou seja, com *rate* de 1/3 (Figura 5.1 e Figura 5.2). Na Figura 5.3 pode-se observar que, o algoritmo *log-MAP* apresenta uma SNR mais reduzida (cerca de 0.3 dB) para obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} e, que a partir da sexta antena de recepção, ambos os algoritmos apresentam a mesma SNR. Seguidamente, é feita a avaliação de desempenho com perfuração, ou seja, com *rate* de 1/2 (Figura 5.4 e Figura 5.5). Tal como no caso anterior (sem perfuração), na Figura 5.6 pode-se observar que, o algoritmo *log-MAP* apresenta uma SNR mais reduzida (cerca de 0.3 dB) para obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} e, que a partir da sexta antena de recepção, ambos os algoritmos apresentam a mesma SNR.

A SNR necessária para se obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} , para os algoritmos *log-MAP* e *max-log-MAP* com *rate* de 1/2 e 1/3, pode ser visualizada nas Figuras 5.7 e 5.8. Verifica-se que, para ambos os algoritmos com uma *rate* de 1/2, é necessário um valor de SNR mais elevado (cerca de 2 dB), em relação a uma *rate* de 1/3. No entanto, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, o valor de SNR, para *rate* de 1/3 e 1/2, tende a aproximar-se.

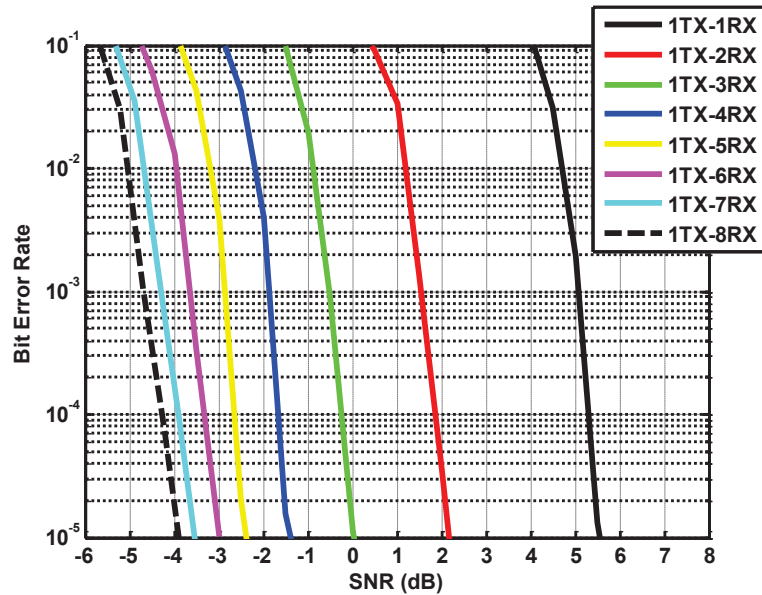


Figura 5.1 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (*log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de 1/3.

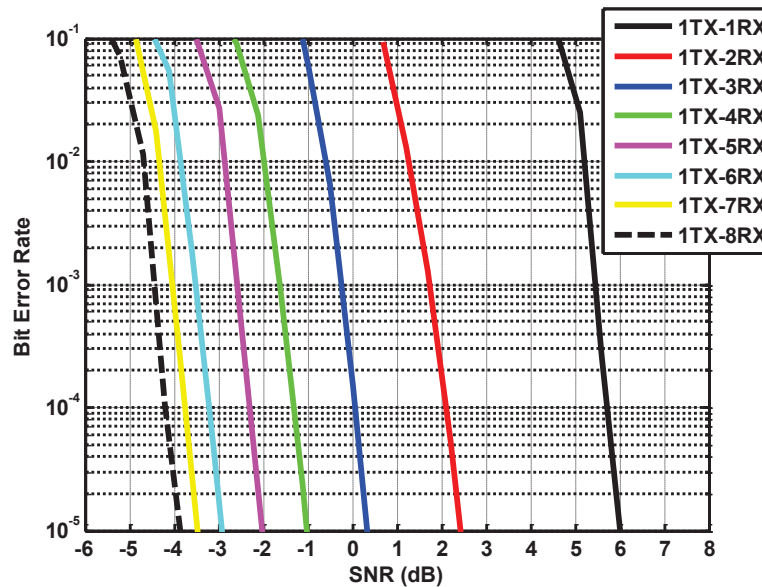


Figura 5.2 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de 1/3.

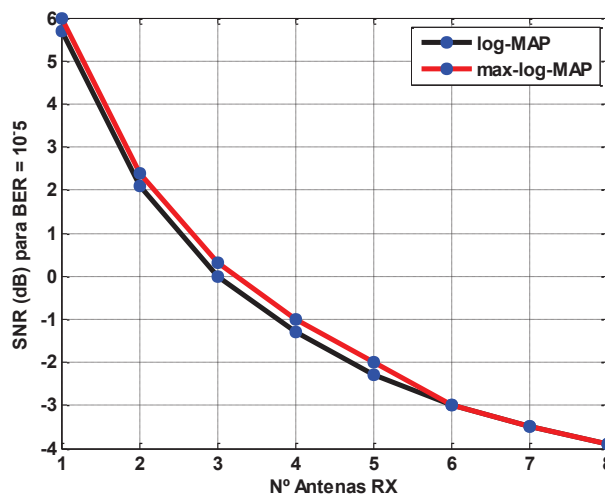


Figura 5.3 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/3.

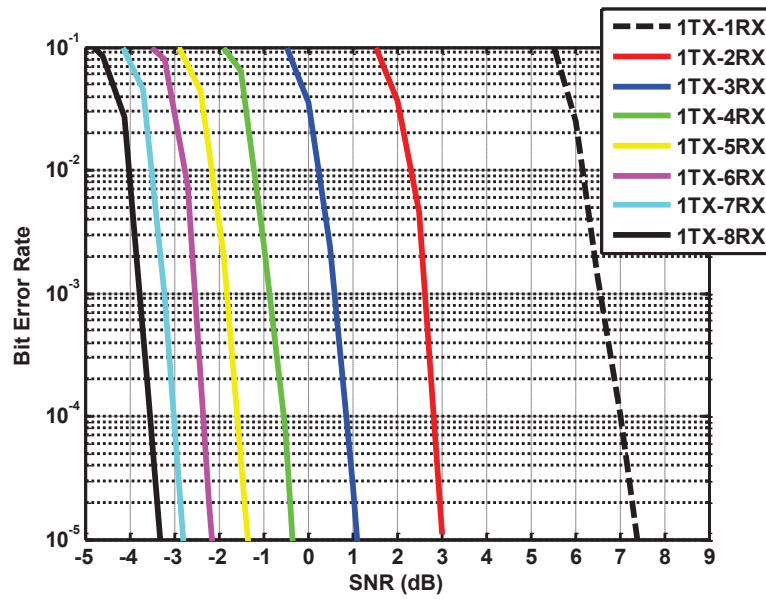


Figura 5.4 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (*log-MAP*, 10^3 iteração), $K=4$ e *rate* de $1/2$.

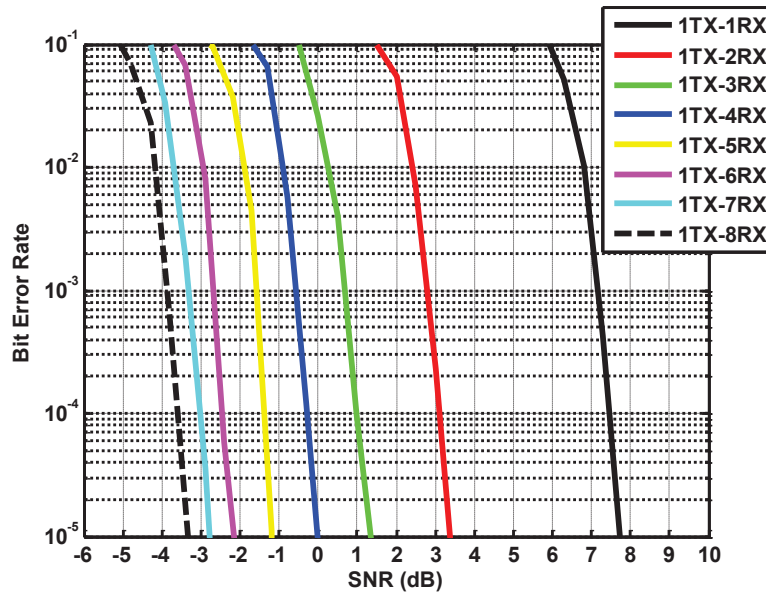


Figura 5.5 - Desempenho dos sistemas SISO e SIMO com TC (*max-log-MAP*, 10^3 iteração), $K=4$ e *rate* de $1/2$.

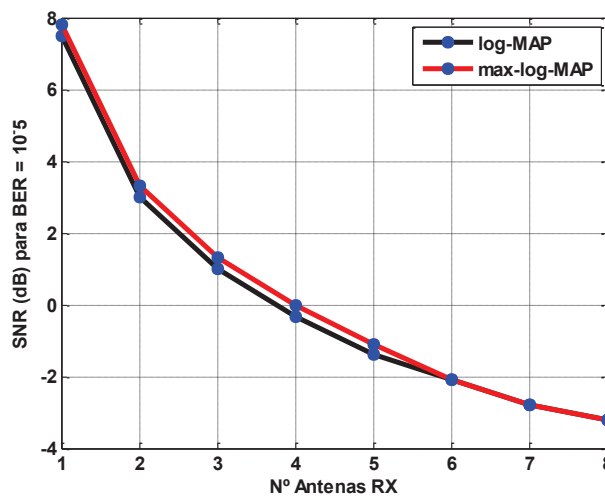


Figura 5.6 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10^3 iteração) e *rate* de $1/2$.

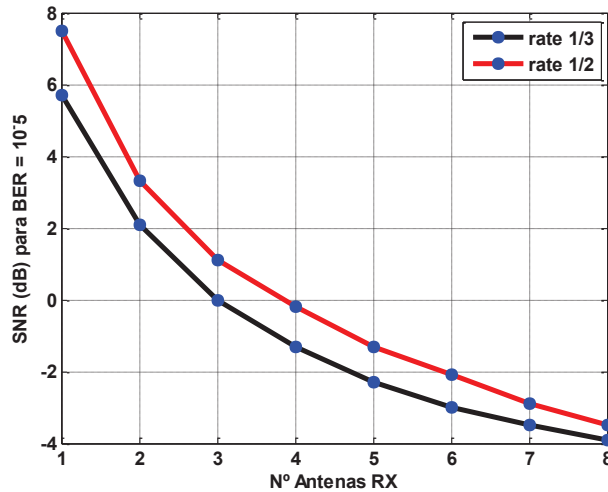


Figura 5.7 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO com TC (*log-MAP*, 10^a iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

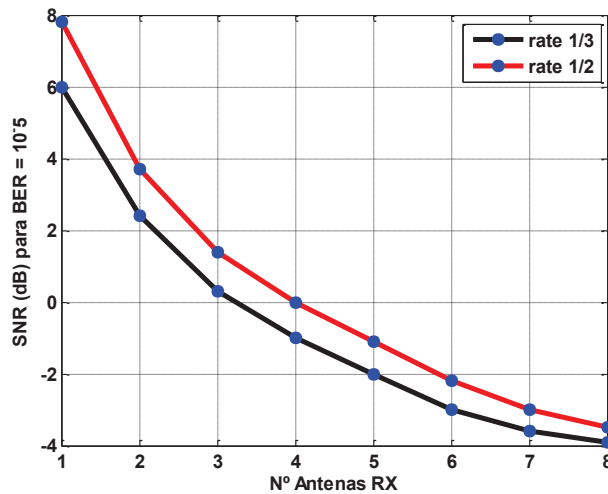


Figura 5.8 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO com TC (*max-log-MAP*, 10^a iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

5.2 Sistemas MISO e MIMO com Correção de Erros

Nesta secção, é feita a avaliação de desempenho dos sistemas MISO e MIMO (Alamouti e STBC com quatro e oito antenas de transmissão) com correção de erros. Tal como na secção anterior, é usado o TC com os algoritmos *log-MAP* e *max-log-MAP* com *rate* de 1/2 e 1/3.

Numa primeira fase, é feita a avaliação de desempenho sem perfuração, ou seja, com *rate* de 1/3 (Figura 5.9 até Figura 5.14). Tal como nos sistemas SISO e SIMO, para os dois algoritmos, compara-se a SNR necessária para se obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} nos esquemas de Alamouti (Figura 5.15), STBC com quatro antenas de transmissão (Figura 5.16) e STBC com oito antenas de transmissão (Figura 5.17). Para os vários esquemas, pode-se observar que o algoritmo *log-MAP* apresenta uma SNR mais reduzida (cerca de 0.3 dB) e que a partir da sexta antena de recepção, ambos os algoritmos apresentam a mesma SNR.

Nas Figuras 5.18 e 5.19 pode-se observar que, para ambos os algoritmos, com a introdução de antenas de transmissão consegue-se uma melhoria de desempenho (cerca de 0.25 dB) e, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção esta melhoria tende a diminuir.

Depois de se avaliar o desempenho dos sistemas MISO e MIMO para uma *rate* de 1/3, o mesmo é feito para uma *rate* de 1/2 (Figuras 5.20 até 5.25).

Seguidamente, para os dois algoritmos, compara-se a SNR necessária para se obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} nos esquemas de Alamouti (Figura 5.26), STBC com quatro antenas de transmissão (Figura 5.27) e STBC com oito antenas de transmissão (Figura 5.28). Para os vários esquemas, pode-se observar que o algoritmo *log*-MAP apresenta uma SNR mais reduzida (cerca de 0.3 dB) e que a partir da sexta antena de recepção, ambos os algoritmos apresentam a mesma SNR. Nas Figuras 5.29 e 5.30 pode-se observar que, para ambos os algoritmos, com a introdução de antenas de transmissão consegue-se uma melhoria de desempenho (cerca de 0.25 dB) e, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção essa melhoria tende a diminuir.

A SNR necessária para se obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} , para os algoritmos *log*-MAP e *max-log*-MAP com *rate* de 1/2 e 1/3, pode ser visualizada nas Figuras 5.31 até 5.36. Verifica-se que, para ambos os algoritmos, com uma *rate* de 1/2 é necessário um valor de SNR mais elevado (cerca de 1 dB), em relação a uma *rate* de 1/3. No entanto, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, o valor de SNR, para *rate* de 1/3 e 1/2, tende a aproximar-se.

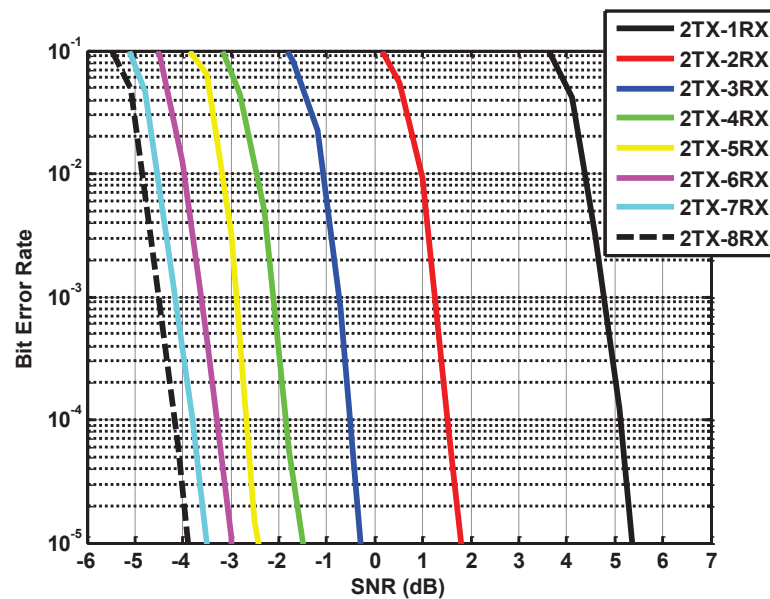


Figura 5.9 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log*-MAP, 10³ iteração), K=4 e *rate* de 1/3.

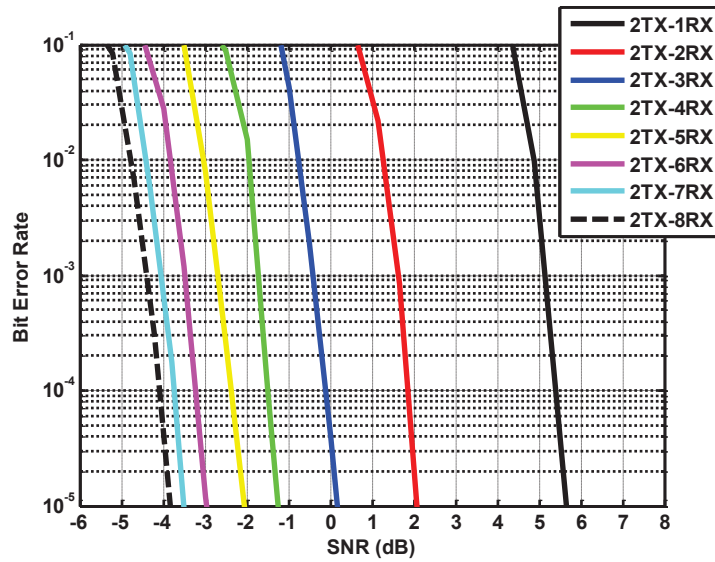


Figura 5.10 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10^3 iteração), $K=4$ e *rate* de $1/3$.

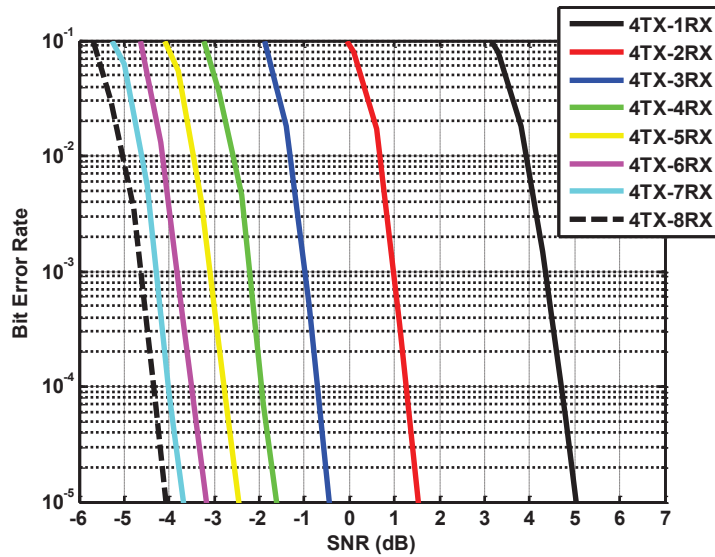


Figura 5.11 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10^a iteração), $K=4$ e *rate* de $1/3$.

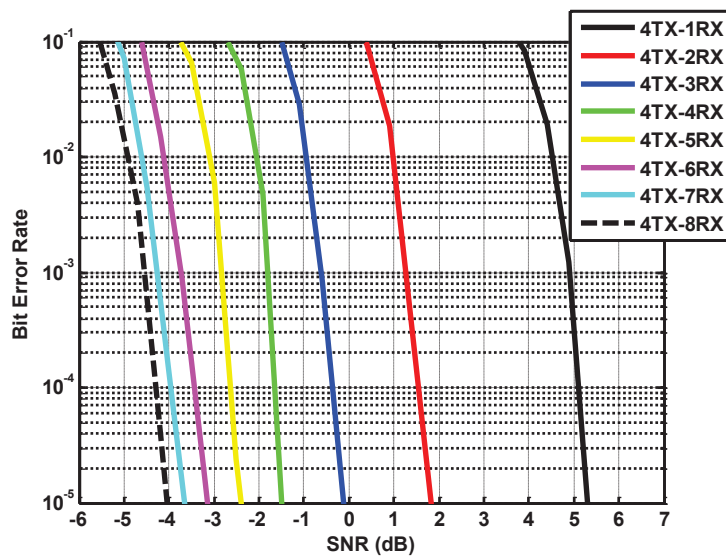


Figura 5.12 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10^a iteração), $K=4$ e *rate* de $1/3$.

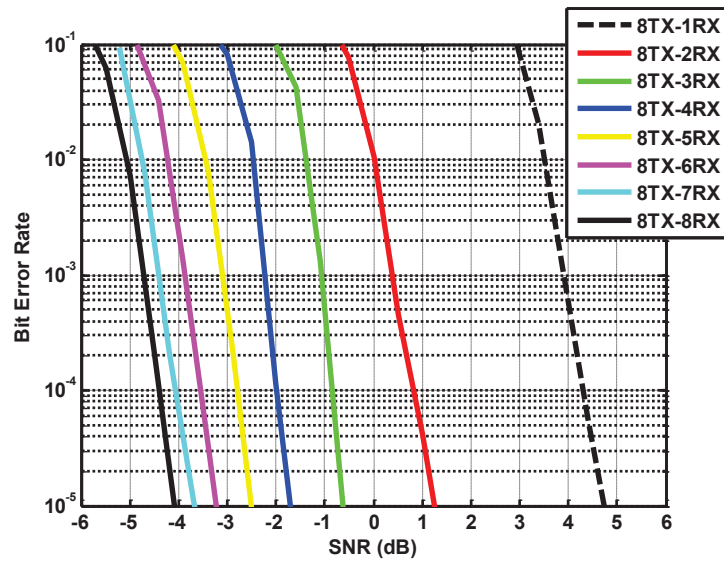


Figura 5.13 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de 1/3.

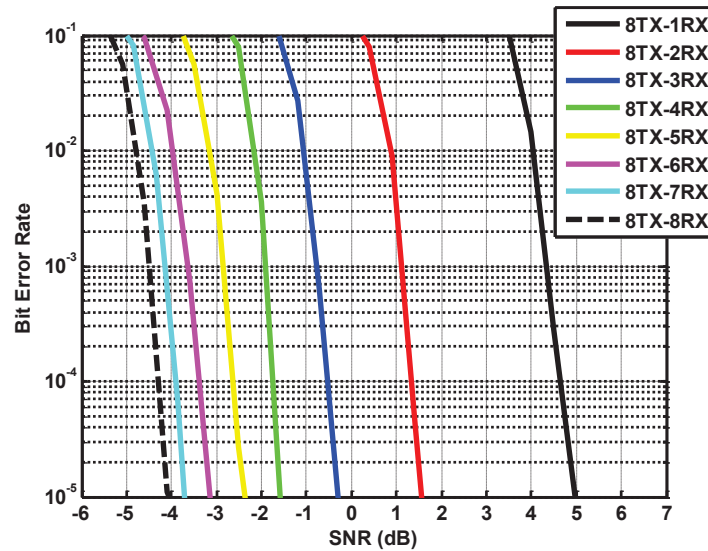


Figura 5.14 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de 1/3.

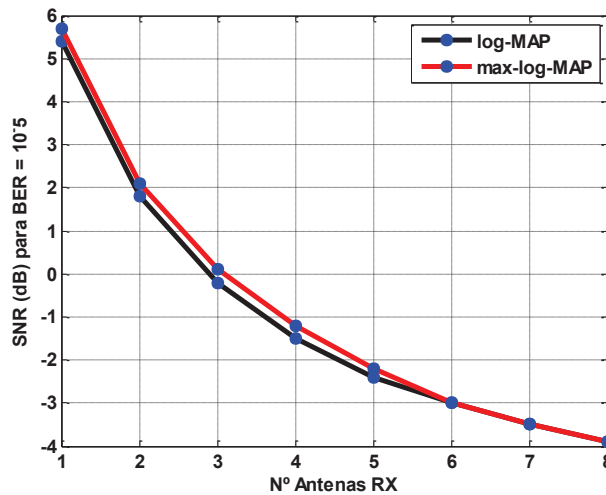


Figura 5.15 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/3.

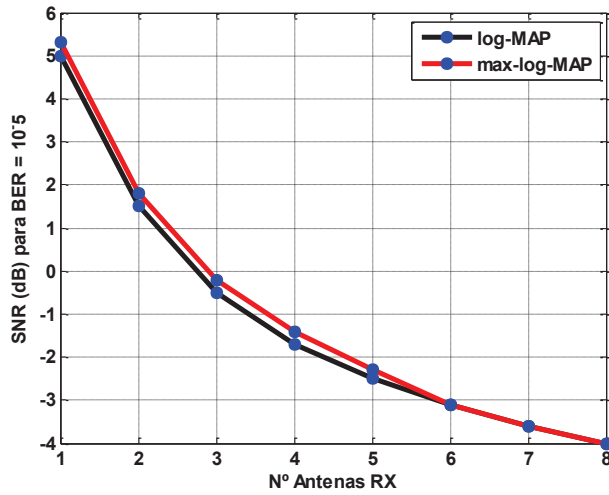


Figura 5.16 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/3.

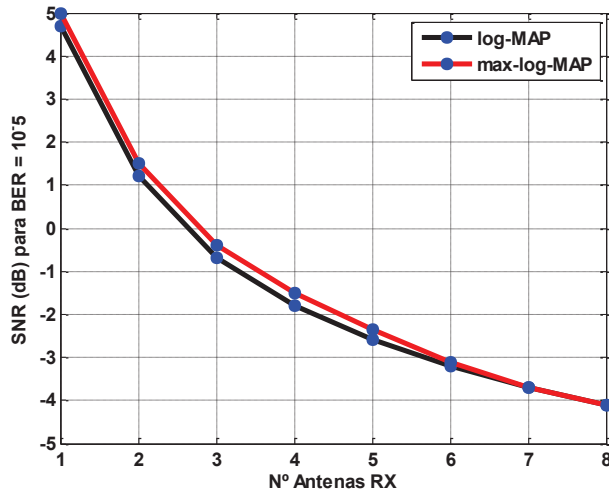


Figura 5.17 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/3.

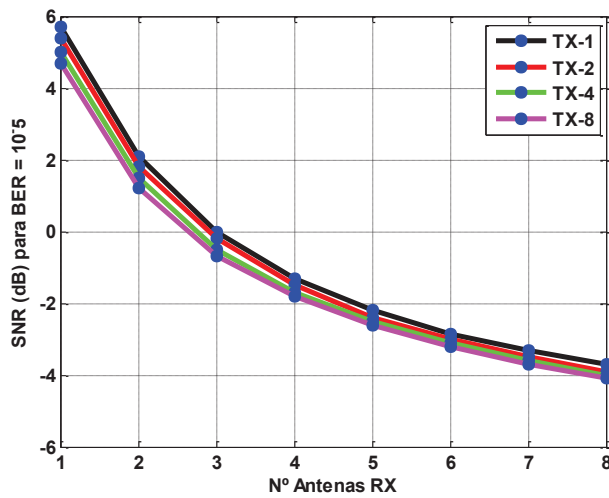


Figura 5.18 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/3.

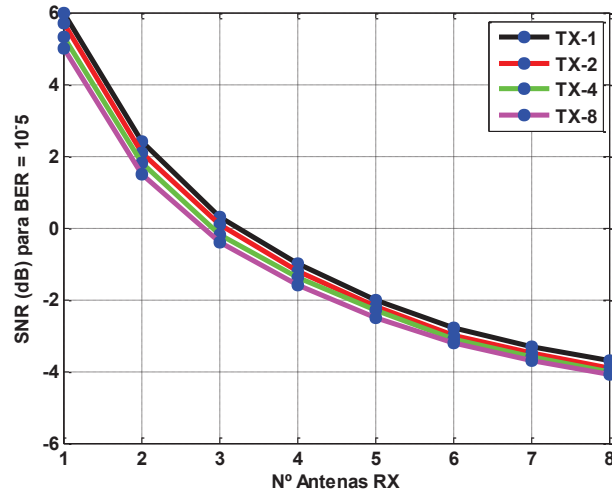


Figura 5.19 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10^3 iteração) e *rate* de 1/3.

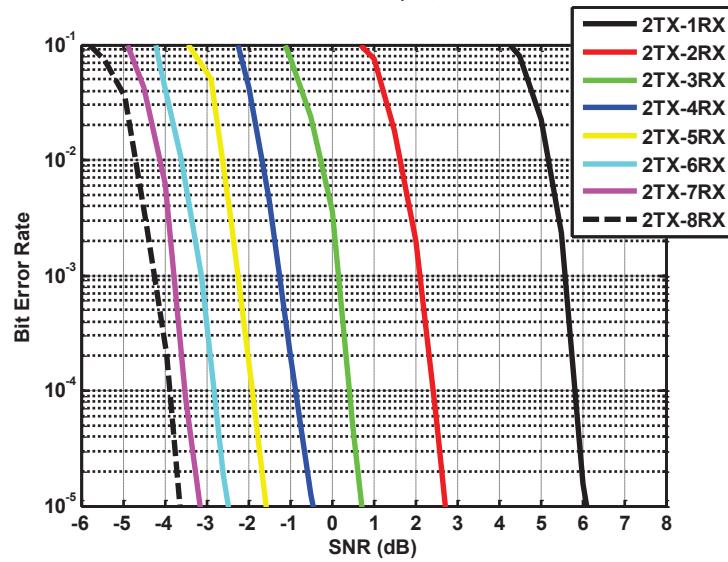


Figura 5.20 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10^3 iteração), $K=4$ e *rate* de 1/2.

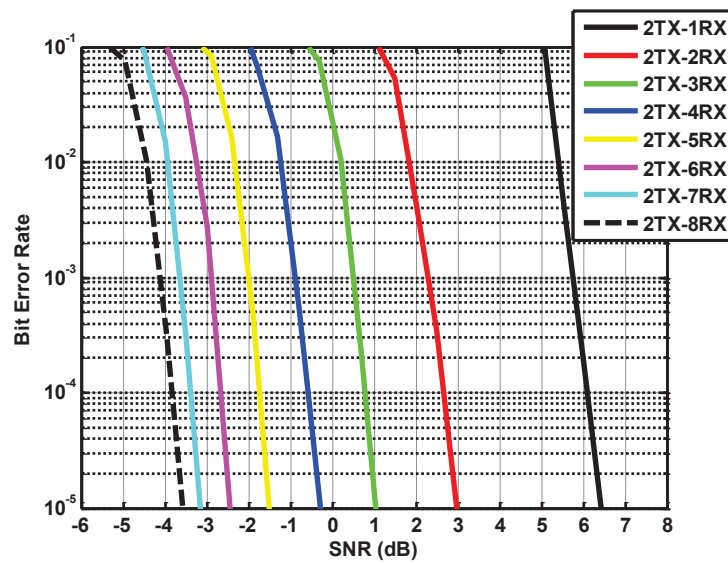


Figura 5.21 - Desempenho do esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10^3 iteração), $K=4$ e *rate* de 1/2.

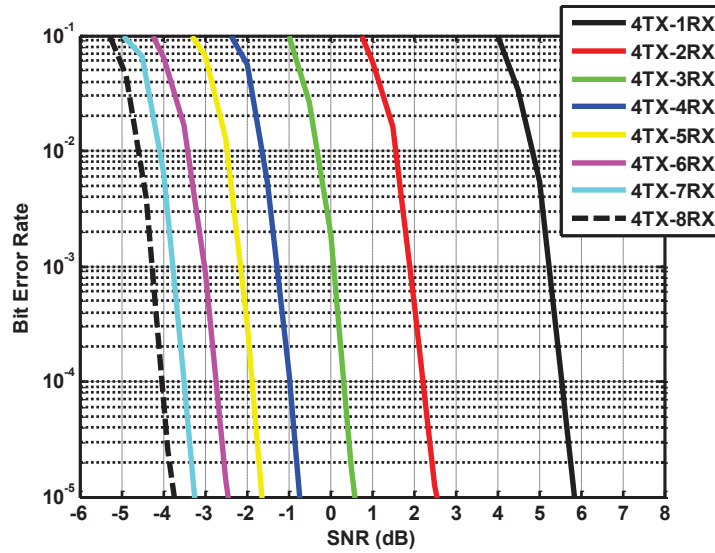


Figura 5.22 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de $1/2$.

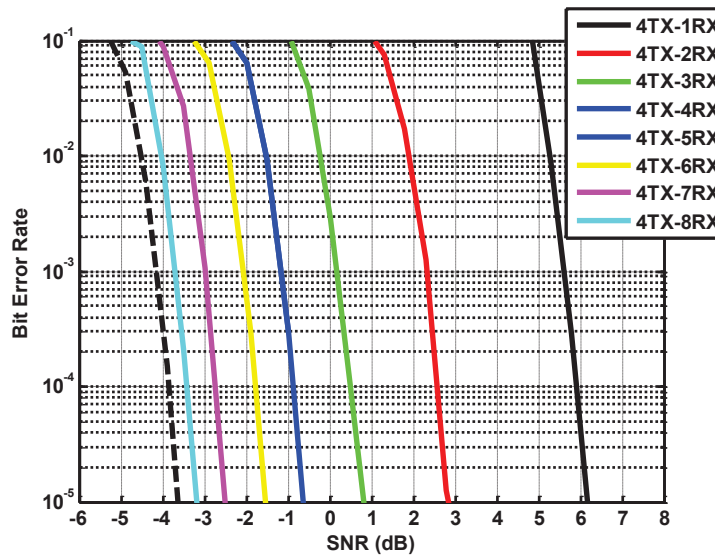


Figura 5.23 - Desempenho do esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de $1/2$.

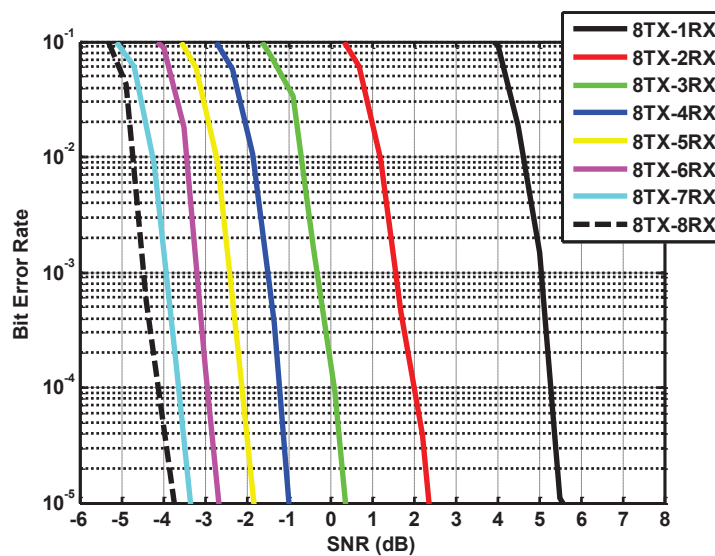


Figura 5.24 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de $1/2$.

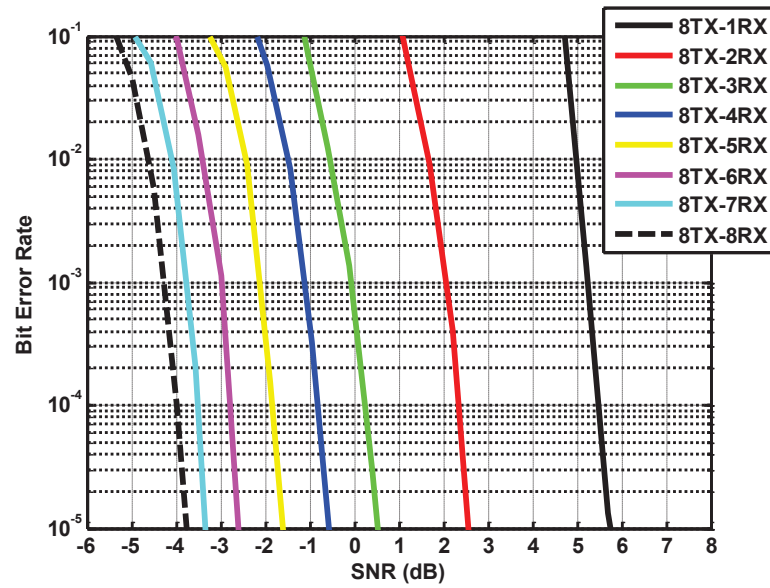


Figura 5.25 - Desempenho do esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração), $K=4$ e *rate* de 1/2.

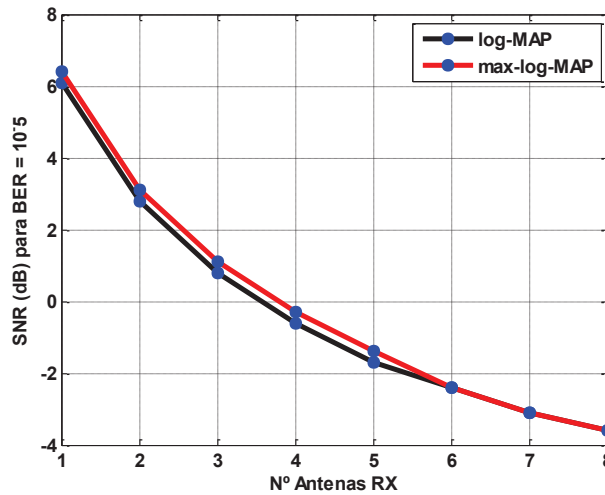


Figura 5.26 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/2.

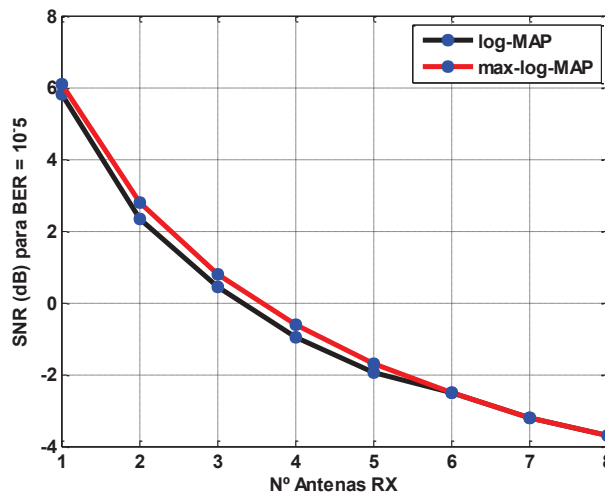


Figura 5.27 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/2.

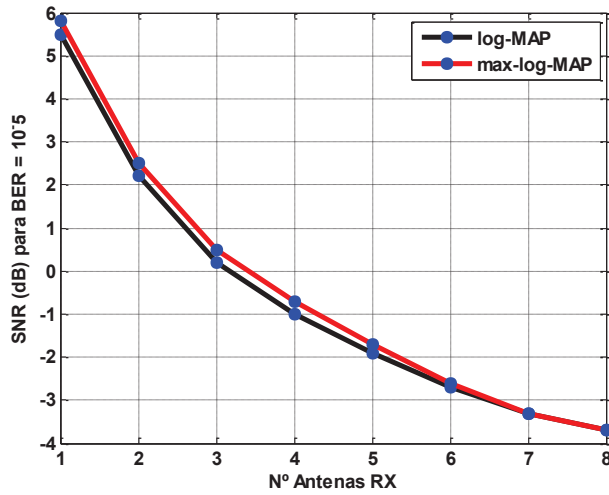


Figura 5.28 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10^8 iteração) e *rate* de $1/2$.

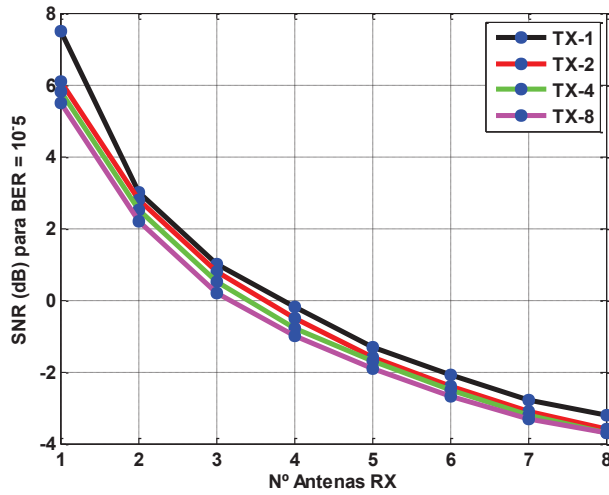


Figura 5.29 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10^8 iteração) e *rate* de $1/2$.

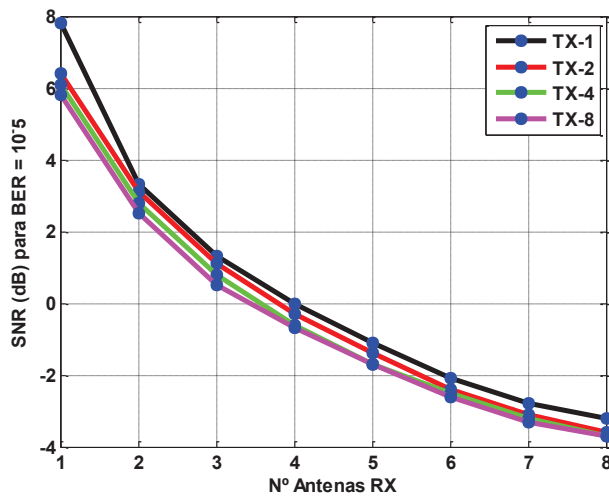


Figura 5.30 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10^8 iteração) e *rate* de $1/2$.

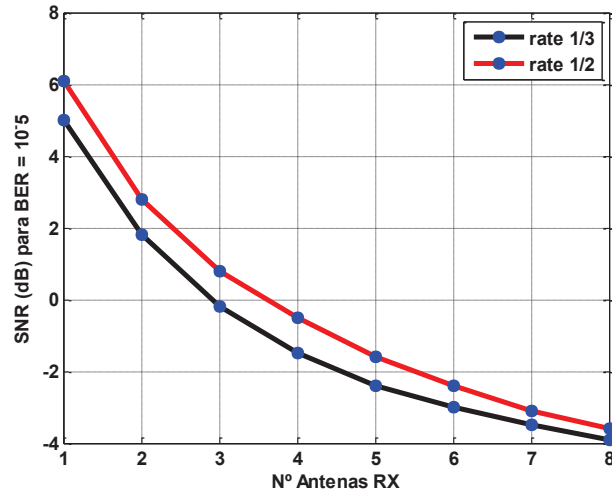


Figura 5.31 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log*-MAP, 10^3 iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

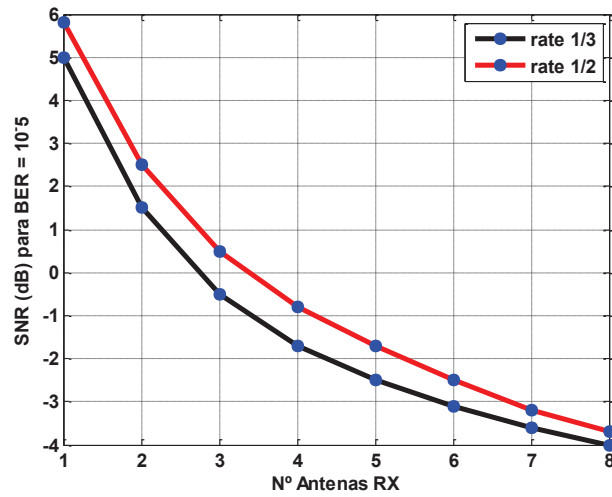


Figura 5.32 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log*-MAP, 10^3 iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

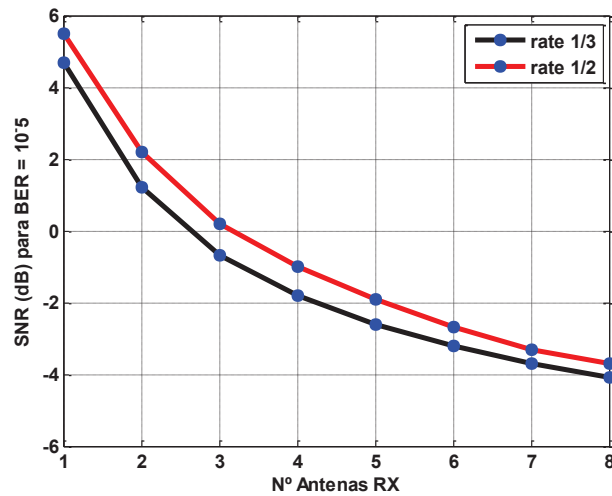


Figura 5.33 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*log*-MAP, 10^3 iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

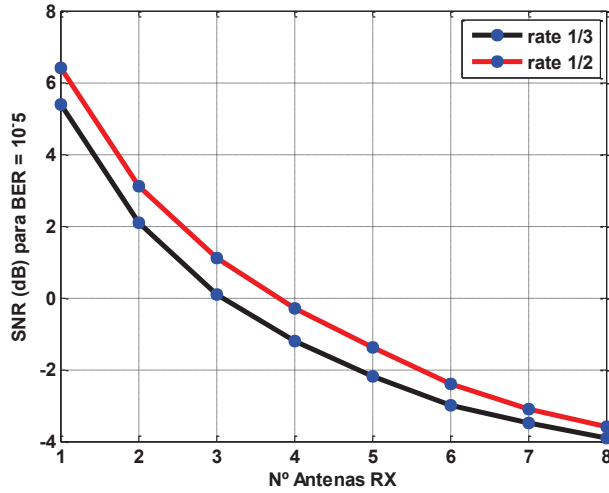


Figura 5.34 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

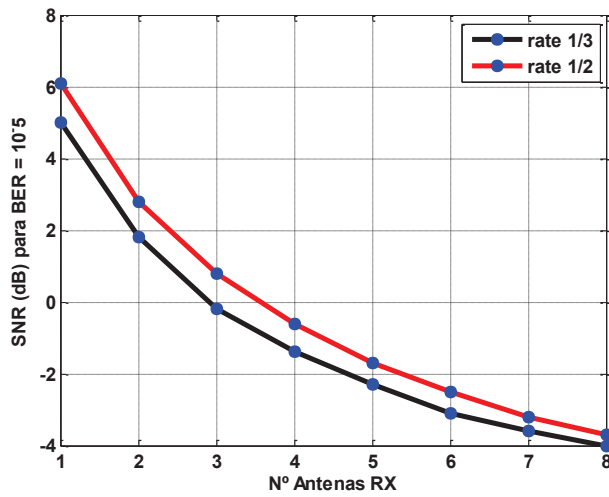


Figura 5.35 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

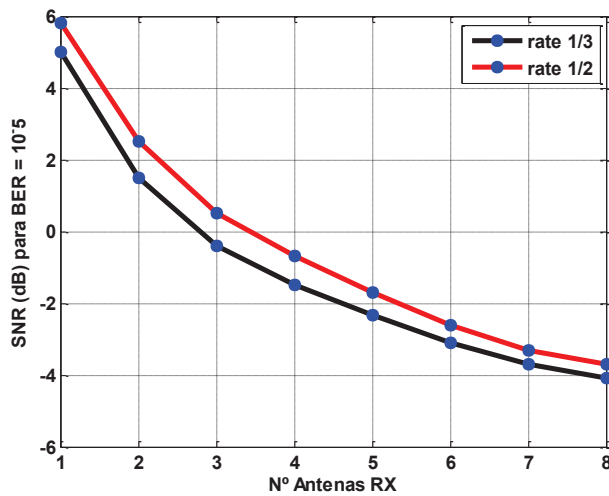


Figura 5.36 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, com TC (*max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/2 e 1/3.

5.3 Sistemas SISO e SIMO sem e com Correção de Erros

Nesta secção compara-se o desempenho dos sistemas SISO e SIMO com e sem correção de erros.

Nas Figuras 5.37 e 5.38, pode-se observar que, para *rate* de 1/2 e 1/3 existe uma melhoria de desempenho (cerca de 40 dB), em que esta, à medida que o número de antenas de recepção aumenta, diminui.

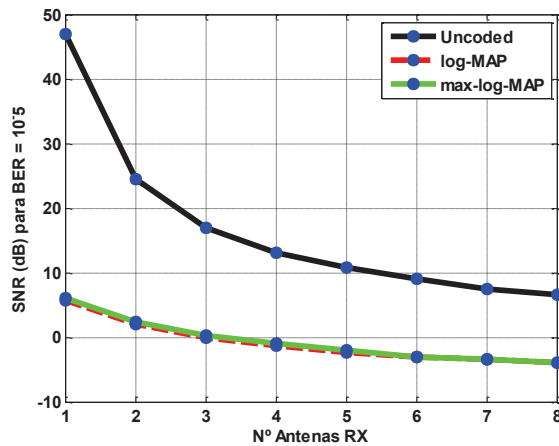


Figura 5.37 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de 1/3, 10^3 iteração).

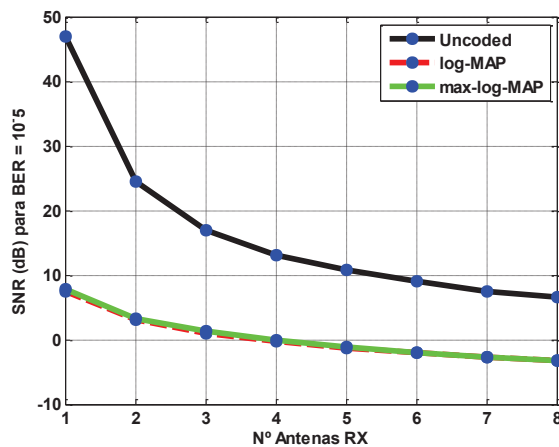


Figura 5.38 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de 1/2, 10^3 iteração).

5.4 Sistemas MISO e MIMO sem e com Correção de Erros

Nesta secção, é comparado o desempenho dos sistemas MISO e MIMO sem e com correção de erros, para *rate* de 1/3 e 1/2. Numa primeira fase, é feita a comparação de desempenho para os esquemas de Alamouti (Figura 5.39), STBC com quatro antenas de transmissão (Figura 5.40) e STBC com oito antenas de transmissão (Figura 5.41), com uma *rate* de 1/3. Pode-se assim observar que, para os três esquemas, consegue-se uma melhoria de desempenho significativa com o uso do TC, em que esta, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, diminui.

Por último, é feita a comparação de desempenho para os esquemas de Alamouti (Figura 5.42), STBC com quatro antenas de transmissão (Figura 5.43) e STBC com oito antenas de transmissão (Figura 5.44), com uma *rate* de 1/2. Tal como no caso anterior, para os três esquemas, consegue-se uma melhoria de desempenho bastante significativa com o uso do TC, em que esta, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, diminui.

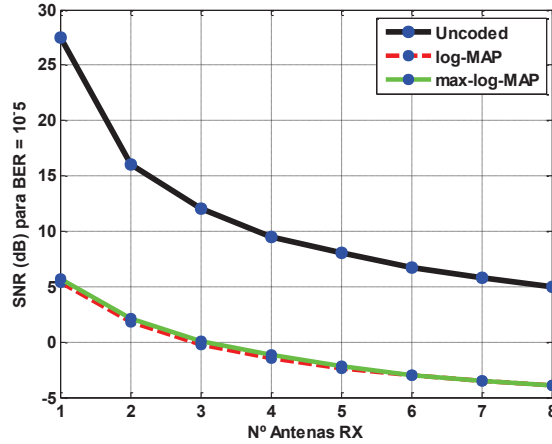


Figura 5.39 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de 1/3, 10ª iteração).

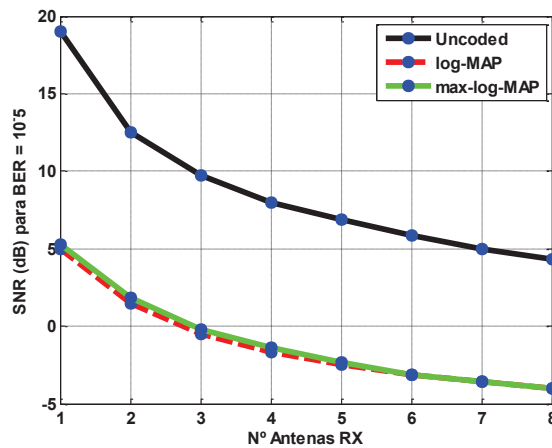


Figura 5.40 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de 1/3, 10ª iteração).

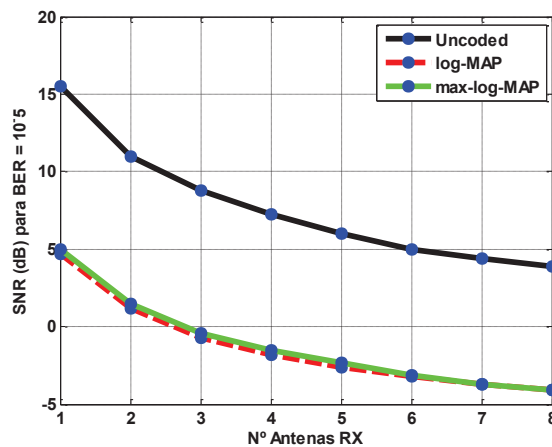


Figura 5.41 - SNR necessária para BER = 10^{-5} , para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de 1/3, 10ª iteração).

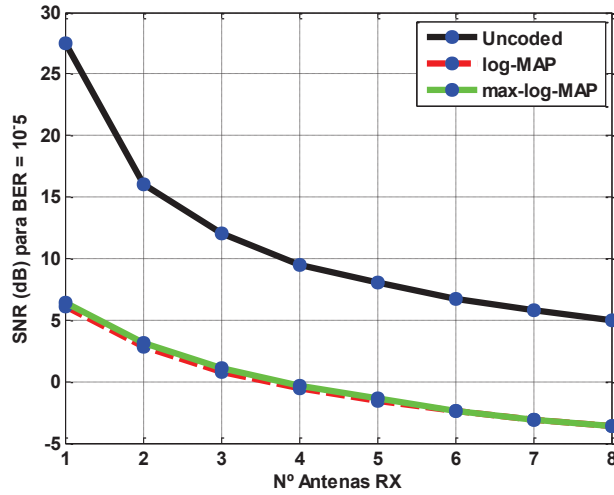


Figura 5.42 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de $1/2$, 10^3 iteração).

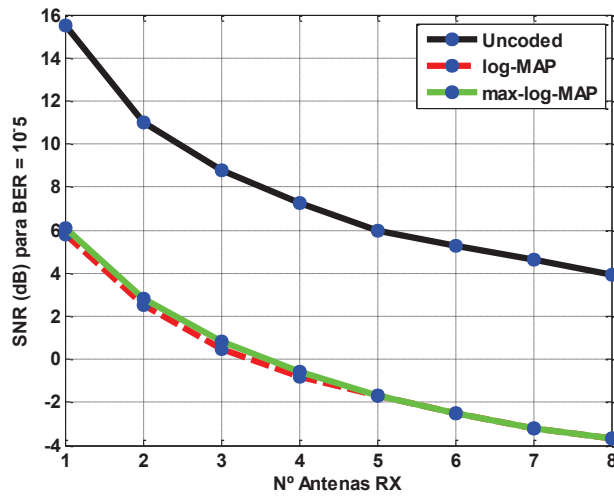


Figura 5.43 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com quatro antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de $1/2$, 10^3 iteração).

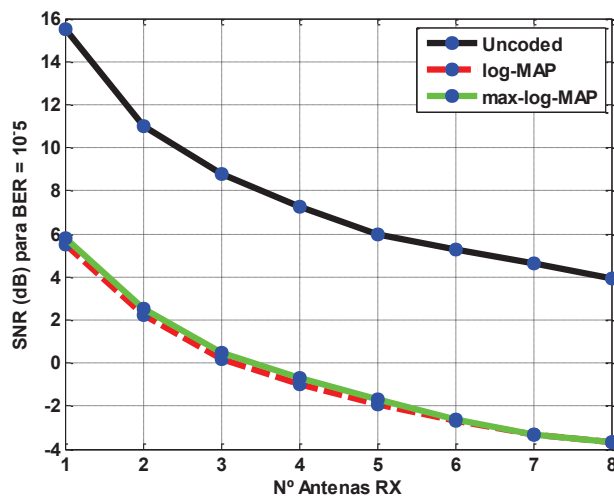


Figura 5.44 - SNR necessária para $BER = 10^{-5}$, para o esquema STBC com oito antenas de transmissão e diversidade na recepção, sem e com correção de erros (*log-MAP* e *max-log-MAP*, $K=4$, *rate* de $1/2$, 10^3 iteração).

Capítulo 6

6 Conclusões e Perspectivas de Trabalho Futuro

Neste capítulo resumem-se, na secção 6.1, as principais conclusões dos diversos capítulos da dissertação. Na secção 6.2 são apresentadas algumas perspectivas de trabalho futuro.

6.1 Conclusões

Esta dissertação teve como objectivo central o estudo de soluções eficazes para melhorar a eficiência de potência. Para tal é feito o estudo de sistemas MIMO com códigos de correção de erros adoptados no 3G-LTE.

Nos sistemas MIMO, a diversidade na transmissão é obtida com a codificação STBC (matrizes de Alamouti e de Tarokh et al) e a diversidade na recepção, com o uso de um combinador MRC. Nos códigos de correção de erros são estudados os códigos convolucionais e os TC, bem como os respectivos algoritmos de descodificação, o algoritmo de Viterbi para a descodificação de códigos convolucionais e os algoritmos MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP para a descodificação de TC.

Na secção 3.2 verifica-se que, os sistemas SISO não são eficientes para combater o multipercurso, necessitando de valores elevados de SNR para obter baixas probabilidades de erro. Como solução, são apresentados na secção 3.3, os sistemas SIMO, em que a melhoria de desempenho é obtida com o aumento do número de antenas na recepção. Contudo, esta melhoria é cada vez menor à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, verificando-se que a SNR tende para um valor mínimo.

Na secção 3.4, são apresentados como solução, os sistemas MISO com duas, quatro e oito antenas de transmissão. Nestes sistemas, verifica-se uma melhoria de desempenho à medida que se aumenta o número de antenas de transmissão. Ainda nesta secção, pode-se concluir que os sistemas MISO apresentam uma degradação de desempenho, em relação aos sistemas SIMO. A razão

desta degradação deve-se ao facto da energia radiada nos sistemas MISO ser partilhada por todas as antenas de transmissão. Já nos sistemas SIMO, a antena de transmissão radia com a energia total (este raciocínio apenas é utilizado para sistemas que apresentam a mesma diversidade, dada por $M \times N$).

Na secção 3.5 verifica-se que, com os sistemas MIMO, obtém-se uma melhoria de desempenho com o aumento do número de antenas de transmissão e de recepção. Contudo, a melhoria de desempenho obtida, com o aumento do número de antenas de transmissão, vai diminuindo à medida que se aumenta o número de antenas de recepção. Portanto, a SNR necessária para se obter uma probabilidade de erro igual a 10^{-5} (Figura 6.1), para todos os esquemas (1, 2, 4 e 8 antenas de transmissão), tende a aproximar-se, à medida que se aumenta o número de antenas de recepção.

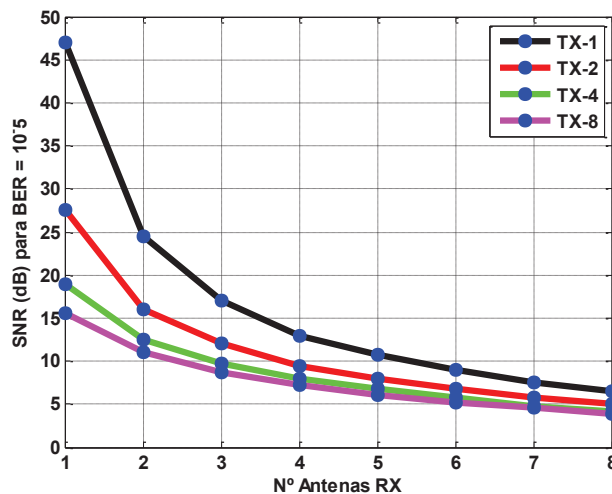


Figura 6.1 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, com 1, 2, 4 e 8 antenas de transmissão com diversidade na recepção.

Com o objectivo de melhorar o desempenho, no capítulo 4, é feito o estudo de técnicas de codificação de canal para sistemas SISO.

Na secção 4.3.1 conclui-se que, para sistemas SISO, o algoritmo de Viterbi com entrada branda apresenta melhor desempenho do que o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

Na secção 4.3.3, após o estudo dos algoritmos MAP, *log*-MAP e *max-log*-MAP, para a descodificação iterativa de TC com *rate* de 1/3 e 1/2, verifica-se que o algoritmo MAP apresenta o mesmo desempenho que o algoritmo *log*-MAP e um melhor desempenho em relação ao algoritmo *max-log*-MAP (cerca de 0.3 dB).

Como o algoritmo MAP apresenta uma maior complexidade do que o algoritmo *log*-MAP e, os algoritmos *log*-MAP e *max-log*-MAP apresentam um melhor desempenho do que o algoritmo de Viterbi, opta-se por fazer simulações apenas com os algoritmos *log*-MAP e *max-log*-MAP, para os restantes sistemas (SIMO, MISO e MIMO).

No capítulo 5, faz-se a avaliação de desempenho para os sistemas SISO, SIMO, MISO e MIMO recorrendo ao TC, com o uso dos algoritmos *log*-MAP e *max-log*-MAP com *rate* de 1/3 e 1/2. Pode-se assim concluir que, para todos os sistemas, recorrendo ao TC, obtém-se uma melhoria significativa de desempenho (Figura 6.2) e, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, a SNR tende para um valor mínimo (Figura 6.3).

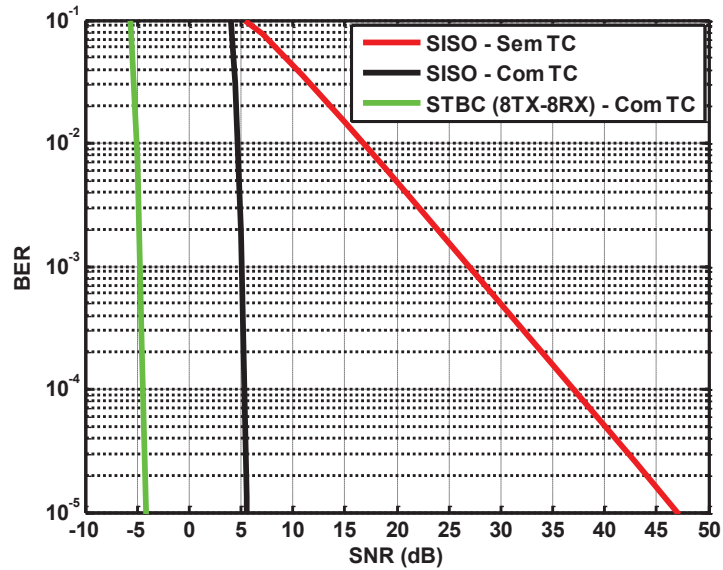


Figura 6.2 - Desempenho de SISO e STBC (8TX-8RX) com e sem TC (*log*-MAP, $k=4$, *rate* de 1/3, 10^a iteração).

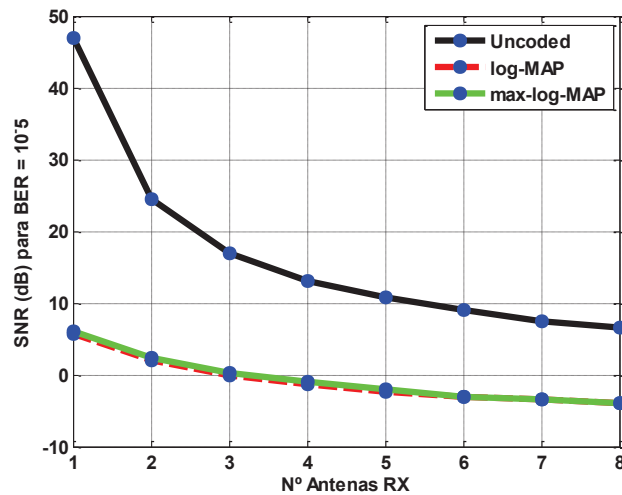


Figura 6.3 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para sistemas SISO e SIMO, sem e com correção de erros (*log*-MAP e *max-log*-MAP, $k=4$, *rate* de 1/3, 10^a iteração).

Verifica-se também que, para todos os sistemas com *rate* de 1/3 e 1/2, o algoritmo *log*-MAP apresenta um melhor desempenho do que o algoritmo *max-log*-MAP (cerca de 0.3 dB). No entanto, a partir da sexta antena de recepção, os dois algoritmos apresentam o mesmo desempenho (Figura 6.4). Portanto, com seis antenas de recepção, o algoritmo *max-log*-MAP é uma mais-valia em relação ao algoritmo *log*-MAP, visto ser um algoritmo simplificado com menor latência.

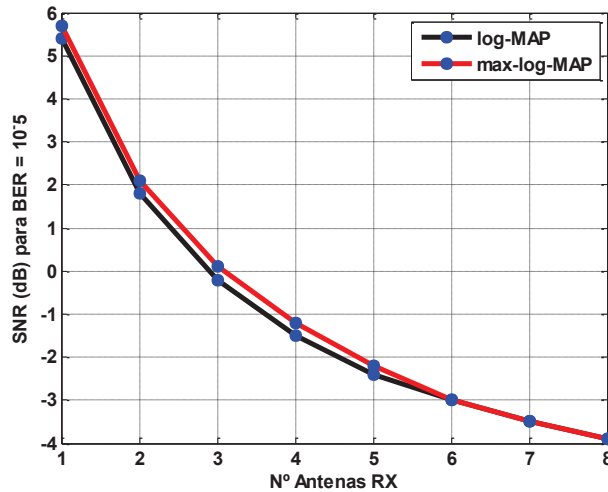


Figura 6.4 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP* e *max-log-MAP*, 10ª iteração) e *rate* de 1/3.

Ainda no capítulo 5, pode-se concluir que para uma *rate* de 1/2, embora se consigam ritmos de transmissão mais elevados, existe uma degradação de desempenho (cerca de 1 a 2 dB), no entanto, à medida que se aumenta o número de antenas na recepção, esta degradação diminui (Figura 6.5). Outro aspecto importante, é que a melhoria de desempenho obtida com o aumento do número de antenas de transmissão, recorrendo à técnica TC é bastante baixa (cerca de 0.25 dB) (Figura 6.6). Este processo tem a ver com o facto de, ao fim de algumas iterações, a saída do decodificador apresentar, em média, uma grande certeza na decisão, obtendo-se assim, uma pequena melhoria com o aumento do número de antenas de transmissão.

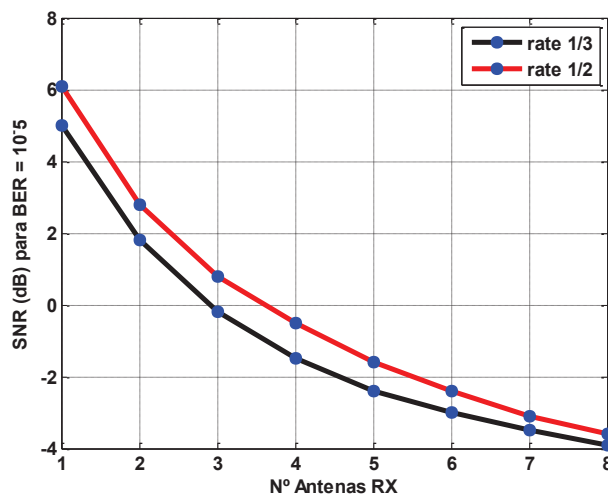


Figura 6.5 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para o esquema de Alamouti com diversidade na recepção, com TC (*log-MAP*, 10ª iteração), com *rate* de 1/2 e 1/3.

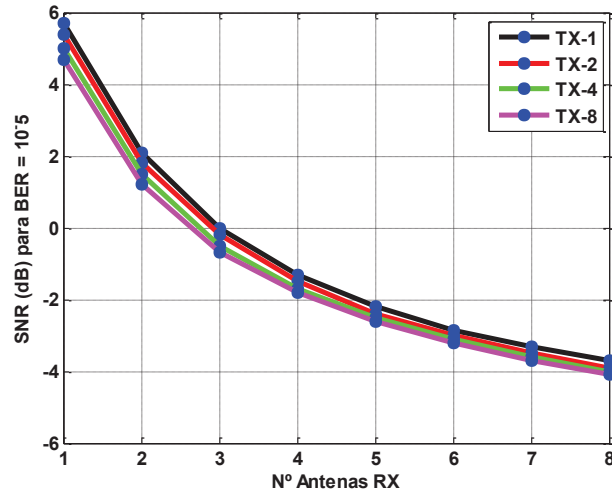


Figura 6.6 - SNR necessária para $BER=10^{-5}$, para os vários esquemas com diversidade na recepção, com TC (\log -MAP, 10^a iteração) com $rate$ de $1/3$.

6.2 Perspectivas de Trabalho Futuro

Tendo em vista o trabalho realizado, os objectivos das actividades futuras devem abordar os seguintes tópicos:

- Utilizar constelações com mais símbolos na modulação QAM.
- Estudo teórico e simulação de códigos LDPC (*Low-Density Parity-Check*).
- Estudo teórico e simulação de técnicas de multiplexagem espacial.

Referências Bibliográficas

- [1] Alamouti, S.M., “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol. 16, no.8, 1998, pp 1451-1458.
- [2] Tarokh, V., Jafarkhani, H., Calderbank, A., “Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.45, no.5 1999, pp 1456-1467.
- [3] Sesia, Stefania, Toufik, Issam e Baker, Matthew, “*LTE - The UMTS Long Term Evolution*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [4] Release 8. Disponível em : www.3gpp.org/ftp/Information/WORK_PLAN/Description_Releases/.
- [5] Pahlavan, Kaveh e Krishnamurthy, Prashant, “*Networking Fundamentals: Wide, Local and Personal Area Communications*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [6] Mishra, Ajay, “*Advanced Cellular Network Planning and Optimisation 2G/2.5G/3G... Evolution to 4G*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [7] Holma, Harry e Toskala, Antti, “*WCDMA For UMTS - HSPA Evolution and LTE*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [8] Holma, Harry e Toskala, Antti, “*LTE for UMTS OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [9] Myung, H., Lim, J. e Goodman, D., “Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission” , *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol.1, no.3, 2006, pp 30-38.
- [10] Dahlman, Erik, et al., “*3G Evolution HSPA and LTE for Mobile Broadband*”, Elsevier, Ltd, 2007.
- [11] *Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) (LTE-Advanced)*. Disponível em: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36913.htm>.

- [12] Simon, Marvin e Alouini, Mohamed, “*Digital Communication over Fading Channels Second Edition*”, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [13] Arslan, Hüseyin, “*Cognitive Radio, Software Defined Radio and Adaptive Wireless Systems*”, Springer, 2007.
- [14] Vucetic, Branka e Yuan, Jinhong, “*Space-Time Coding*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [15] Moreira, Jorge e Farrell, Patrick, “*Essentials of Error-Control Coding*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2006.
- [16] Haykin, Simon, “*Communication Systems 4th Edition*”, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [17] Abrantes, Sílvio, “*Códigos Correctores de Erros em Comunicações Digitais*”, FEUP edições, 2010.
- [18] Berrou, C., Glavieux, A., Thitimajshima, P., “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes”, *IEEE International Conference on Communications*, vol.2, 1993, pp 1064-1070.
- [19] Robertson, P., Villerbrun, E. e Hoeher, P. Seattle., “A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain”, *IEEE International Conference on Communications*, vol.2, 1995, pp 1009-1013.
- [20] Koch, W., Baier, A., “Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying inter-symbol interference”, *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol.3, 1990, pp 1679-1684.
- [21] Erfanian, J., Pasupathy, S. e Gulak, G., “Reduced complexity symbol detectors with parallel structures for ISI channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol.42, 1994, pp 1661-1671.

ANEXO A

Exemplo do Algoritmo de Viterbi

A.1. Exemplo do Algoritmo de Viterbi com Entrada Rígida

Considere-se para este exemplo, o codificador CNR (Figura A.1) com a matriz geradora $G(D) = \begin{bmatrix} 1+D+D^2 & 1+D^2 \\ 1+D & 1+D^2 \end{bmatrix}$ e rate de 1/2. A treliça do codificador CNR é representada na Figura A.2.

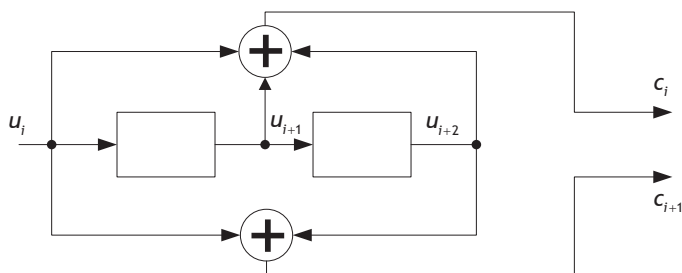


Figura A.1 - Codificador CNR (rate de 1/2 e K=3).

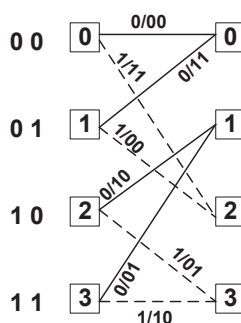


Figura A.2 - Treliça do codificador CNR (rate de 1/2 e K=3), para entrada rígida.

Para se proceder à descodificação, são efectuadas as seguintes operações a cada secção da treliça:

- Calcular a métrica associada a cada ramo (distância de *Hamming*).
- Calcular, para cada nó/estado, as diversas hipóteses quanto à 'métrica acumulada final' = 'métrica acumulada inicial' (em memória) + 'métrica associada a um ramo que conduz ao nó/estado';
- Memorizar apenas, para cada estado, a métrica acumulada final mínima (de entre as diversas hipóteses), bem como o percurso/sequência associado, sobrevivente.

Para o exemplo, considere-se os seguintes bits de informação $u = [1\ 0\ 1\ 0\ 0]$, que codificados pelo codificador CNR (Figura A.1), obtém-se a seguinte sequência $c = [1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$. Depois de passar pelo canal, a sequência recebida é dada por $y = [1\ 1\ 1\ 0\ 0\ \underline{1}\ 1\ 0\ 1\ 1]$, onde ocorre um erro no sexto bit. Para calcular a distância de *Hamming*, comparam-se os bits da sequência recebida com os bits correspondente à saída de cada ramo da treliça. A distância de *Hamming* é definida por:

$$d_t = \sum_{j=1}^n (z_{t_j} \oplus y_{t_j}) \tag{A.1}$$

As figuras seguintes mostram em detalhe os passos efectuados para a respectiva descodificação de Viterbi com entrada rígida. As Figuras A.3 até A.7 representam as distâncias de *Hamming* e as suas somas desde t_0 até t_5 e a Figura A.8 o caminho sobrevivente.

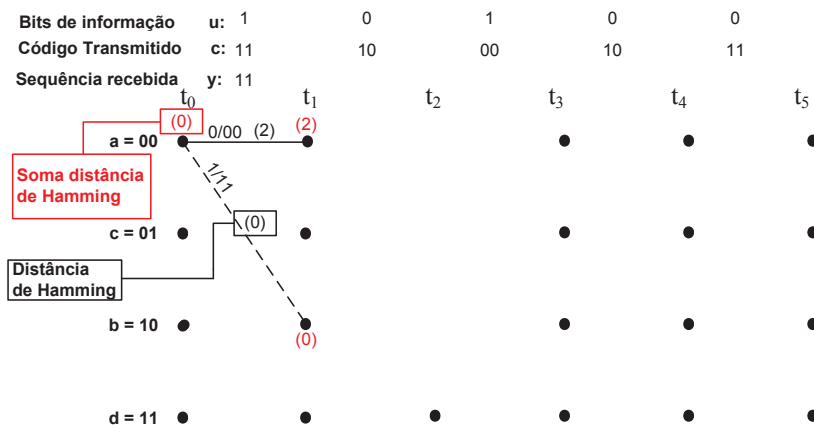


Figura A.3 - Situação após o 1º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

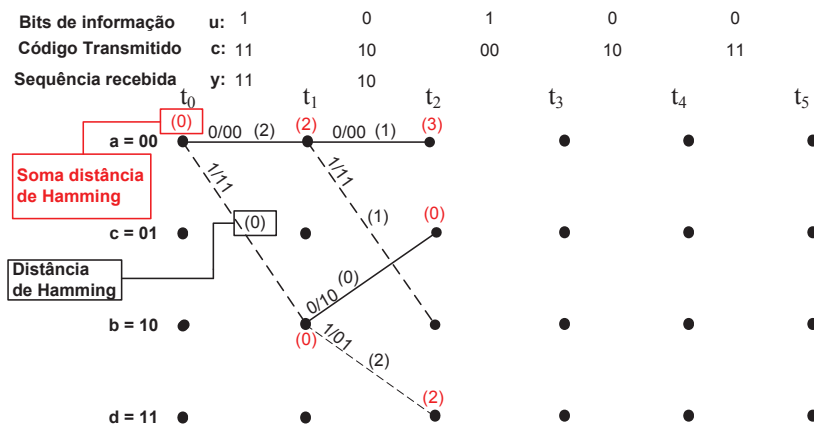


Figura A.4 - Situação após o 2º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

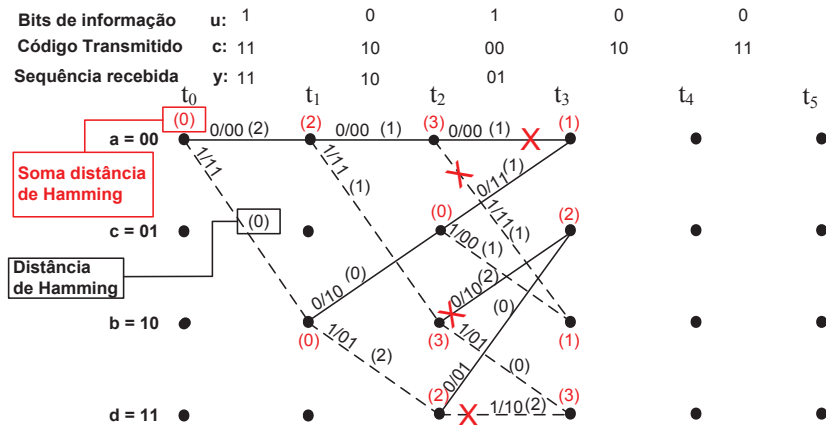


Figura A.5 - Situação após o 3º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

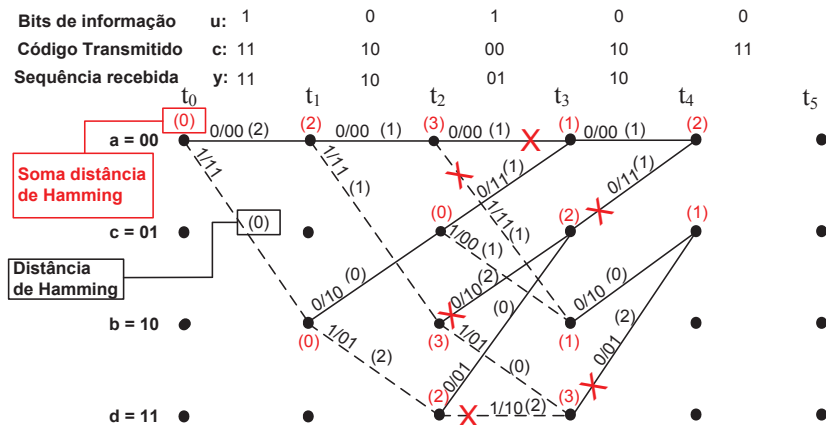


Figura A.6 - Situação após o 4º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

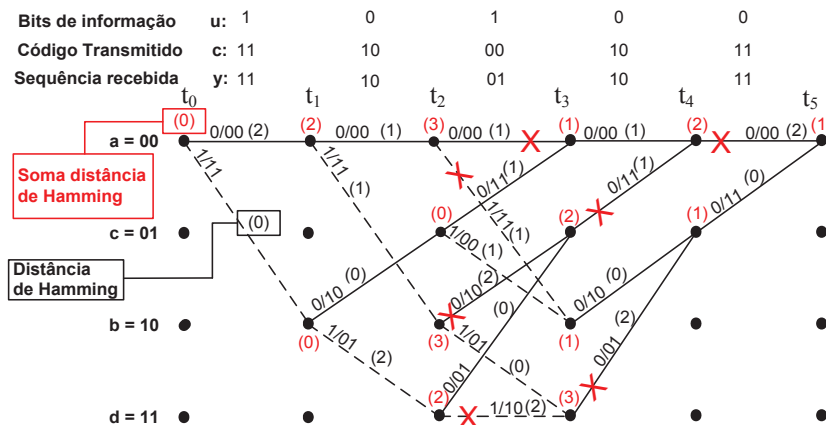


Figura A.7 - Situação após o 5º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

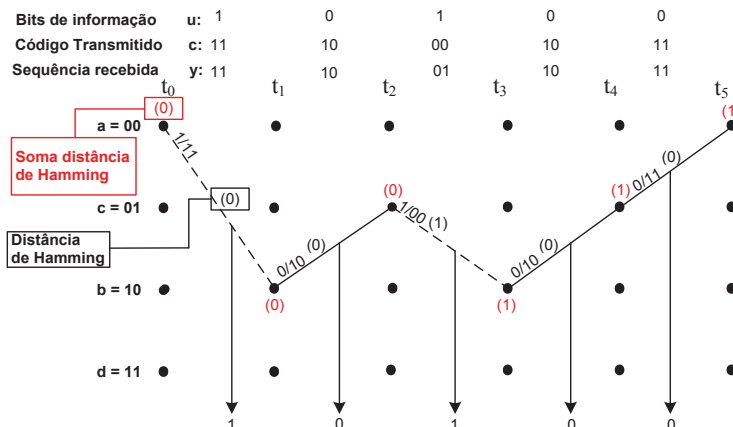


Figura A.8 - Caminho sobrevivente para o algoritmo de Viterbi com entrada rígida.

Assim sendo, a sequência estimada usando o algoritmo de Viterbi com entrada rígida é $u' = \{1\ 0\ 1\ 0\ 0\}$ que é efectivamente uma estimativa idêntica à mensagem original u .

A.2. Exemplo do Algoritmo de Viterbi com Entrada Branda

Considere-se para este exemplo o mesmo codificador CNR utilizado no exemplo anterior. Contudo, ao contrário do exemplo anterior, as entradas e as saídas da treliça não são representadas por 1's e 0's, mas sim por 1's e -1's, sendo os 1's da entrada rígida os 1's da entrada branda e os 0's da entrada rígida os -1's da entrada branda, como representado na Figura A.9.

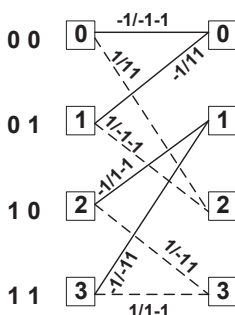


Figura A.9 - Treliça codificador CNR (rate de 1/2 e K=3), para entrada branda.

Para o exemplo, considere-se os seguintes bits de informação $u = [1\ 0\ 1\ 0\ 0]$, que codificados pelo codificador CNR (Figura A.1), obtém-se a seguinte sequência $c = [1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$. Depois de passar pelo canal, a sequência recebida é dada por $y = [-0.6\ 0.8\ 0.3\ -0.6\ 0.1\ 0.1\ 0.7\ 0.1\ 0.6\ 0.4]$. A métrica é calculada utilizando a distância Euclidiana entre a sequência recebida e a correspondente saída de todos os ramos da treliça. A distância Euclidiana de cada ramo é definida por:

$$e = \sum_{j=1}^n (y_{lj} - z_{lj})^2 \tag{A.2}$$

Portanto, a distância Euclidiana para o primeiro ramo é:

$$e = \sqrt{(-0.6 - (-1))^2} + \sqrt{(0.8 - (-1))^2} = 3.4 \quad (\text{A.3})$$

As Figuras A.10 até A.14 representam o cálculo das distâncias Euclidianas e as suas somas desde t_0 até t_5 e a Figura A.15 o caminho sobrevivente.

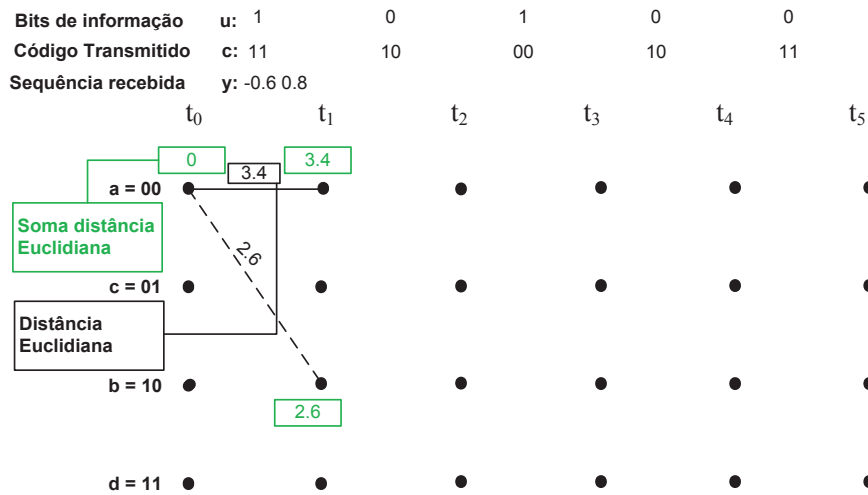


Figura A.10 - Situação após o 1º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada banda.

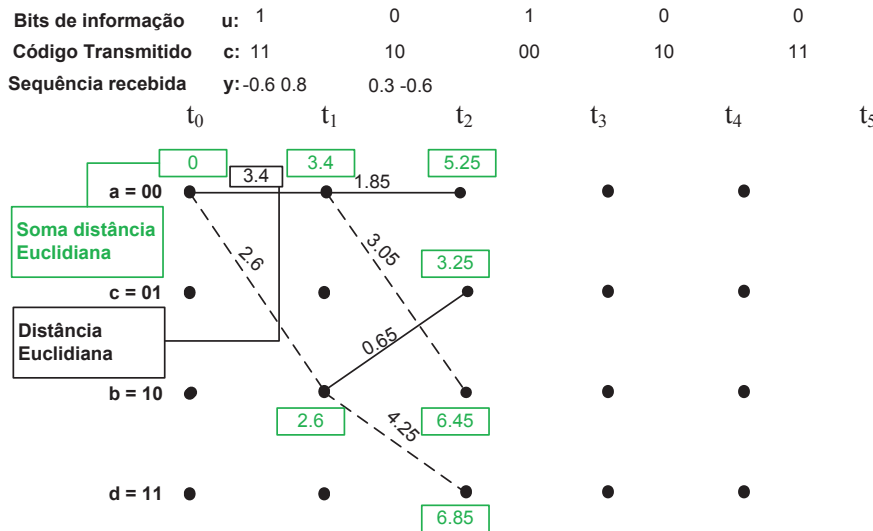


Figura A.11 - Situação após o 2º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada banda.

Bits de informação u: 1 0 1 0 0
 Código Transmitido c: 11 10 00 10 11
 Sequência recebida y: -0.6 0.8 0.3 -0.6 0.1 0.1

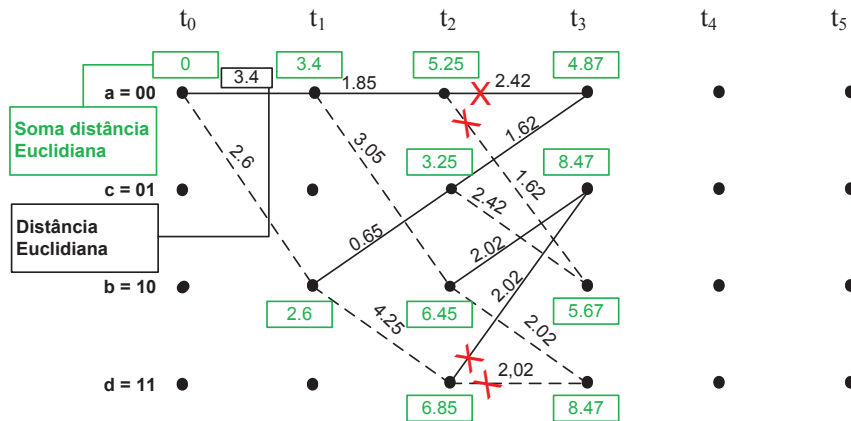


Figura A.12 - Situação após o 3º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.

Bits de informação u: 1 0 1 0 0
 Código Transmitido c: 11 10 00 10 11
 Sequência recebida y: -0.6 0.8 0.3 -0.6 0.1 0.1

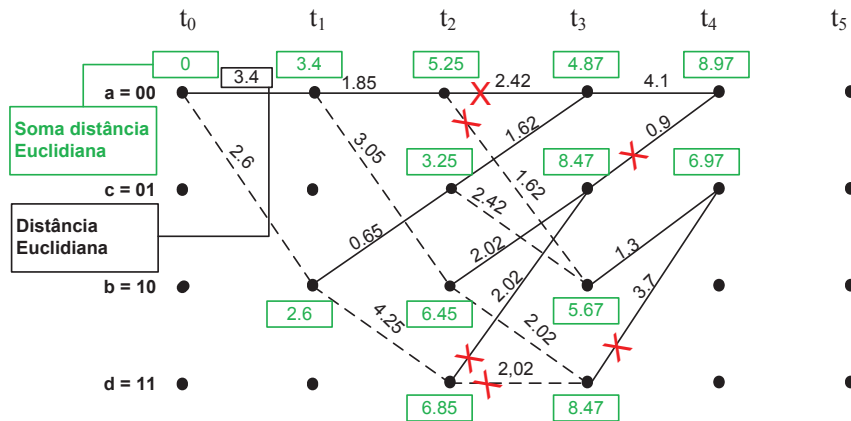


Figura A.13 - Situação após o 4º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.

Bits de informação u: 1 0 1 0 0
 Código Transmitido c: 11 10 00 10 11
 Sequência recebida y: -0.6 0.8 0.3 -0.6 0.1 0.1

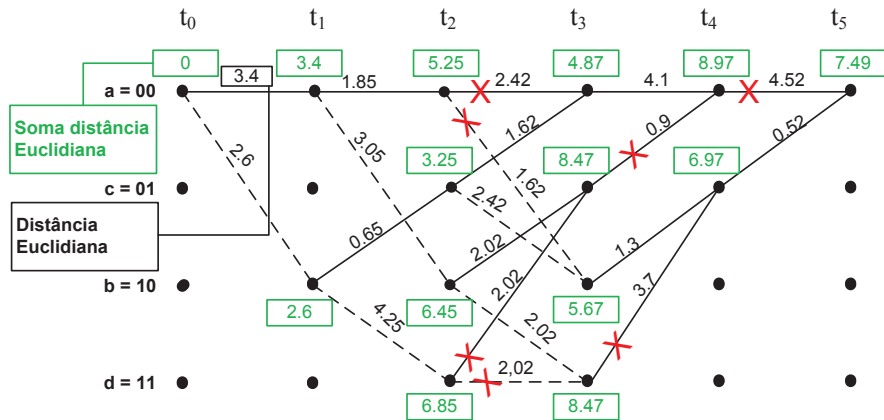


Figura A.14 - Situação após o 5º ramo para o algoritmo de Viterbi com entrada branda.

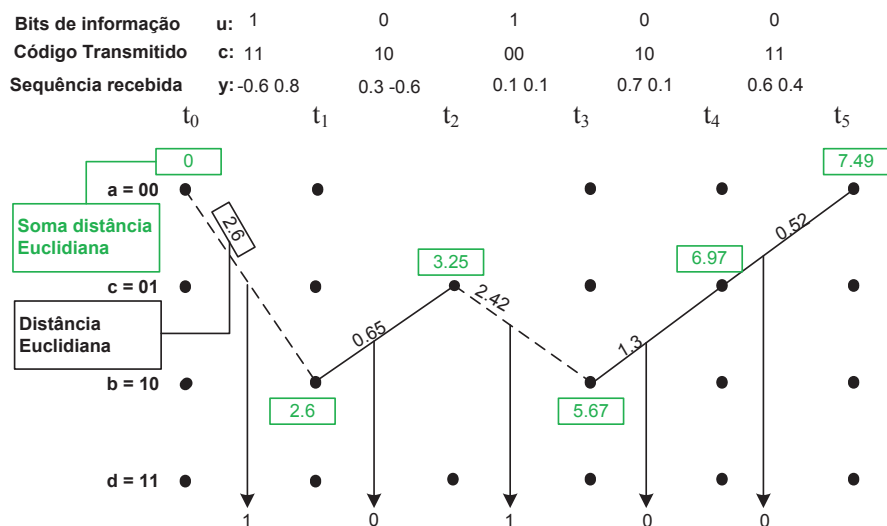


Figura A.15 - Caminho sobrevivente para o algoritmo de Viterbi com entrada branca.

Assim sendo, a sequência estimada usando o algoritmo de Viterbi com entrada branca é $u' = \{1\ 0\ 1\ 0\ 0\}$ que é efectivamente uma estimativa idêntica à mensagem original u .

ANEXO B

Exemplo do Algoritmo MAP

Considere-se para este exemplo, o codificador CRS (Figura B.1) com a matriz geradora

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & 1+D^2 \\ 1+D+D^2 & 1 \end{bmatrix}. \text{ Tal como no algoritmo de Viterbi com entrada branca, as entradas e as}$$

saídas da treliça são representadas por 1's e -1's (Figura B.2).

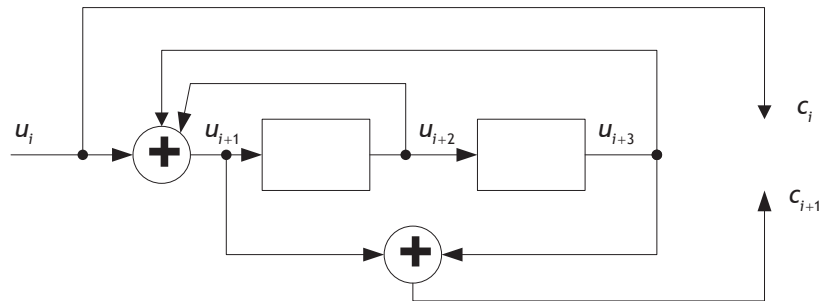


Figura B.1 - Codificador CRS (2,1,3) com *rate* de 1/2.

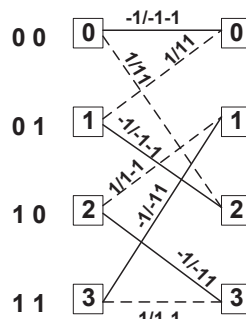


Figura B.2 - Treliça codificador CRS (*rate* de 1/2 e K=3).

Para o exemplo, considere-se os seguintes bits de informação $u = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]$, que codificados pelo codificador CRS (Figura B.1), obtém-se a seguinte sequência $c = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$. Depois de passar pelo canal, a sequência recebida é dada por $y = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -0.8 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$, onde ocorre um erro no sexto bit. Para simplificar o exemplo, assume-se que, a medida de

fiabilidade do canal vale $L_c = 4aR \frac{E_b}{N_0} = 2$ e $C_k = 1$. Como $P(u = \pm 1) = 1/2$ e sendo

$$L(u_k) = \ln \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)} = 0, \text{ pelo que } e^{u_k L(u_k)/2} = 1.$$

A Figura B.3 mostra os bits de informação, u , o código transmitido ou a sequência codificada, c , e a sequência recebida com erro, y . Esta figura mostra também a métrica associada a cada ramo da treliça, que pode ser calculada através da equação seguinte:

$$\gamma_k(s', s) = C_k e^{u_k L(u_k)/2} \exp\left[\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl}\right] \quad (B.1)$$

Portanto, a métrica para o primeiro ramo é (arredondado a 2 casas decimais):

$$\gamma_k(0, 0) = \exp\left[\frac{2}{2}(-1 \times 1 - 1 \times 1)\right] = 0.14 \quad (B.2)$$

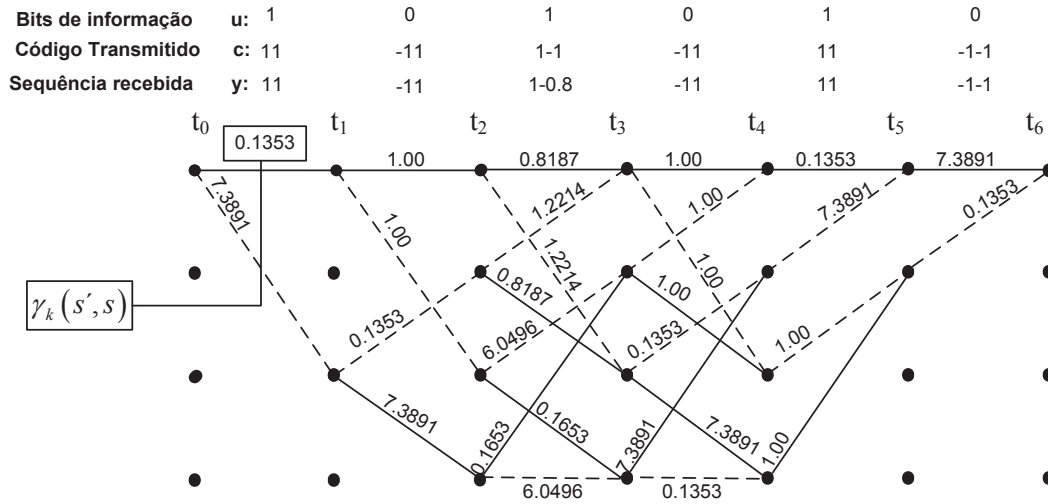


Figura B.3 – Treliça com o cálculo de γ para o algoritmo MAP.

Como é dito na secção 4.3.2, as probabilidades α e β são calculadas recursivamente. O α e o β do terceiro ramo são calculados abaixo através das equações (B.3) e (B.4). A representação do α pode ser visualizada na Figura B.4 e do β na Figura B.5.

$$\alpha_k(s) = \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \alpha_{k-1}(s') \quad (B.3)$$

$$\beta_{k-1}(s) = \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (B.4)$$

- Cálculo de α (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} \alpha_3(0) &= \alpha_2(0)\gamma_2(0,0) + \alpha_2(1)\gamma_2(1,0) = \\ &= 0.0024 \times 0.8187 + 0.0179 \times 1.2214 = 0.0238 \\ \alpha_3(1) &= \alpha_2(2)\gamma_2(2,1) + \alpha_2(3)\gamma_2(3,1) = \\ &= 0.0024 \times 6.0496 + 0.9773 \times 0.1653 = 0.1761 \\ \alpha_3(2) &= \alpha_2(0)\gamma_2(0,2) + \alpha_2(1)\gamma_2(1,2) = \\ &= 0.0024 \times 1.2214 + 0.0179 \times 0.8187 = 0.0176 \\ \alpha_3(3) &= \alpha_2(2)\gamma_2(2,3) + \alpha_2(3)\gamma_2(3,3) = \\ &= 0.0024 \times 0.1653 + 0.9773 \times 6.0496 = 5.9127 \end{aligned}$$

que normalizado fica:

$$\begin{aligned} \square_s \alpha_3'(s) &= \alpha_3'(0) + \alpha_3'(1) + \alpha_3'(2) + \alpha_3'(3) = \\ &= 0.0238 + 0.1761 + 0.0176 + 5.9127 = 6.1302 \\ \alpha_3(0) &= \frac{\alpha_3'(0)}{\square_s \alpha_3'(s)} = \frac{0.0238}{6.1302} = 0.0039 \\ \alpha_3(1) &= \frac{\alpha_3'(1)}{\square_s \alpha_3'(s)} = \frac{0.1761}{6.1302} = 0.0287 \\ \alpha_3(2) &= \frac{\alpha_3'(2)}{\square_s \alpha_3'(s)} = \frac{0.0176}{6.1302} = 0.0029 \\ \alpha_3(3) &= \frac{\alpha_3'(3)}{\square_s \alpha_3'(s)} = \frac{5.9127}{6.1302} = 0.9645 \end{aligned}$$

- Cálculo de β (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} \beta_3'(0) &= \beta_4(0)\gamma_3(0,0) + \beta_4(2)\gamma_3(0,2) = \\ &= 0.0179 \times 1 + 0.0024 \times 1 = 0.0203 \\ \beta_3'(1) &= \beta_4(0)\gamma_3(1,0) + \beta_4(2)\gamma_3(1,2) = \\ &= 0.0179 \times 1 + 0.0024 \times 1 = 0.0203 \\ \beta_3'(2) &= \beta_4(1)\gamma_3(2,1) + \beta_4(3)\gamma_3(2,3) = \\ &= 0.9773 \times 0.1353 + 0.0024 \times 7.3891 = 0.15 \\ \beta_3'(3) &= \beta_4(1)\gamma_3(3,1) + \beta_4(3)\gamma_3(3,3) = \\ &= 0.9773 \times 7.3891 + 0.0024 \times 0.1353 = 7.2217 \end{aligned}$$

que normalizado fica:

$$\begin{aligned} \square_s \beta_3'(s) &= \beta_3'(0) + \beta_3'(1) + \beta_3'(2) + \beta_3'(3) = \\ &= 0.0203 + 0.0203 + 0.15 + 7.2217 = 7.4193 \\ \beta_3(0) &= \frac{\beta_3'(0)}{\square_s \beta_3'(s)} = \frac{0.0203}{7.4193} = 0.0027 \\ \beta_3(1) &= \frac{\beta_3'(1)}{\square_s \beta_3'(s)} = \frac{0.0203}{7.4193} = 0.0027 \\ \beta_3(2) &= \frac{\beta_3'(2)}{\square_s \beta_3'(s)} = \frac{0.15}{7.4193} = 0.0203 \\ \beta_3(3) &= \frac{\beta_3'(3)}{\square_s \beta_3'(s)} = \frac{7.2217}{7.4193} = 0.9743 \end{aligned}$$

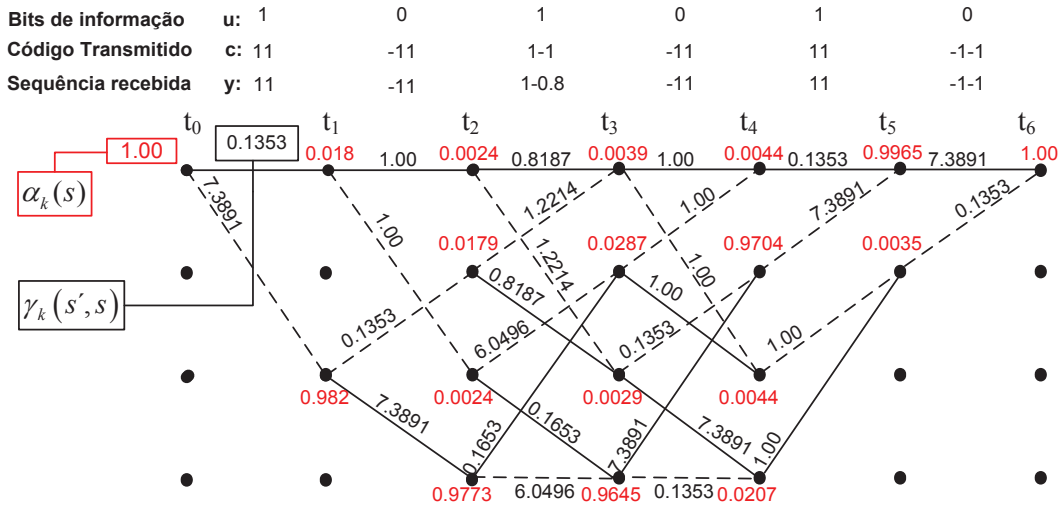


Figura B.4 - Treliza com o cálculo de γ e α para o algoritmo MAP.

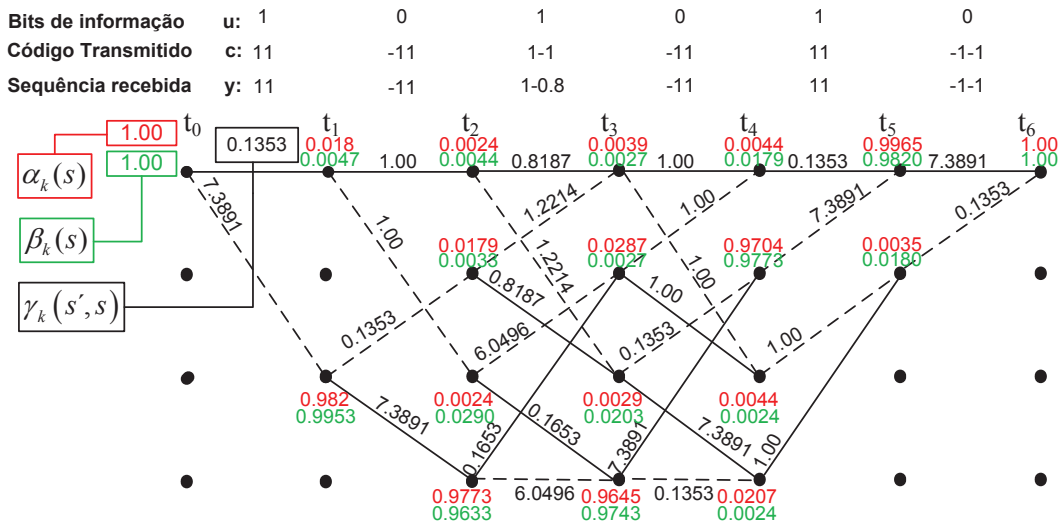


Figura B.5 - Treliza com o cálculo de γ , α e β para o algoritmo MAP.

O próximo passo é calcular a probabilidade $P(u_k = \pm 1 | y)$, que é obtida através do produto $\alpha\gamma\beta$ (equações (4.18) e (4.19)). Depois de se calcular a probabilidade $P(u_k = \pm 1 | y)$ para todos os ramos da treliça, que tenham como entrada 1 e 0, é calculado o $L(u_k | y)$, conforme a equação (4.20). As probabilidades $P(u_k = \pm 1 | y)$ e $L(u_k | y)$ para o terceiro ramo são calculadas abaixo. Na Tabela B.1, estão representados os valores de $P(u_k = \pm 1 | y)$ e de $L(u_k | y)$.

- Cálculo de $\sum_{R_1} P(s', s, y)$ (terceiro ramo):

$$P(1, 0, y) = \alpha_2(1)\gamma_2(1, 0)\beta_3(0) = 0.0179 \times 1.2214 \times 0.0027 = 5.9030 \times 10^{-5}$$

$$P(2, 1, y) = \alpha_2(2)\gamma_2(2, 1)\beta_3(1) = 0.0024 \times 6.0496 \times 0.0027 = 3.9201 \times 10^{-5}$$

$$P(0, 2, y) = \alpha_2(0)\gamma_2(0, 2)\beta_3(2) = 0.0024 \times 1.2214 \times 0.0203 = 5.9507 \times 10^{-4}$$

$$P(3, 3, y) = \alpha_2(3)\gamma_2(3, 3)\beta_3(3) = 0.9773 \times 6.0496 \times 0.9743 = 5.7603$$

$$\sum_{R_1} P(s', s, y) = 5.9030 \times 10^{-5} + 3.9201 \times 10^{-5} + 5.9507 \times 10^{-4} + 5.7603 = 5.761$$

- Cálculo de $L(u_k | y)$ (terceiro ramo):

$$L(u_k | y) = \ln \frac{\sum_{R_1} P(s', s, y)}{\sum_{R_0} P(s', s, y)} = \ln \frac{5.761}{0.0011} = 8.5318$$

Tabela B.1 - Valores das probabilidades $\sum_{R_1} P(s', s, y)$, $\sum_{R_0} P(s', s, y)$ e do LLR $L(u_k | y)$, para o algoritmo MAP.

	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6
$\sum_{R_1} P(s', s, y)$	7.3545	0.001	5.761	0.0012	7.0418	0.0005
$\sum_{R_0} P(s', s, y)$	0.0006	6.9899	0.0011	6.9648	0.0010	7.3633
$L(u_k y)$	9.3607	-8.8982	8.5318	-8.6497	8.8982	-9.6547
u'	1	0	1	0	1	0

Assim sendo, a sequência estimada a partir do algoritmo MAP é $u' = \{1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0\}$ que é efectivamente uma estimativa idêntica à mensagem original u .

B.1. Exemplo do Algoritmo log-MAP

Considere-se para este exemplo, o codificador CRS (Figura B.1). Tal como no algoritmo MAP, as entradas e as saídas da treliça são representadas por 1's e -1's (Figura B.2).

Para o exemplo, considere-se os seguintes bits de informação $u = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]$, que codificados pelo codificador CRS (Figura B.1), obtém-se a seguinte sequência $c = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$. Depois de passar pelo canal, a sequência recebida é dada por $y = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -0.8 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$, onde ocorre um erro no sexto bit. Para simplificar o exemplo, assume-se que a medida de fiabilidade do canal vale $L_c = 4aR_c \frac{E_b}{N_0} = 2$ e $C_k = 1$. Como $P(u = \pm 1) = 1/2$ e sendo

$$L(u_k) = \ln \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)} = 0, \text{ pelo que } e^{u_k L(u_k)/2} = 1.$$

A Figura B.6 mostra a sequência de entrada, u , o código transmitido ou a sequência codificada, c , e a sequência recebida com erro, y . Esta figura mostra também a métrica associada a cada ramo da treliça, que pode ser calculada através da equação seguinte:

$$\begin{aligned} \Gamma_k(s', s) &= \ln\left(C_k e^{u_k L(u_k)/2}\right) \ln \prod_{l=1}^L \frac{c_{kl}}{2} \prod_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \\ &= \ln(C_k) + \frac{u_k L(u_k)}{2} + \frac{L}{2} \prod_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \end{aligned} \tag{B.5}$$

Portanto, a métrica para o primeiro ramo é:

$$\Gamma_0(0,0) = \frac{2}{2}(-1 \times 1 - 1 \times 1) = -2 \tag{B.6}$$

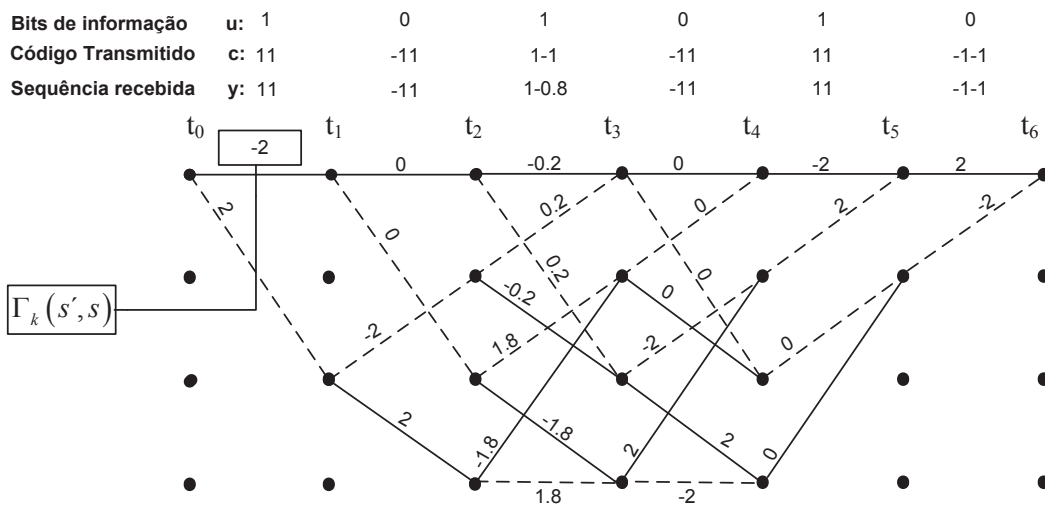


Figura B.6 - Treliça com o cálculo de Γ para o algoritmo log-MAP.

Como é dito na secção 4.3.2, as probabilidades A e B são calculadas recursivamente. As probabilidades A e B do terceiro ramo são calculadas abaixo através das equações (4.22) e (4.24). A representação do A pode ser visualizada na Figura B.7 e do B na Figura B.8.

- Cálculo de A (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} A_3(0) &= \max \{A_2(0) + \Gamma_2(0,0), A_2(1) + \Gamma_2(1,0)\} + \ln\left(1 + e^{-|A_2(0) + \Gamma_2(0,0) - A_2(1) - \Gamma_2(1,0)|}\right) = \\ &= \max \{ -2 - 0.2, 0 + 0.2 \} + \ln\left(1 + e^{-|-2 - 0.2 - 0 - 0.2|}\right) = \\ &= 0.2 + 0.868 = 0.2868 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_3(1) &= \max \{A_2(2) + \Gamma_2(2,1), A_2(3) + \Gamma_2(3,1)\} + \ln\left(1 + e^{-|A_2(2) + \Gamma_2(2,1) - A_2(3) - \Gamma_2(3,1)|}\right) = \\ &= \max \{ -2 + 1.8, 4 - 1.8 \} + \ln\left(1 + e^{-|-2 + 1.8 - 4 + 1.8|}\right) = \\ &= 2.2 + 0.0868 = 2.2868 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_3(2) &= \max \{A_2(0) + \Gamma_2(0,2), A_2(1) + \Gamma_2(1,2)\} + \ln\left(1 + e^{-|A_2(0) + \Gamma_2(0,2) - A_2(1) - \Gamma_2(1,2)|}\right) = \\ &= \max \{ -2 + 0.2, 0 - 0.2 \} + \ln\left(1 + e^{-|-2 + 0.2 - 0 + 0.2|}\right) = \\ &= -0.2 + 0.1839 = -0.0161 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_3(3) &= \max \{A_2(0) + \Gamma_2(0,2), A_2(1) + \Gamma_2(1,2)\} + \ln\left(1 + e^{-|A_2(0) + \Gamma_2(0,2) - A_2(1) - \Gamma_2(1,2)|}\right) = \\ &= \max \{ -2 - 1.8, 4 + 1.8 \} + \ln\left(1 + e^{-|-2 - 1.8 - 4 - 1.8|}\right) = \\ &= 5.8 + 0.0001 = 5.8001 \end{aligned}$$

- Cálculo de B (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} B_3(0) &= \max \{B_4(0) + \Gamma_3(0,0), B_4(2) + \Gamma_3(0,2)\} + \ln\left(1 + e^{-|B_4(0) + \Gamma_3(0,0) - B_4(2) - \Gamma_3(0,2)|}\right) = \\ &= \max \{ 0 + 0, -2 + 0 \} + \ln\left(1 + e^{-|0 + 0 - 2 - 0|}\right) = \\ &= 0 + 0.1269 = 0.1269 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_3(1) &= \max \{B_4(1) + \Gamma_3(0,1), B_4(2) + \Gamma_3(1,2)\} + \ln\left(1 + e^{-|B_4(1) + \Gamma_3(0,1) - B_4(2) - \Gamma_3(1,2)|}\right) = \\ &= \max \{ 0 + 0, -2 + 0 \} + \ln\left(1 + e^{-|0 + 0 - 2 - 0|}\right) = \\ &= 0 + 0.1269 = 0.1269 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_3(2) &= \max \{B_4(2) + \Gamma_3(2,1), B_4(3) + \Gamma_3(2,3)\} + \ln\left(1 + e^{-|B_4(2) + \Gamma_3(2,1) - B_4(3) - \Gamma_3(2,3)|}\right) = \\ &= \max \{ 4 - 2, -2 + 2 \} + \ln\left(1 + e^{-|4 - 2 - 2 - 2|}\right) = \\ &= 2 + 0.1269 = 2.1269 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_3(3) &= \max \{B_4(1) + \Gamma_3(3,1), B_4(3) + \Gamma_3(3,3)\} + \ln\left(1 + e^{-|B_4(1) + \Gamma_3(3,1) - B_4(3) - \Gamma_3(3,3)|}\right) = \\ &= \max \{ 4 + 2, -2 - 2 \} + \ln\left(1 + e^{-|4 + 2 - 2 - 2|}\right) = \\ &= 6 + 0 = 6 \end{aligned}$$

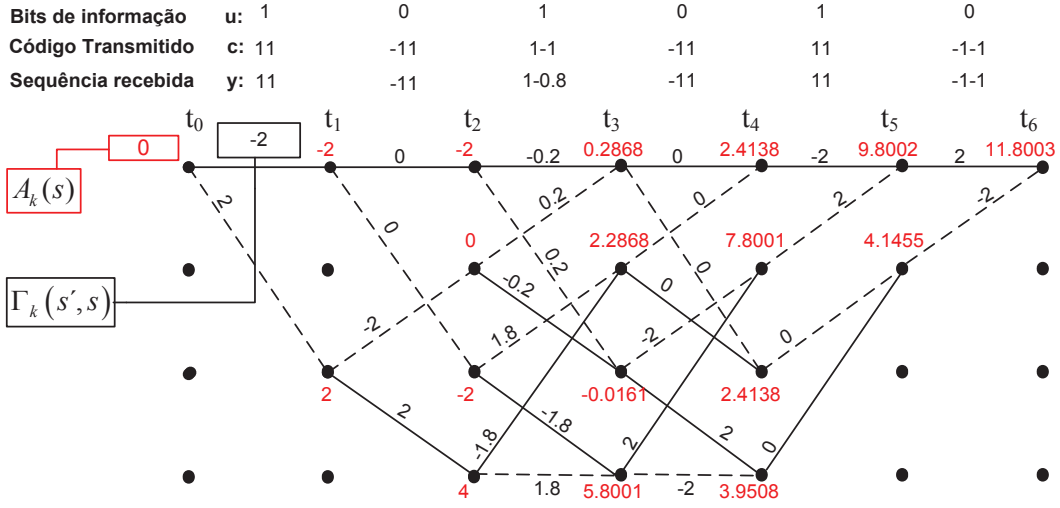


Figura B.7 - Treliça com o cálculo de Γ e A para o algoritmo log-MAP.

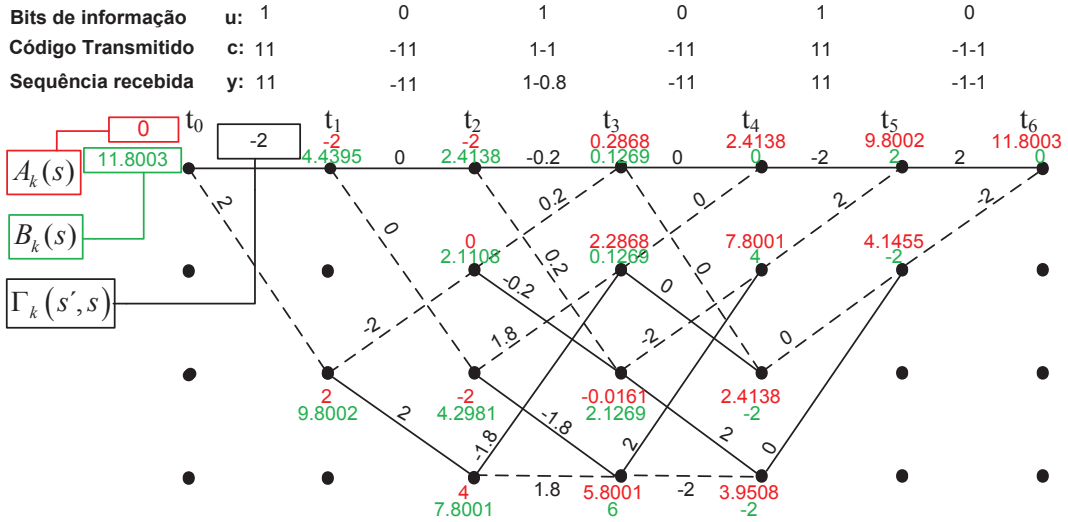


Figura B.8 - Treliça com o cálculo de Γ , A e B para o algoritmo log-MAP.

O próximo passo é calcular a probabilidade $P(u_k = \pm 1 | y)$ (equações (4.29) e (4.30)) e $L(u_k | y)$, (equação (4.31)).

As probabilidades $P(u_k = \pm 1 | y)$ e $L(u_k | y)$ para o terceiro ramo são calculadas abaixo. Na

Tabela B.2, estão representados os valores de $P(u_k = \pm 1 | y)$ e $L(u_k | y)$.

- Cálculo de $\max_{R_0} P(s', s, y)$ (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} & \max_{R_0} \left[A_2(0) + \Gamma_2(0,0) + B_3(0), A_2(1) + \Gamma_2(1,2) + B_3(2) \right] + \\ & + \ln \left(1 + e^{-|A_2(0) + \Gamma_2(0,0) + B_3(0) - A_2(1) - \Gamma_2(1,2) - B_3(2)|} \right) = \max_{R_0} \left[-2 - 0.2 + 0.1269, 0 - 0.2 - 2.1269 \right] + \\ & + \ln \left(1 + e^{-|-2 - 0.2 + 0.269 - 0 + 0.2 - 2.1269|} \right) = 1.9269 + 0.0181 = 1.9450 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \max_{R_0} \left[A_2(2) + \Gamma_2(2,3) + B_3(3), A_2(3) + \Gamma_2(3,2) + B_3(1) \right] + \\ & + \ln \left(1 + e^{-|A_2(2) + \Gamma_2(2,3) + B_3(3) - A_2(3) - \Gamma_2(3,2) - B_3(1)|} \right) = \max_{R_0} \left[4 - 1.8 + 0.1269, -2 - 1.8 + 6 \right] + \\ & + \ln \left(1 + e^{-|4 - 1.8 + 0.1269 + 2 + 1.8 - 6|} \right) = 2.3269 + 0.6317 = 2.9586 \end{aligned}$$

$$\max_{R_0} \left[1.9450, 2.9586 \right] + \ln \left(1 + e^{-|1.9450 - 2.9586|} \right) = 2.9586 + 0.3097 = 3.2683$$

- Cálculo de $L(u_k | y)$ (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} L(u_3 | y) &= \max_{R_1} \left[A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s) \right] - \max_{R_0} \left[A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s) \right] \\ &= 11.8001 - 3.2683 = 8.5318 \end{aligned}$$

Tabela B.2 - Valores das probabilidades $\max_{R_1} P(s', s, y)$, $\max_{R_0} P(s', s, y)$ e da LLR $L(u_k | y)$, para o algoritmo *log*-MAP.

	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6
$\max_{R_1} P(s', s, y)$	11.8002	2.9020	11.8001	3.1504	11.8001	2.1455
$\max_{R_0} P(s', s, y)$	2.4395	11.8001	3.2683	11.8001	2.9020	11.8002
$L(u_k y)$	9.3607	-8.8982	8.5318	-8.6497	8.8982	-9.6547
u'	1	0	1	0	1	0

Assim sendo, a sequência estimada a partir do algoritmo *log*-MAP é $u' = \{1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0\}$ que é efectivamente uma estimativa idêntica à mensagem original u .

B.2. Exemplo do Algoritmo *max-log*-MAP

Considere-se para este exemplo, o codificador CRS (Figura B.1). Tal como no algoritmo MAP, as entradas e as saídas da treliça são representadas por 1's e -1's (Figura B.2).

Para o exemplo, considere-se os seguintes bits de informação $u = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]$, que codificados pelo codificador CRS (Figura B.1), obtém-se a seguinte sequência $c = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$. Depois de passar pelo canal, a sequência recebida é dada por $y = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -0.8 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$, onde ocorre um erro no sexto bit. Para simplificar o exemplo, assume-se que a medida de

fiabilidade do canal vale $L_c = 4aR_c \frac{E_b}{N_0} = 2$ e $C_k = 1$. Como $P(u = \pm 1) = 1/2$ e sendo

$$L(u_k) = \ln \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)} = 0, \text{ pelo que } e^{u_k L(u_k)/2} = 1.$$

A Figura B.9 mostra os bits de informação, u , o código transmitido ou a sequência codificada, c , e a sequência recebida com erro, y . Esta figura mostra também a métrica associada a cada ramo da treliça, que pode ser calculada através da equação seguinte:

$$\Gamma_k(s', s) = \ln \left(C_k e^{u_k L(u_k)/2} \right) \ln \left[\frac{L_c}{2} \prod_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \right] = \ln(C_k) + \frac{u_k L(u_k)}{2} + \frac{L_c}{2} \prod_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \quad (\text{B.7})$$

Portanto, a métrica para o primeiro ramo é:

$$\Gamma_k(0, 0) = \frac{2}{2} (-1 \times 1 - 1 \times 1) = -2 \quad (\text{B.8})$$

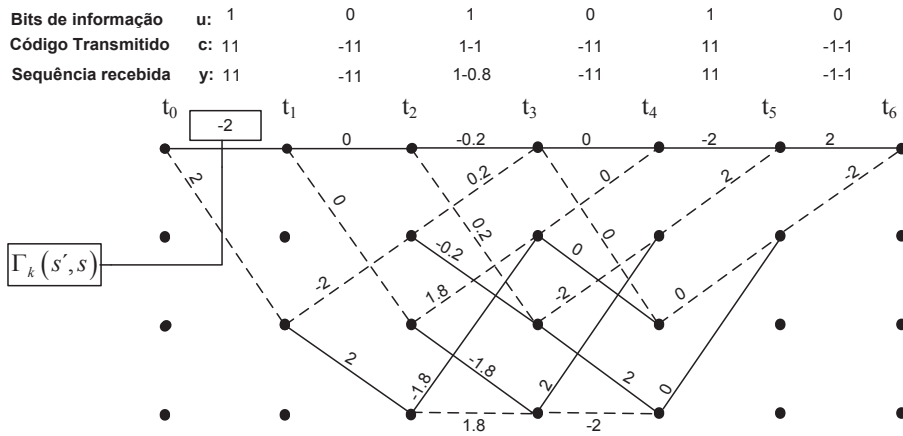


Figura B.9 - Treliça com o cálculo de Γ para o algoritmo *max-log-MAP*.

Como é dito na secção 4.3.2, as probabilidades A e B são calculadas recursivamente. As probabilidades A e B do terceiro ramo são calculadas abaixo através das equações (4.23) e (4.25). A representação do A pode ser visualizada na Figura B.10 e do B na Figura B.11.

- Cálculo de A (terceiro ramo):

$$A_3(0) = \max \left[A_2(0) + \Gamma_2(0,0), A_2(1) + \Gamma_2(1,0) \right] = \max \left[-2 - 0.2, 0 + 0.2 \right] = 0.2$$

$$A_3(1) = \max \left[A_2(2) + \Gamma_2(2,1), A_2(3) + \Gamma_2(3,1) \right] = \max \left[-2 + 1.8, 4 - 1.8 \right] = 2.2$$

$$A_3(2) = \max \left[A_2(0) + \Gamma_2(0,2), A_2(1) + \Gamma_2(1,2) \right] = \max \left[-2 + 0.2, 0 - 0.2 \right] = -0.2$$

$$A_3(3) = \max \left[A_2(0) + \Gamma_2(0,2), A_2(1) + \Gamma_2(1,2) \right] = \max \left[-2 - 1.8, 4 + 1.8 \right] = 5.8$$

- Cálculo de B (terceiro ramo):

$$B_3(0) = \max \{B_4(0) + \Gamma_3(0,0), B_4(2) + \Gamma_3(0,2)\} = \\ = \max \{0 + 0, -2 + 0\} = 0$$

$$B_3(1) = \max \{B_4(1) + \Gamma_3(0,1), B_4(2) + \Gamma_3(1,2)\} = \\ = \max \{0 + 0, -2 + 0\} = 0$$

$$B_3(2) = \max \{B_4(2) + \Gamma_3(2,1), B_4(3) + \Gamma_3(2,3)\} = \\ = \max \{4 - 2, -2 + 2\} = 2$$

$$B_3(3) = \max \{B_4(1) + \Gamma_3(3,1), B_4(3) + \Gamma_3(3,3)\} = \\ = \max \{4 + 2, -2 - 2\} = 6$$

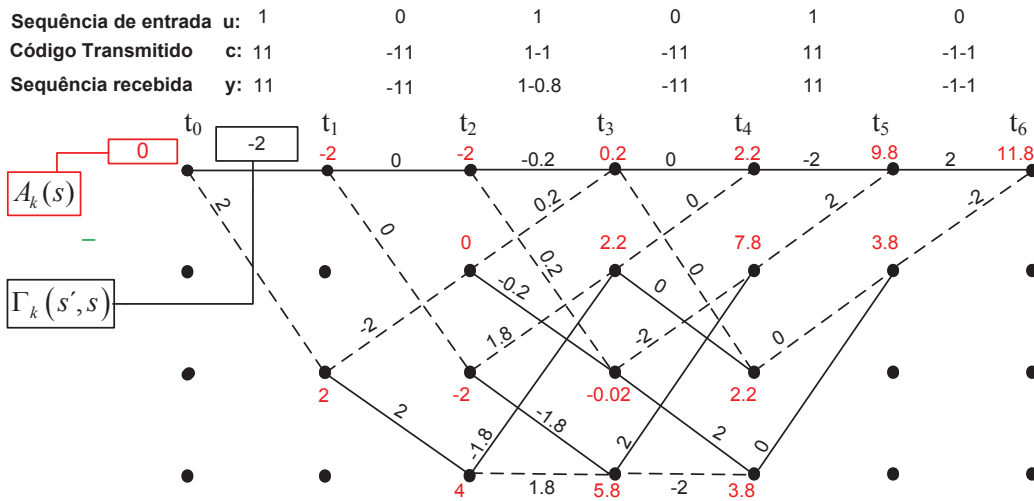


Figura B.10 - Treliza com o cálculo de Γ e A para o algoritmo $max\text{-log-MAP}$.

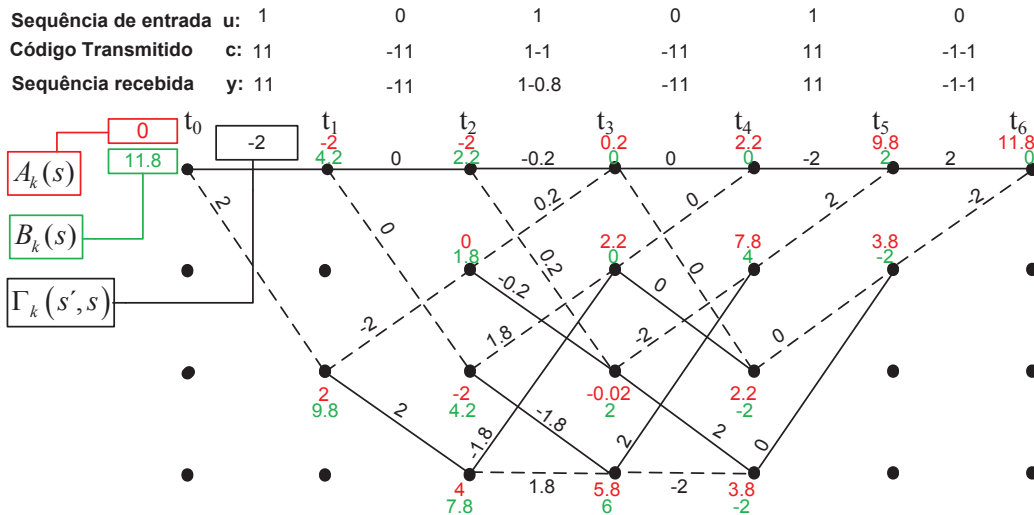


Figura B.11 - Treliza com o cálculo de Γ , A e B para o algoritmo $max\text{-log-MAP}$.

O próximo passo é calcular a probabilidade $P(u_k = \pm 1 | y)$ (equações (4.29) e (4.30)) e $L(u_k | y)$ (equação (4.31)).

As probabilidades $P(u_k = \pm 1 | y)$ e $L(u_k | y)$ para o terceiro ramo são calculadas abaixo. Na

Tabela B.3, estão representados os valores de $P(u_k = \pm 1 | y)$ e $L(u_k | y)$.

- Cálculo de $\max_{R_0} P(s', s, y)$ (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} & \max_{R_0} [A_2(0) + \Gamma_2(0,0) + B_3(0), A_2(1) + \Gamma_2(1,2) + B_3(2)] = \\ & = \max_{R_1} [-2 - 0.2 + 0, 0 - 0.2 - 0.2] = -0.4 \\ & \max_{R_1} [A_2(2) + \Gamma_2(2,3) + B_3(3), A_2(3) + \Gamma_2(3,2) + B_3(1)] = \\ & = \max_{R_1} [-2 - 1.8 + 6, 4 - 1.8 + 0] = 2.2 \\ & \max_{R_1} [-0.4, 2.2] = 2.2 \end{aligned}$$

- Cálculo de $L(u_k | y)$ (terceiro ramo):

$$\begin{aligned} L(u_3 | y) &= \max_{R_1} [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)] - \max_{R_0} [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)] \\ &= 11.8 - 2.2 = 9.6 \end{aligned}$$

Tabela B.3 - Valores das probabilidades $\max_{R_1} P(s', s, y)$, $\max_{R_0} P(s', s, y)$ e da LLR $L(u_k | y)$, para o algoritmo *max-log-MAP*.

	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6
$\max_{R_1} P(s', s, y)$	11.8	2.2	11.8	2.2	11.8	1.8
$\max_{R_0} P(s', s, y)$	2.2	11.8	2.2	11.8	2.2	11.8
$L(u_k y)$	9.9	- 9.6	9.6	- 9.6	9.6	-10
u'	1	0	1	0	1	0

Assim sendo, a sequência estimada a partir do algoritmo *max-log-MAP* é $u' = \{1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1\}$ que é efectivamente uma estimativa idêntica à mensagem original u .

ANEXO C

Exemplo do Turbo-Código

Considere-se para este exemplo, o esquema da **Figura 4.7**, com dois codificadores CRS, concatenados em paralelo, separados por um permutador, com matriz geradora $G(D) = \begin{bmatrix} 1 & 1+D^2 \\ 1+D+D^2 & 1 \end{bmatrix}$. Tal como no algoritmo MAP, as entradas e as saídas da treliça são representadas por 1's e -1's (**Figura B.2**).

Para o exemplo, considere-se a seguinte mensagem original $u = [0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$ e o padrão de entrelaçamento $P = [1\ 4\ 7\ 2\ 5\ 9\ 3\ 6\ 8]$. Depois de codificada, é aplicada a perfuração para se obter uma *rate* de 1/2 e enviada pelo canal, onde a sequência recebida é dada por $y = [0.3\ -4\ -1.9\ -2\ -2.4\ -1.3\ 1.2\ -1.1\ 0.7\ -2\ -1\ -2.1\ -0.2\ -1.4\ -0.3\ -0.1\ -1.1\ 0.3]$. Para simplificar o exemplo, assume-se que a medida de fiabilidade do canal vale $L_c = 4aR_c \frac{E_b}{N_0} = 1$. A **Tabela C.1** contém as entradas dos dois decodificadores (**Figura 4.12**).

Tabela C.1 - Sequências de entradas dos dois decodificadores.

	t_1	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8
y_{k1}	0.3	-1.9	-2.4	1.2	0.7	-1	-0.2	-0.3	-1.1
y_{k1}^p	0.3	1.2	-0.2	-1.9	0.7	-1.1	-2.4	-1	-0.3
y_{kp1}	-4	0	-1.3	0	-2	0	-1.4	0	0.3
y_{kp2}	0	-2	0	-1.1	0	-2.1	0	-0.1	0

Todos os zeros são devido à perfuração nos codificadores

Descodificação (usando o algoritmo MAP)

Como é a primeira descodificação o $L(u_k) = 0$, portanto, da equação (C.1) pode-se obter a equação (C.2).

$$\gamma_k(s', s) = \exp(u_k L(u_k)/2) \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl}\right) \quad (C.1)$$

$$\gamma_k(s', s) = \exp \left[\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl} \right] \quad (C.2)$$

Na Figura C.1 está representado o γ .

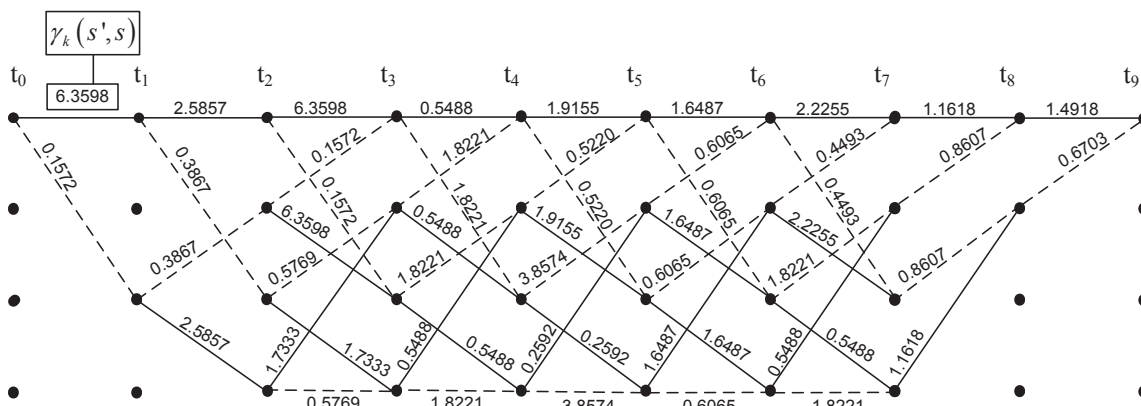


Figura C.1 - Cálculo de γ primeiro decodificador.

O próximo passo é calcular o α , através da equação (C.3).

$$\alpha_k(s) = \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \alpha_{k-1}(s') \quad (C.3)$$

Portanto o α do primeiro decodificador pode ser visualizado na Figura C.2.

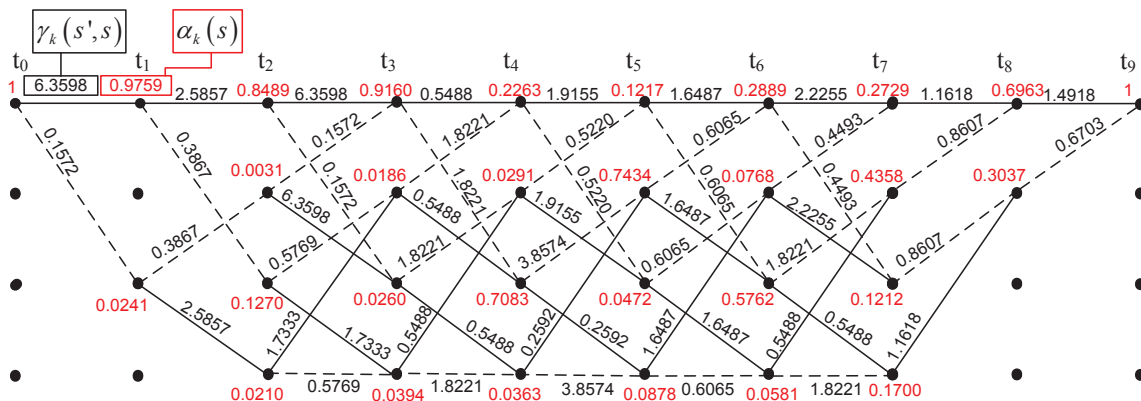


Figura C.2 - Cálculo de γ e α do primeiro decodificador.

Depois de se calcular o α , calcula-se o β através da equação (C.4).

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_{s} \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (C.4)$$

Na Figura C.3, está representado o β do primeiro decodificador.

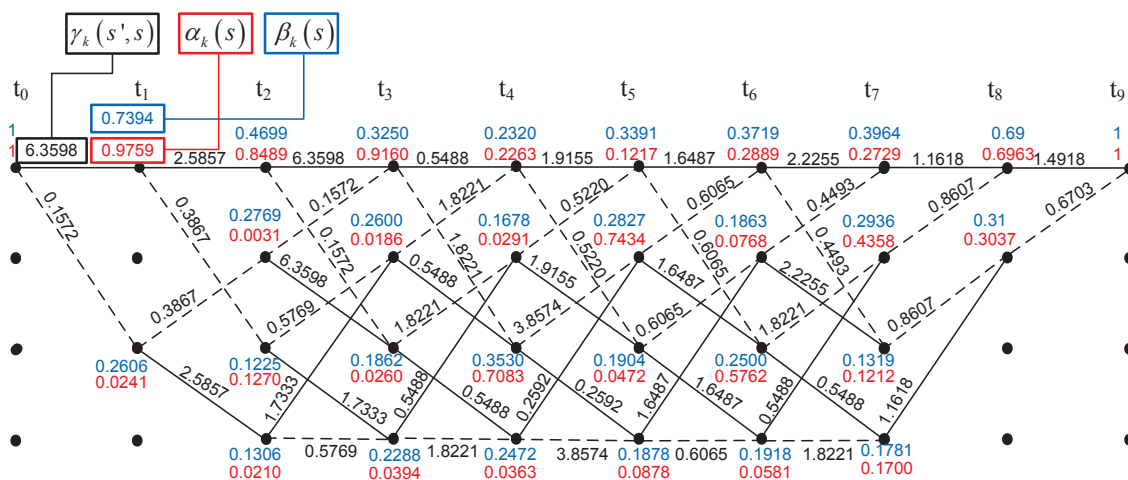


Figura C.3 - Cálculo de γ , α e β do primeiro decodificador.

Na Tabela C.2, estão representados os valores de $\square P(s', s, y)$ e $L(u_k | y)$ do primeiro decodificador e, na Tabela C.3, a sua saída.

Tabela C.2 - Valores de $\square P(s', s, y)$, $L(u_k | y)$, primeiro decodificador.

	t_1	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8
$\square P_{R_1}(s', s, y)$	0.0410	0.0488	0.0468	0.6227	0.8264	0.2017	0.3579	0.2912	0.2036
$\square P_{R_0}(s', s, y)$	4.7027	1.1939	1.8181	0.1274	0.1948	0.4228	0.3431	0.2800	1.0388
$L_1(u_k y)$	-4.7431	-3.1966	-3.659	1.5868	1.4453	-0.7404	0.0424	0.0389	-1.6299

Tabela C.3 - Saída do primeiro decodificador.

	t_1	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8
$L_1(u_k y)$	-4.74	-3.2	-3.66	1.59	1.45	-0.74	0.04	0.04	-1.63
$E_1^{P^{-1}}(u_k)$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
y_{k1}	0.3	-1.9	-2.4	1.2	0.7	-1	-0.2	-0.3	-1.1
$E_1(u_k)$	-5.04	-1.3	-1.26	0.39	0.75	0.26	0.24	0.34	-0.53
$E_1^P(u_k)$	-5.04	0.39	0.24	-1.3	0.75	-0.53	-1.26	0.26	0.34

$$E_1(u_k) = L_1(u_k | y) - E_1^{P^{-1}}(u_k) - y_{k1} \tag{C.5}$$

$$L(u_k) = E_1^P(u_k) \tag{C.6}$$

Para o cálculo da métrica do segundo descodificador, é necessário considerar a informação extrínseca do descodificador anterior (Tabela C.4), e dos dados recebidos (Tabela C.5).

Tabela C.4 - Informação extrínseca do primeiro descodificador.

$L(u_k)$	-5.04	0.39	0.24	-1.3	0.75	-0.53	-1.26	0.26	0.34
----------	-------	------	------	------	------	-------	-------	------	------

Tabela C.5 - Dados recebidos no segundo descodificador.

y_{k1}^p	0.3	1.2	-0.2	-1.9	0.7	-1.1	-2.4	-1	-0.3
y_{kp2}	0	-2	0	-1.1	0	-2.1	0	-0.1	0

Assim, o γ do segundo descodificador (Figura C.4) é calculado por:

$$\gamma_k(s', s) = \exp(u_k L(u_k)/2) \exp\left[\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} y_{kl}\right] \quad (C.7)$$

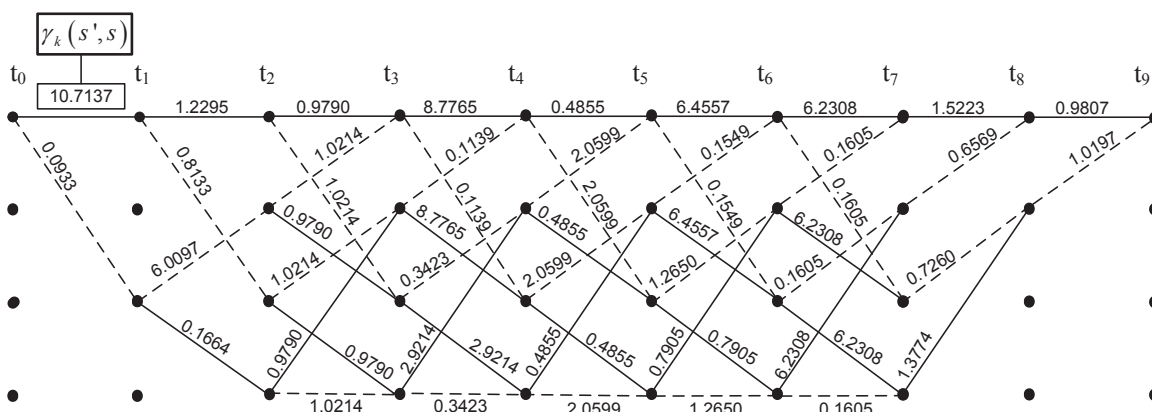


Figura C.4 - Cálculo de γ para o segundo descodificador.

O passo seguinte é calcular o α , através da equação (C.3). O α do segundo descodificador é representado na Figura C.5.

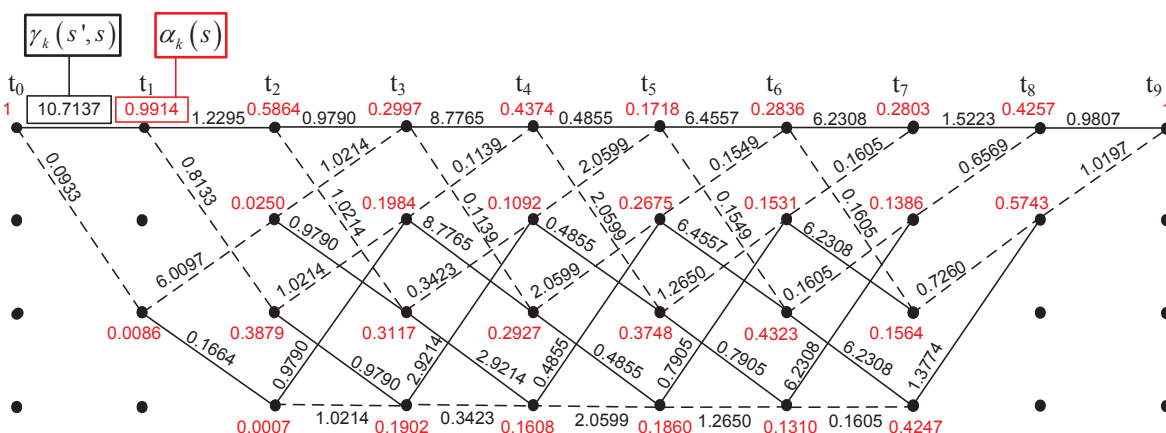


Figura C.5 - Cálculo de γ e α para o segundo descodificador.

Depois de se calcular o α , calcula-se o β através da equação (C.4). O β do segundo descodificador é representado na Figura C.6.

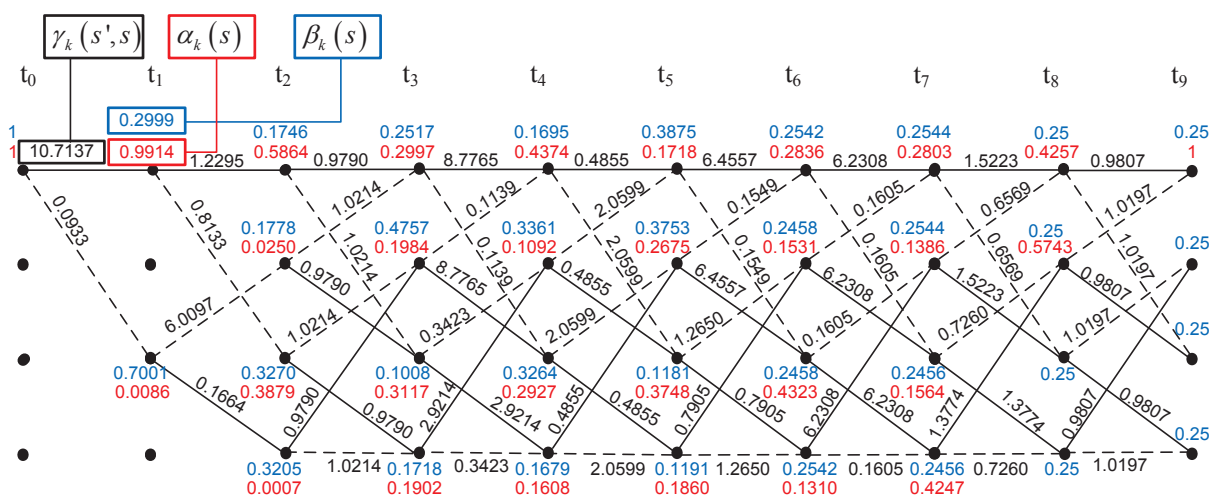


Figura C.6 - Cálculo de γ , α e β do segundo descodificador.

Na Tabela C.6, estão representados os valores de $\square P(s', s, y)$ e $L(u_k | y)$ do segundo descodificador e, na Tabela C.7, a sua saída. Na Tabela C.8 são representadas as saídas dos dois descodificadores durante cinco iterações.

Tabela C.6 - Valores de $\square P(s', s, y)$, $L(u_k | y)$, segundo descodificador.

	t_1	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8
$\square P_{R_1}(s', s, y)$	0.0653	0.2729	0.2554	0.0633	0.4595	0.1933	0.0402	0.1743	0.2549
$\square P_{R_0}(s', s, y)$	3.2130	0.2133	0.2126	1.3222	0.1347	0.8182	1.5530	0.3595	0.2452
$L(u_k y)$	-3.8953	0.2462	0.1835	-3.0399	1.2271	-1.4427	-3.6530	-0.7243	0.0389

Tabela C.7 - Saída do descodificador 2 (arredondado a 2 casas decimais).

$L_2(u_k y)$	-3.90	0.25	0.18	-3.04	1.23	-1.44	-3.65	-0.72	0.04
$E_1^P(u_k)$	-5.04	0.39	0.24	-1.3	0.75	-0.53	-1.26	0.26	0.34
y_{k1}^P	0.3	1.2	-0.2	-1.9	0.7	-1.1	-2.4	-1	-0.3
$E_2(u_k)$	0.85	-1.34	0.14	0.16	-0.22	0.19	0.01	0.02	0.00
$E_1^{P^{-1}}(u_k)$	0.85	0.16	0.01	-1.34	-0.22	0.02	0.14	0.00	0.19

Tabela C.8 - Saídas dos descodificadores durante 5 iterações (arredondado a 2 casas decimais).

Iteração	$t \rightarrow$	t_1	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8
1	$L_1(u_k y)$	-4.74	-3.20	-3.66	1.59	1.45	-0.74	0.04	0.04	-1.63
2	$L_1(u_k y)$	-3.64	-2.84	-3.28	0.11	0.27	-0.95	-0.17	-0.25	-1.40
3	$L_1(u_k y)$	-3.65	-3.00	-3.35	-0.58	-0.34	-1.07	-0.61	-0.63	-1.53
4	$L_1(u_k y)$	-3.85	-3.21	-3.49	-1.02	-0.74	-1.20	-0.93	-0.90	-1.75
5	$L_1(u_k y)$	-4.08	-3.42	-3.64	-1.35	-1.05	-1.32	-1.18	-1.11	-1.95
1	$L(u_k y)$	-3.90	-3.04	-3.65	0.25	1.23	-0.72	0.18	0.04	-1.44
2	$L(u_k y)$	-3.61	-2.96	-3.29	-0.41	0.13	-0.97	-0.43	-0.25	-1.48
3	$L(u_k y)$	-3.75	-3.11	-3.35	-0.87	-0.45	-1.08	-0.80	-0.63	-1.66
4	$L(u_k y)$	-3.98	-3.32	-3.50	-1.22	-0.85	-1.21	-1.07	-0.90	-1.86
5	$L(u_k y)$	-4.21	-3.52	-3.65	-1.51	-1.15	-1.33	-1.28	-1.11	-2.06

Pode-se assim concluir, que depois de duas iterações os erros são corrigidos. Nas Figuras C.7 e C.8, mostra-se que depois de duas iterações já não se verifica qualquer erro. Visto que a mensagem criada são nove zeros, a LLR dos dois descodificadores é negativa.

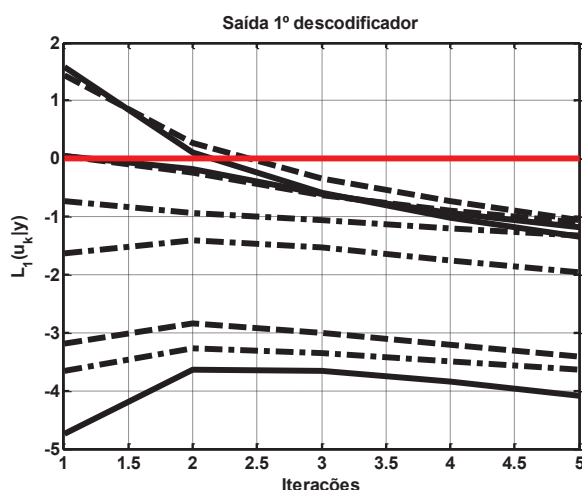


Figura C.7 - LLR do primeiro descodificador.

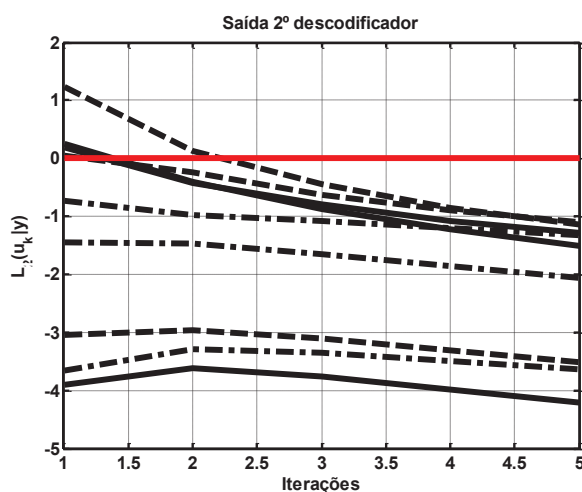


Figura C.8 - LLR do segundo descodificador.