

UNIVERSIDADE PRESBITERIANA MACKENZIE

LANNEI VILELA MORAES

SISTEMAS DE TELEMETRIA BASEADOS EM CODIFICAÇÃO CONVOLUCIONAL E  
MODULAÇÃO MFSK

São Paulo

2013

LANNEI VILELA MORAES

SISTEMAS DE TELEMETRIA BASEADOS EM CODIFICAÇÃO  
CONVOLUCIONAL E MODULAÇÃO MFSK

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Programa de Pós-graduação Lato Sensu da Escola de Engenharia da Universidade Presbiteriana Mackenzie, como requisito parcial para a obtenção do Título de Especialista em Engenharia de Telecomunicações.

São Paulo

2013

À minha esposa pelo constante  
incentivo, apoio e pela confiança na  
realização deste trabalho.

## RESUMO

Neste trabalho apresentamos um estudo sobre a aplicação de modulação MFSK e codificação convolucional em sistemas de telemetria.

Para isso realizamos uma pesquisa experimental por meio da utilização da ferramenta computacional MATLAB.

Os resultados mostram que determinadas combinações de modulação e codificação permitem um acréscimo na autonomia do sistema de telemetria de até 400%.

Identificamos também que em determinadas situações, apenas a modulação já permite um ganho considerável, deste modo, caso seja necessário diminuir a complexidade do sistema, a etapa de codificação pode ser eliminada e mesmo assim conseguimos manter uma considerável diminuição na taxa de erros.

Os resultados contribuem para o desenvolvimento de sistemas de telemetria de baixo custo e com maior tempo de autonomia.

## **ABSTRACT**

We present a study on the implementation of MFSK modulation and convolutional coding in telemetry systems.

To do this, we conducted an experimental research through the use of MATLAB computational tool.

The results show that certain combinations of modulation and coding allows an increase of 400% on battery life of the telemetry system.

Have also identified that in some situations, only modulation already allows a considerable gain, in this way, if necessary to decrease system complexity, the encoding step may be eliminated and even then we can keep a considerable reduction in error rate.

The results contribute to the development of low cost telemetry systems and with higher autonomy time.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Modulação MFSK4.....	17
Figura 2 Modulação MFSK8.....	17
Figura 3 Modulação MFSK16.....	18
Figura 4 Representação de um codificador convolucional ( $K = 3, k/n = 1/2$ ) .....	20
Figura 5 Simulação de uma codificação convolucional instante $t = 1$ .....	21
Figura 6 Simulação de uma codificação convolucional instante $t = 2$ .....	21
Figura 7 Simulação de uma codificação convolucional instante $t = 3$ .....	22
Figura 8 Simulação de uma codificação convolucional instante $t = 4$ .....	22
Figura 9 Simulação de uma codificação convolucional instante $t = 5$ .....	23
Figura 10 Simulação de uma codificação convolucional instante $t = 6$ .....	23
Figura 11 Diagrama de estados ( $K = 3, k/n = 1/2$ ) .....	25
Figura 12 Diagrama de árvore de estados ( $K = 3, k/n = 1/2$ ) .....	26
Figura 13 Diagrama de treliça ( $K = 3, k/n = 1/2$ ).....	27
Figura 14 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 1 .....	29
Figura 15 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 2 .....	30
Figura 16 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 3 .....	31
Figura 17 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 4.....	32
Figura 18 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 5 .....	33
Figura 19 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 6.....	34
Figura 20 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 7 .....	35
Figura 21 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 8.....	36
Figura 22 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 9 .....	37
Figura 23 Simulação de decodificação Viterbi – etapa 10.....	38
Quadro 1 Relação de códigos convolucionais utilizados na simulação .....	39
Gráfico 1 Simulação da Modulação MFSK2 em conjunto com a codificação convolucional.....	40
Gráfico 2 Simulação da Modulação MFSK4 em conjunto com a codificação convolucional.....	40
Gráfico 3 Simulação da Modulação MFSK8 em conjunto com a codificação convolucional.....	41
Gráfico 4 Simulação da Modulação MFSK16 em conjunto com a codificação convolucional.....	42
Gráfico 5 Simulação da Modulação MFSK32 em conjunto com a codificação convolucional.....	42
Quadro 2: Resumo de dados obtidos .....	43

## **LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SÍMBOLOS**

ASK - Modulação por Chaveamento de Amplitude

BER – Taxa de erros

MFSK - Modulação por Chaveamento de Frequências Múltiplas

OOK - Modulação por Chaveamento Liga e Desliga

PSK - Modulação por Deslocamento de Fase

QAM - Modulação de Amplitude em Quadratura

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	9
1.1	OBJETIVOS	9
1.1.1	Objetivo geral	9
1.1.2	Objetivos específicos	10
1.2	JUSTIFICATIVA	10
1.3	METODOLOGIA	11
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	11
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b>	13
2.1	SISTEMAS DE TELEMETRIA	13
2.2	MODULAÇÃO MFSK	13
2.3	CODIFICAÇÃO CONVOLUCIONAL	18
2.3.1	Diagrama de estados	24
2.3.2	Diagrama de estados em árvore	25
2.3.3	Diagrama em treliça	27
2.3.4	Estrutura de distância de códigos convolucionais	28
2.3.5	Decodificador Viterbi	28
<b>3</b>	<b>ESTUDO REALIZADO COM MATLAB</b>	39
3.1	MODULAÇÃO MFSK2	39
3.2	MODULAÇÃO MFSK4	40
3.3	MODULAÇÃO MFSK8	41
3.4	MODULAÇÃO MFSK16	41
3.5	MODULAÇÃO MFSK32	42
3.6	RESUMO DOS VALORES OBTIDOS	43
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS</b>	44
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	46
	<b>REFERÊNCIAS</b>	47



## 1 INTRODUÇÃO

De acordo com o dicionário Aurélio, Telemetria é técnica de obtenção, processamento e transmissão de dados a distância. Um sistema de telemetria típico é subdividido em três etapas, sensores, microcontrolador e etapa de transmissão. A etapa dos sensores é responsável por converter magnitudes reais em valores de tensão elétrica, estes sensores conseguem monitorar elementos como temperatura, umidade, pressão atmosférica, velocidade do vento, direção angular do vento, orientação do campo magnético terrestre, etc. A etapa do microcontrolador é responsável por converter os valores analógicos dos sensores para o formato digital, tratar os dados e prepara-los para a próxima etapa, que é a transmissão. A etapa de transmissão é responsável pela envio dos dados à distância. Este processo de transmissão pode ocorrer de diversas formas, pode ser por meio de pares metálicos, por meio de luz, de ondas acústicas ou por meio de sinais eletromagnéticos.

O sistema de telemetria proposto utiliza códigos corretores de erros, estes códigos acrescentam informação redundante à informação original, de modo a diminuir a taxa de erros do sistema. Existem duas formas principais de codificação do canal, a codificação em bloco e a codificação convolucional. O código utilizado neste estudo será o convolucional.

O processo de transmissão será por meio de sinais eletromagnéticos, mais especificamente a modulação Multiple Frequency Shift Keying que consiste na utilização de múltiplos tons para representação de múltiplos bits, deste modo se eu utilizo 64 tons, cada tom representará 6 bits, no caso de utilizar 128 tons, cada tom representa 7 bits, e assim por diante.

Este trabalho apresenta um estudo sobre a aplicação de modulação MFSK e codificação convolucional em sistemas de telemetria.

### 1.1 OBJETIVOS

#### 1.1.1 Objetivo geral

Analisar os benefícios da aplicação de códigos corretores de erro em conjunto com modulações tolerantes a ruídos.

### **1.1.2 Objetivos específicos**

Descrever as características dos códigos convolucionais e suas vantagens em sistemas telemétricos de baixa complexidade, que requerem considerável capacidade de correção de erros.

Analisar a tolerância a ruídos da modulação MFSK e sua aplicação em sistemas de baixa potência.

## **1.2 JUSTIFICATIVA**

Sistemas de telemetria são de grande importância na sociedade atual, estudos meteorológicos, sistemas aeroespaciais, agricultura, medicina, e outros segmentos da sociedade moderna fazem uso de sistemas de telemetria. O custo destes sistemas depende da aplicação, sistemas utilizados em sondas interplanetárias possuem um custo muito elevado, enquanto que sistemas utilizados para envio de dados a uma curta distância e baixa velocidade possuem um custo muito mais acessível.

Sistemas de telemetria wireless de baixo custo utilizam normalmente módulos de rádio com modulação ASK para envio de dados a curtas distâncias. De acordo com LASKOSKI, MARCONDES e SZEREMETA (2006) este tipo de modulação não é recomendada para meios com elevado nível de ruído.

Com intuito de melhorar o desempenho de transmissão em ambientes de ruído elevado, mantendo um baixo consumo de energia e um custo baixo, este estudo propõe a implementação de um microcontrolador interligado a um transmissor de frequência modulada para envio de dados telemétricos. O microcontrolador tem a função de coletar os dados dos sensores, codificá-los de modo que o receptor possa corrigir possíveis erros causados pelo ruído do meio, e gerar os tons de áudio responsáveis pela modulação.

A codificação adotada neste estudo é a codificação convolucional. De acordo com LOSS (2008) o codificador convolucional altera artificialmente a característica de aleatoriedade do canal gaussiano, gerando uma dependência do conteúdo do dado enviado com o conteúdo dos seus dados sucessores e antecessores. Um codificador convolucional utiliza registradores de deslocamento e módulos de adição para codificar a informação, como

microcontroladores também possuem registradores de deslocamento e módulos de adição em sua estrutura interna, este tipo de codificação é facilmente implementada em microcontroladores.

O sistema proposto de telemetria tem como diretriz o baixo consumo de energia e a grande tolerância a ruídos. De acordo com Sklar (2001), a modulação que melhor se adequa a este tipo de necessidade é a modulação MFSK, pois ela se adapta bem a sistemas com limitação de potência, tais como sensores sem fio alimentados por baterias, e tem grande tolerância à ruídos. Esta modulação utiliza múltiplos tons de áudio transmitidos alternadamente para enviar a informação.

### 1.3 METODOLOGIA

Inicialmente será realizada uma busca na literatura pertinente e reconhecida pelo mundo científico e acadêmico, de autores e obras, em livros, capítulos de livros, artigos de periódicos, artigos de congressos, revistas científicas, revistas técnicas, revistas especializadas, dissertações, teses, trabalhos de conclusão de curso, manuais técnicos, e outras publicações, com vistas a fundamentar do ponto de vista teórico o presente estudo.

Em um segundo momento, após a revisão na literatura, será conduzida uma pesquisa experimental por meio da utilização da ferramenta computacional MATLAB. Esta ferramenta permite simular as características da modulação MFSK em conjunto com uma codificação convolucional. Espera-se que com o resultado obtido por esta pesquisa experimental, seja possível comparar a taxa de erros do sistema proposto em relação aos modelos vigentes de telemetria, e demonstrar a viabilidade do projeto.

### 1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho estará estruturado em cinco seções.

A Seção 1 apresentará a Introdução, que é composta pelos seguintes itens: texto de conceituação e caracterização do tema; Objetivos; Justificativa; e Metodologia.

A Seção 2 descreverá as características da modulação MFSK combinadas com a codificação convolucional. Apresentará uma revisão da literatura sobre as vantagens e

desvantagens da modulação MFSK, as características dos sistemas de telemetria e detalhará as funcionalidades da codificação em sistemas de baixa complexidade.

A Seção 3 compreenderá o estudo realizado por meio da ferramenta MATLAB, de maneira a analisar a curva de desempenho da modulação MFSK em relação ao nível sinal/ruído. A ferramenta MATLAB será utilizada também para descrever o desempenho do código convolucional em conjunto com a modulação MFSK.

A Seção 4 analisará os resultados obtidos pelo MATLAB em relação ao encontrado na revisão da literatura.

A Seção 5 relatará as conclusões do trabalho e indicará algumas recomendações para pesquisas futuras.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Diversos estudos vêm sendo desenvolvidos para implementar sistemas de telemetria mais eficientes em relação ao consumo de baterias. Entre eles destacam-se os referentes ao desenvolvimento de sistemas de telemetria wireless utilizando novos tipos de modulação digital e codificação do canal.

### 2.1 SISTEMAS DE TELEMETRIA

Sistemas de telemetria foram desenvolvidos com o objetivo coletar dados de locais remotos ou inacessíveis e enviá-los para outros locais onde haja equipamentos necessários para processá-los e interpretá-los. De acordo com a Enciclopédia Britânica (2012), os sistemas de telemetria em 1912 utilizavam inicialmente cabo de pares metálicos para transmissão dos dados e em 1930 começaram a utilizar os primeiros dispositivos de rádio acoplados a balões para transmitir dados meteorológicos. Devido ao baixo custo de implantação e a mobilidade, os sistemas de telemetria atuais utilizam predominantemente a comunicação sem fio para o envio dos dados. De acordo com WANG (2005) o mercado de comunicação wireless experimentou um crescimento explosivo na última década e consequentemente gerou um grande interesse na pesquisa da tecnologia de radiofrequência, principalmente no desenvolvimento de dispositivos de baixo consumo de energia. Neste mesmo estudo WANG conclui que a maior parte da energia utilizada nos sensores wireless é gasta na etapa de transmissão de rádio (wireless), motivo pelo qual esta etapa necessita de uma atenção maior.

### 2.2 MODULAÇÃO MFSK

A etapa de transmissão possui a função de receber os dados digitais e modulá-los sobre uma frequência portadora. De acordo com Sackey (2006), modulação é o processo de alterar um sinal eletromagnético de modo que o mesmo transporte uma determinada informação, esta informação ou dado, pode ser transportado através da variação da amplitude, da frequência ou da fase de um sinal eletromagnético.

A modulação pode ser analógica (em que os dados estão contidos em um conjunto de valores contínuos) ou digital (onde os dados estão contidos em um conjunto de valores discretos).

Os avanços obtidos no desenvolvimento de circuitos integrados especializados em processamento digital de sinais tornou a modulação digital mais eficiente que a modulação analógica.

A modulação digital oferece muitas vantagens sobre a modulação analógica, algumas vantagens incluem maior imunidade a ruído, mais fácil de multiplexar várias formas de informação (por exemplo, voz, dados e vídeo), e maior segurança. Além disso, as transmissões digitais permitem a utilização de códigos corretores de erro, compressão dos dados e criptografia.

Vários fatores influenciam na escolha de um modelo de modulação digital. Um modelo ideal de modulação digital teria baixa taxa de erros, mesmo em situações de baixa relação sinal ruído, imunidade às interferências de multipercurso ou desvanecimento, que ocupe o mínimo de largura de banda, e que seja fácil e barato de implementar.

Os modelos de modulação atuais não conseguem atender simultaneamente a todos os requisitos descritos. Alguns tipos de modulação são mais eficientes quanto à largura de banda e outros tipos são mais eficientes quanto à potência transmitida.

Como o objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de sistemas de telemetria alimentados por baterias, abordaremos os moduladores eficientes em termos de potência transmitida.

Eficiência de potencia descreve a habilidade de preservar a fidelidade da mensagem digital utilizando baixos níveis de potência transmitida. Nos sistemas de comunicação digital, para aumentar a imunidade ao ruído, é necessário aumentar a potência transmitida. Entretanto a quantidade de potencia necessária para obter mais fidelidade depende do tipo de modulação empregada. Um parâmetro utilizado neste tipo de modulação é a relação sinal ruído necessária na entrada do receptor para se obter uma certa probabilidade de erro (digamos  $10^{-6}$ ).

De acordo com GURSOY, POOR e VERDÚ (2006), a eficiência de potência de um sistema de comunicação pode ser medida pela quantidade de energia requerida para comunicação confiável de um bit. A energia utilizada para transmitir um bit ( $E_b$ ) confiavelmente, depende da taxa de transmissão  $R$  e da potência transmitida  $P$ , de tal forma que  $E_b = P/R$ . Como a máxima taxa de transmissão depende da capacidade do canal  $C$ , a

menor quantidade possível de energia necessária para se obter uma comunicação confiável pode ser definida como  $E_b = P/C$ .

De acordo com SHANNON (1948) a capacidade de um canal pode ser definida como  $C = W \log(1 + P/N)$ , onde  $C$  é a capacidade do canal,  $W$  é a largura de banda ocupada pelo canal,  $P$  é a potência transmitida e  $N$  é o nível de ruído. Deste modo, constata-se que de acordo com que a largura de banda do canal aumenta, menor é o valor da potência transmitida  $P$  necessária para uma comunicação confiável.

De acordo com Sklar (2001) a modulação mais eficiente em termos de potência é a modulação de chaveamento de frequências múltiplas MFSK. Esta modulação utiliza “ $M$ ” tons diferentes para modular o sinal eletromagnético. Normalmente a quantidade de tons é múltipla de  $2^k$  bits, e cada tom representa  $\log_2 M$  bits.

Deste modo, se  $M$  for 4, cada tom representa 2 bits, ou se  $M$  for 64, cada tom representa 6 bits.

Abouei, Plataniotis e Pasupathy (2010) apresentaram um estudo relacionado a tipos de modulação aplicados à sistemas de telemetria sem fio com o objetivo de redução do consumo de energia dos dispositivos, realizou-se uma comparação entre a modulação OOK, QAM e MFSK, e os pesquisadores concluíram que devido a grande largura de banda utilizada na modulação MFSK, a mesma demonstrou ser a mais eficiente quanto ao consumo de energia em sistemas de sensores de telemetria sem fio. De acordo com Sackey (2006) a modulação MFSK é composta por vários tons que são transmitidos alternadamente, e quanto maior for a quantidade de tons, maior é a tolerância a ruídos, o autor demonstra que a modulação 32-FSK consegue um ganho na relação sinal ruído de aproximadamente 6 dB se comparado com a modulação 2-FSK. Fridman (2011) realizou um estudo comparativo entre a modulação PSK e MFSK, com o objetivo de transmitir dados para possíveis formas de vida extraterrestre. Neste estudo a distância estimada da transmissão de dados é de 1000 anos luz e demonstrou que a modulação MFSK possui as características necessárias para este tipo de transmissão.

De acordo com Argyriou (2000) a modulação MFSK pode ser representada pela seguinte equação

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot E}{T}} \cdot \cos \left[ 2 \cdot \pi \cdot (f_c + m \cdot \Delta f) \cdot t + \phi \right]$$

Onde

$m = 1, 2, \dots, M$  – numero de simbolos transmitidos

$T$  é a duração do simbolo

$E$  é a energia da forma de onda durante o intervalo de tempo  $T$

$\Delta f$  é o espaçamento entre duas frequencias qualquer adjacentes

$f_c$  é a menor frequencia

$\Phi$  é uma constante arbitrária para o angulo de fase

O autor acrescenta que a probabilidade de erro de simbolo para detecção não coerente de sinal mfsk corrompido pelo ruído gaussiano é dado pela seguinte equação

$$P_{\text{error}} = \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(M-1)!}{k!(M-1-k)!} \cdot (-1)^{k+1} \cdot \frac{1}{k+1} \cdot e^{\frac{-k}{k+1} \frac{E_s}{N_0}}$$

Onde

$E_s$  é a energia de cada símbolo transmitido

$N_0$  é a densidade espectral da energia de um lado do ruído gaussiano

$M$  é o número de formas de onda transmitidas (símbolos)

Para melhor descrever o funcionamento da modulação MFSK, o exemplo abaixo demonstra três formas de se transmitir a sequencia de dados 000110111010.

A figura 1 apresenta a modulação MFSK4, onde cada tom corresponde a 2 bits e a informação 000110111010 é subdividida em 6 tons correspondentes a informação 00; 01; 10; 11; 10 e 10.



		Informação transmitida						
		00	01	10	11	10	10	
11								Frequência 1
10								Frequência 2
01								Frequência 3
00								Frequência 4

Figura 1: Modulação MFSK4

A figura 2 apresenta a modulação MFSK8, onde cada tom corresponde a 3 bits e a informação 000110111010 é subdividida em 4 tons correspondentes a informação 000; 110; 111; e 010.

		Informação transmitida				
		000	110	111	010	
111						Frequência 1
110						Frequência 2
101						Frequência 3
100						Frequência 4
011						Frequência 5
010						Frequência 6
001						Frequência 7
000						Frequência 8

Figura 2: Modulação MFSK8

A figura 3 apresenta a modulação MFSK16, onde cada tom corresponde a 4 bits e a informação 000110111010 é subdividida em 3 tons correspondentes a informação 0001; 1011 e 1010.

		Informação transmitida			
		0001	1011	1010	
1111					Frequência 1
1110					Frequência 2
1101					Frequência 3
1100					Frequência 4
1011					Frequência 5
1010					Frequência 6
1001					Frequência 7
1000					Frequência 8
0111					Frequência 9
0110					Frequência 10
0101					Frequência 11
0100					Frequência 12
0011					Frequência 13
0010					Frequência 14
0001					Frequência 15
0000					Frequência 16

Figura 3: Modulação MFSK16

MFSK é classificado como um esquema de sinalização M-ária **ortogonal**, porque cada um dos “M” filtros de detecção de tom no receptor responde somente ao seu tom, esta independência proporciona a ortogonalidade.

Tal como outros sistemas de M-ário ortogonais, a relação sinal ruído  $E_b/N_0$  para uma determinada probabilidade de erro diminui com o aumento de M. No entanto esta redução é lenta com M crescente, e grandes valores são impraticáveis devido ao aumento exponencial de largura de banda necessária. Os valores de M tipicamente implementados em sistemas reais variam entre 4 e 64 tons.

Estas pesquisas demonstram que a modulação MFSK é a mais indicada para sistemas com limitação de energia. Visando melhorar ainda mais a eficiência energética dos sistemas de telemetria, existe a possibilidade de se acrescentar códigos corretores de erro em conjunto com a modulação MFSK com o objetivo de diminuir o número de erros e consequentemente diminuir a retransmissão.

### 2.3 CODIFICAÇÃO CONVOLUCIONAL

Os códigos corretores de erros utilizam algoritmos que acrescentam dados de redundância à informação que será transmitida, de tal forma que o receptor consiga

decodificar os dados, mesmo que parte destes dados tenha sido corrompida pelo ruído do canal. Os codificadores de canal são subdivididos em dois tipos, os codificadores em bloco que utilizam um tamanho fixo de símbolos no processo de codificação, e o codificador convolucional que codifica o fluxo de bits independente do tamanho da informação.

De acordo com SKLAR (2001) na última década as pesquisas na área de codificação estão mais direcionadas a codificação convolucional porque este código possui um melhor desempenho se comparado com um código em bloco de mesma complexidade.

Abouei, Brown e Plataniotis (2009) relatam que o codificador convolucional é extremamente simples de implementar e o gasto de energia para codificar os dados é praticamente desprezível se comparados à codificação em bloco. De acordo com LOSS (2008), a codificação convolucional é um processo utilizado para corrigir erros em uma sequência de bits transmitidos. Este tipo de codificação corrige principalmente os erros ocasionados pelo ruído gaussiano ou por algum ruído impulsivo no canal. O codificador convolucional muda artificialmente a característica de “falta de memória” do canal gaussiano, criando uma dependência do conteúdo enviado com o conteúdo enviado posteriormente e anteriormente.

Para implementar este tipo de codificação utiliza-se uma máquina de estados finitos com um número de possíveis transições entre estados também finitos.

O decodificador convolucional detecta a ocorrência de transições não previstas no projeto de codificação, indicando deste modo a ocorrência de erros na sequência de dados recebida.

Rawat (2004) explica que o codificador convolucional é constituído de um número específico de registradores de deslocamento (shift registers). Cada bit de entrada é carregado no registrador de deslocamento e o resultado da codificação é derivado da combinação dos bits do registrador de deslocamento. O número de saída de bits depende da quantidade de módulos de soma utilizados para combinar os bits do registrador de deslocamento.

Os códigos convolucionais são especificados normalmente por três parâmetros:

$n$  = número de bits de saída

$k$  = número de bits de entrada

$K$  = número de estágios da memória do codificador (constraint length)

A relação  $k/n$  é utilizada para medir a eficiência de banda do código, o parâmetro  $K$  (constraint length) é definido como o número de bits da memória do codificador que afeta a geração dos  $n$  bits de saída.

O termo polinômio gerador ( $g$ ) define as conexões do codificador convolucional. A seleção de quais bits do registrador de deslocamento serão somados para produzir os bits de saída é chamado de gerador polinomial. Bons polinômios são normalmente encontrados por tentativas e erros de simulação computacional.

Para melhor entender o funcionamento de um codificador convolucional, segue abaixo o diagrama de um codificador que utiliza a seguinte configuração:

$$n = 2;$$

$$k = 1;$$

$$K = 3$$

$$\text{Polinômio gerador } (g_1) = 111$$

$$\text{Polinômio gerador } (g_2) = 101$$

De acordo com a figura abaixo “M1”, “M2” e “M3” representam um registrador de deslocamento de 3 bits. O campo “IN1” é a entrada de bits, os campos “OUT1” e “OUT2” representam a saída de bits. “M2” e “M3” representam o estado inicial do registrador de deslocamento que é configurado inicialmente com zero. A saída OUT1 é o resultado da soma das memórias “M1”, “M2” e “M3”, representando o polinômio  $g_1$  (111), a saída OUT2 é o resultado da soma das memórias “M1” e “M3”, representando o polinômio  $g_2$  (101).

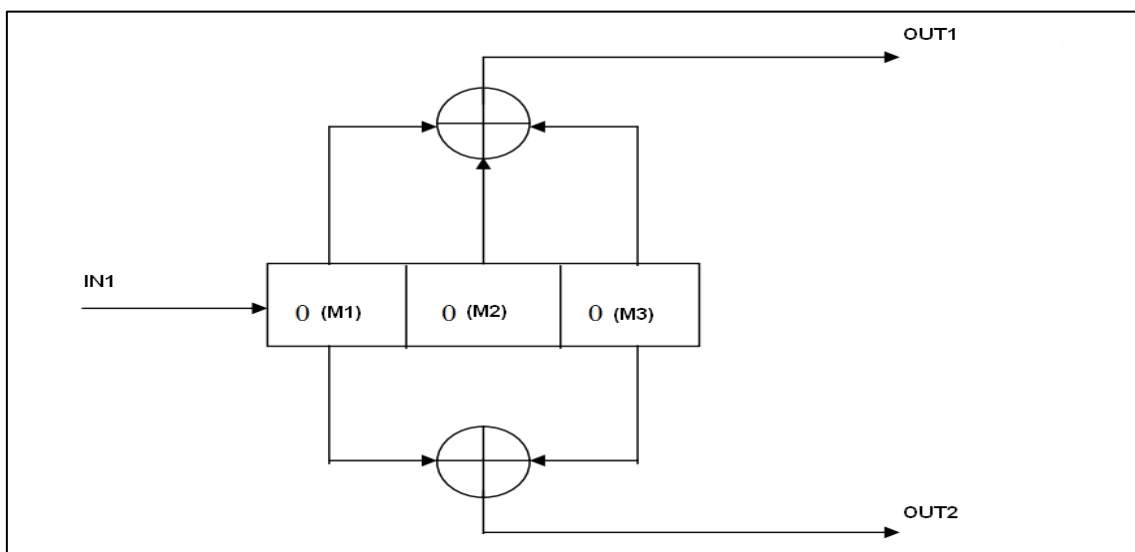


Figura 4: Representação de um codificador convolucional ( $K = 3$ ,  $k/n = 1/2$ )  
 Fonte Rawat, Sachin (2004, p 21)

Segue abaixo a simulação da codificação da sequência de 3 bits [101]:

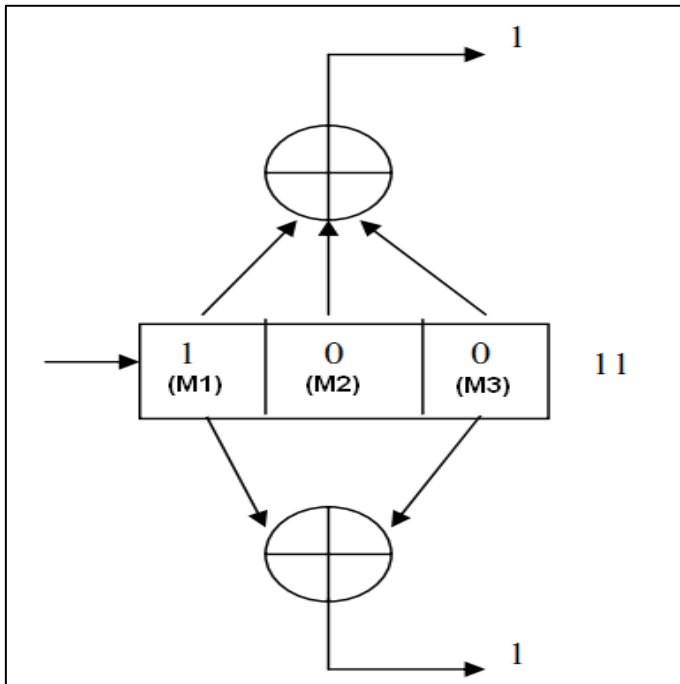


Figura 5: Simulação de uma codificação convolucional instante  $t = 1$

No instante  $t = 1$  o bit 0 da memória M2 é deslocado para memória M3, o bit 0 da memória M1 é deslocado para memória M2, carrega-se o bit 1 na memória M1, e o resultado da codificação é 11.

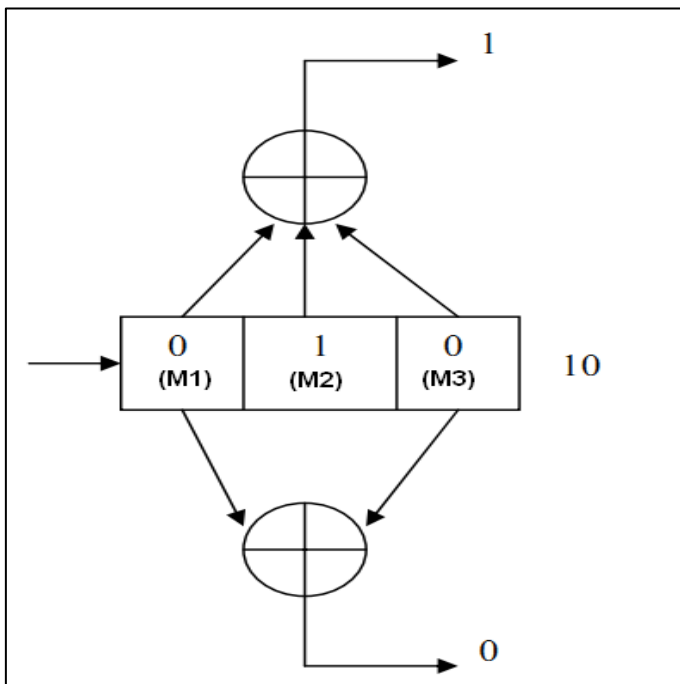


Figura 6: Simulação de uma codificação convolucional instante  $t = 2$

No instante  $t = 2$  o bit 0 da memória M2 é deslocado para memória M3, o bit 1 da memória M1 é deslocado para memória M2, carrega-se o bit 0 na memória M1, e o resultado da codificação é 10.

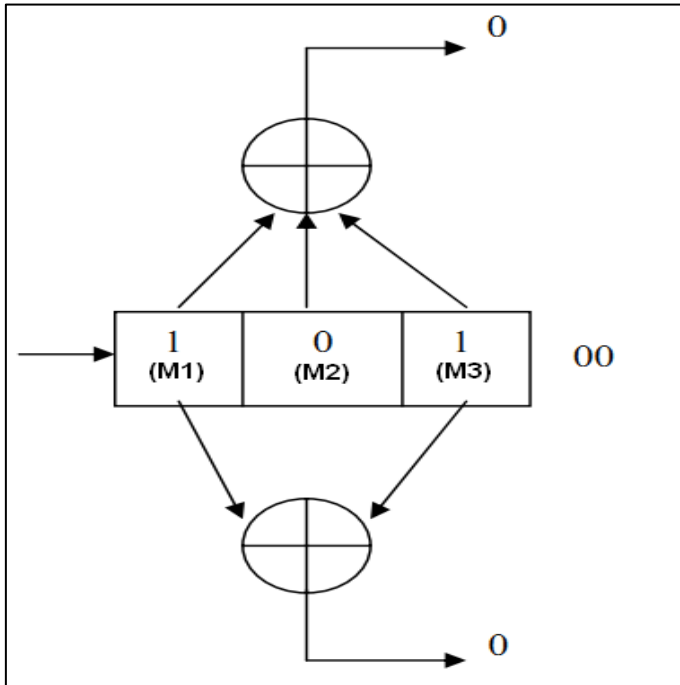


Figura 7: Simulação de uma codificação convolucional instante  $t = 3$

No instante  $t = 3$  o bit 1 da memória M2 é deslocado para memória M3, o bit 0 da memória M1 é deslocado para memória M2, carrega-se o bit 1 na memória M1, e o resultado da codificação é 00.

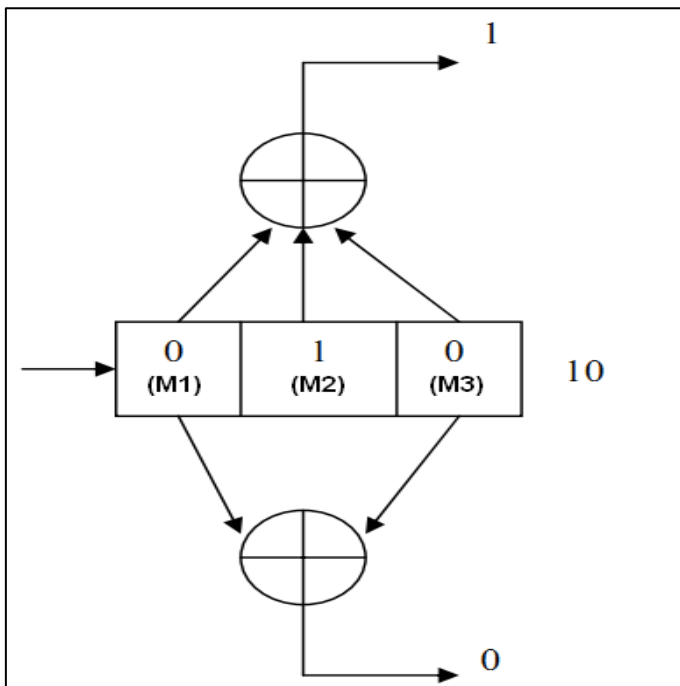


Figura 8: Simulação de uma codificação convolucional instante  $t = 4$

No instante  $t = 4$  o bit 0 da memória M2 é deslocado para memória M3, o bit 1 da memória M1 é deslocado para memória M2, carrega-se o bit 0 na memória M1, e o resultado da codificação é 10.

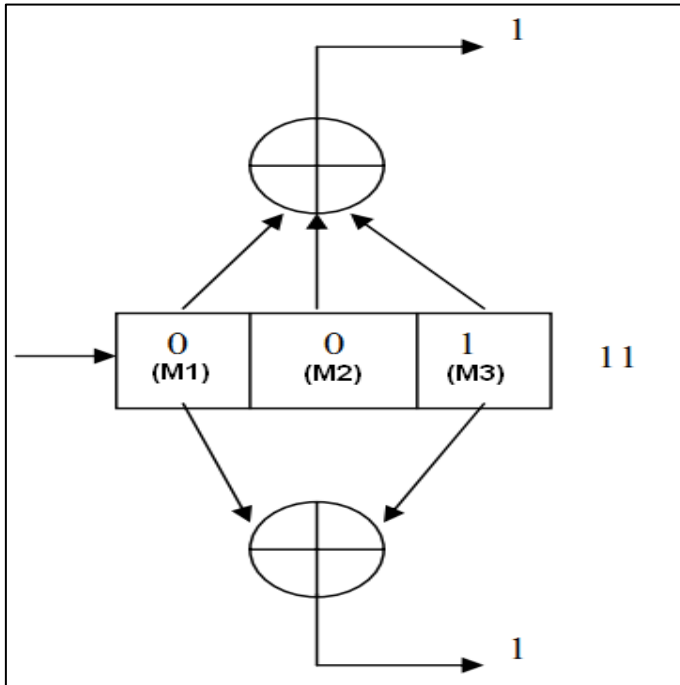


Figura 9: Simulação de uma codificação convolucional instante  $t = 5$

No instante  $t = 5$  o bit 1 da memória M2 é deslocado para memória M3, o bit 0 da memória M1 é deslocado para memória M2, carrega-se o bit 0 na memória M1, e o resultado da codificação é 11.

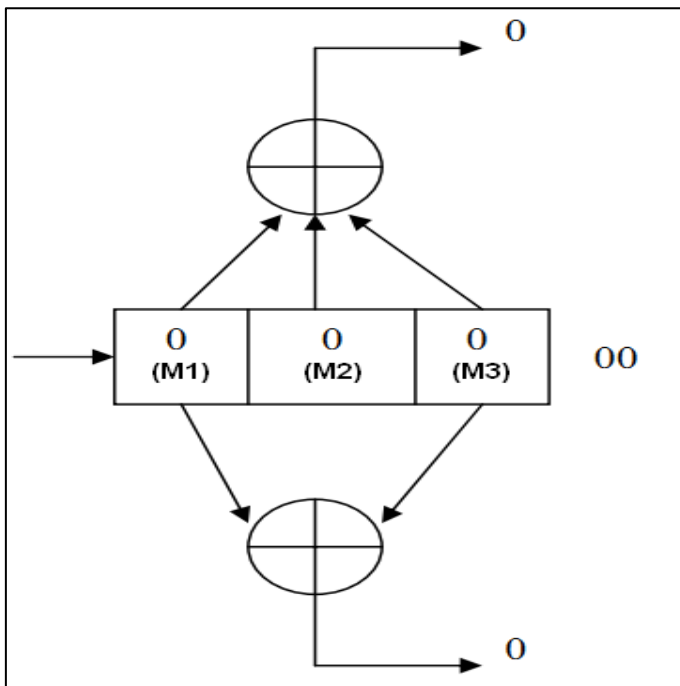


Figura 10: Simulação de uma codificação convolucional instante  $t = 6$

No instante  $t = 6$  o bit 0 da memória M2 é deslocado para memória M3, o bit 0 da memória M1 é deslocado para memória M2, carrega-se o bit 0 na memória M1, e o resultado da codificação é 00.

Deste modo a saída codificada para a sequência de entrada 101 é 11 10 00 10 11. Os três bits da mensagem original (101), são carregados nos intervalos de tempo  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$ . Subsequentemente mais 2 zeros são carregados nos intervalos de tempo  $t_4$  e  $t_5$  para limpar os registradores de deslocamento. O processo de limpeza dos registradores exige  $K-1$  bits zeros, o intervalo  $t_6$  foi carregado com zero para demonstrar que os registradores já estavam prontos para receber um novo dado, deste modo uma nova sequência de bits poderia ser carregada a partir do intervalo de tempo  $t_6$ .

De acordo com VENN (2008) o codificador convolucional pode ser representado de várias maneiras. As principais são diagrama de estados, diagrama de árvore de estados e diagrama em treliça.

### **2.3.1 Diagrama de estados**

O estado de um codificador convolucional de taxa  $1/n$  é definido como o conteúdo dos  $K-1$  estágios mais a direita. De modo a determinar a próxima saída é suficiente saber o status atual e o valor do dado que será inserido no codificador. O diagrama de estados mostra informações do estado do codificador convolucional. Esta informação é armazenada nos registradores de deslocamento. No diagrama de estado, a informação de estado é mostrada nas caixas retangulares. Cada novo bit de entrada causa a transição de um estado para outro. A linha que interliga os estados representa a informação de entrada, caso seja uma linha cheia representa o bit de entrada 0, caso seja uma linha tracejada representa o bit de entrada 1. Os bits codificados de saída são representados pelos dois dígitos posicionados acima da linha que representa o bit de entrada. É habitual começar a codificação convolucional com todos os registradores zerados. O diagrama de estados do codificador da figura 4 é mostrado na figura 11 abaixo.



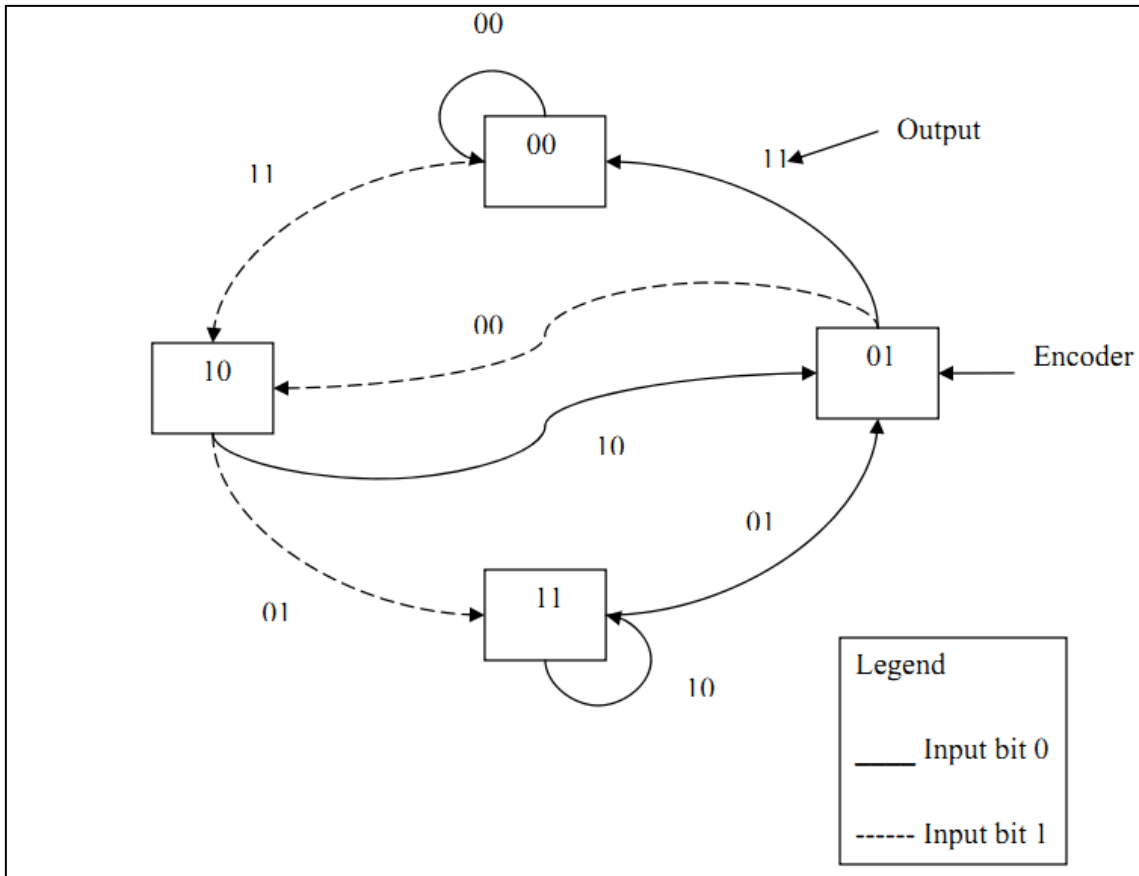


Figura 11: Diagrama de estados ( $K = 3$ ,  $k/n = 1/2$ )  
 Fonte: Venn, Madan (2004, p 54)

### 2.3.2 Diagrama de árvore de estados

Embora o diagrama de estado descreva completamente o codificador convolucional, não é fácil rastrear as transições de codificação em função do tempo, pois o diagrama de estado não consegue descrever o histórico das transições. O diagrama de árvore de estados mostra todas informações e possíveis sequências de codificação do codificador convolucional. O diagrama de árvore é um pouco melhor que o diagrama de estado mas continua não sendo a melhor representação para descrever códigos convolucionais.

A figura 12 mostra o diagrama de árvore do codificador da figura 4 para 4 bits de entrada.

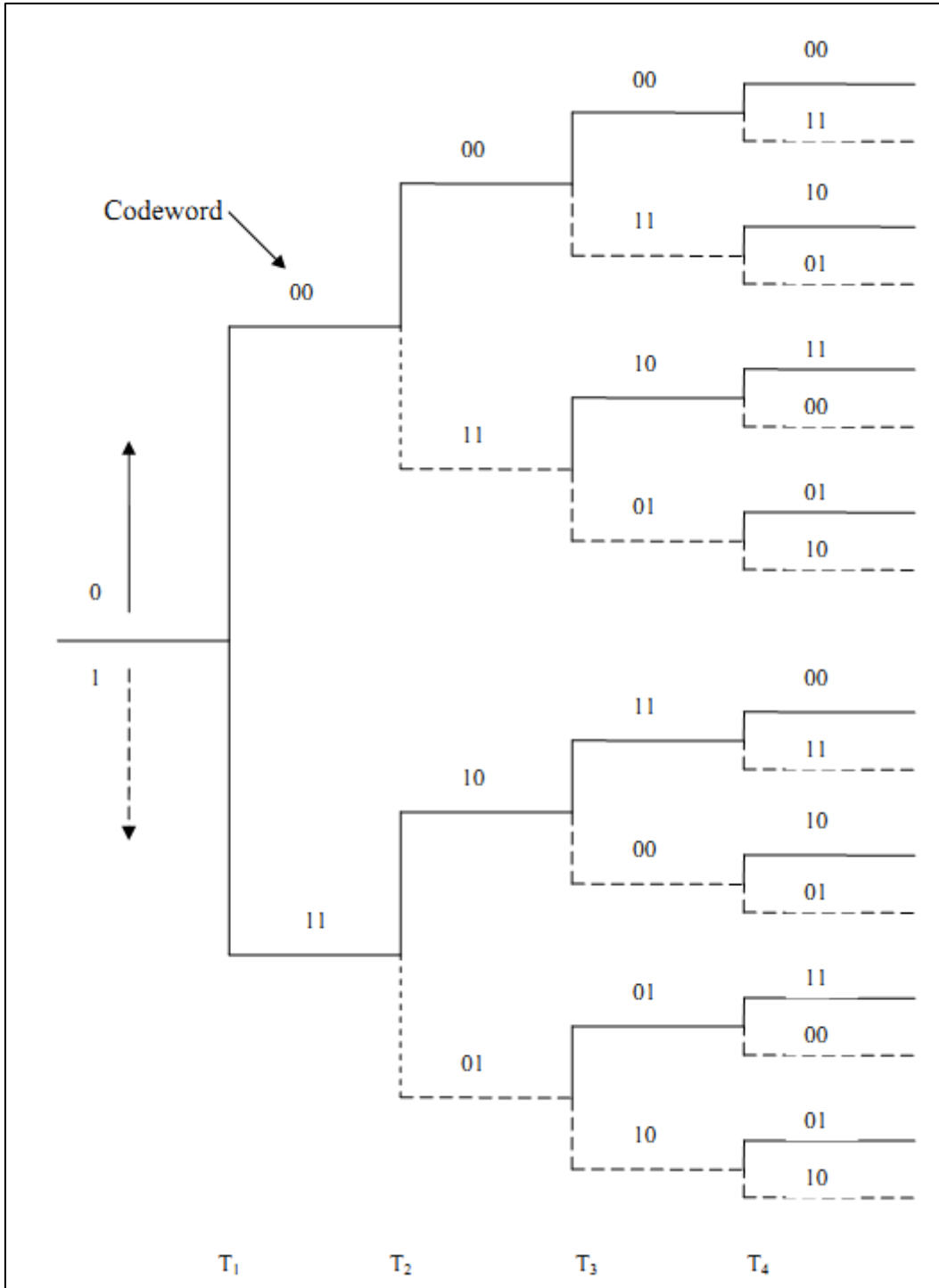


Figura 12: Diagrama de árvore de estados ( $K = 3$ ,  $k/n = 1/2$ )

Fonte: Venn, Madan (2004, p 55)

No diagrama de árvore de estados, as linhas sólidas representam informação de entrada 0 e as linhas tracejadas representam informação de entrada 1. Os bits codificados de saída correspondem ao números posicionados nos ramos da árvore. A sequência de informação de entrada define o caminho através do diagrama de árvore da esquerda para a

direita, cada bit de entrada corresponde à uma ramificação para cima (se for bit de entrada 0) ou para baixo (se for bit de entrada 1).

### 2.3.3 Diagrama de treliça

O diagrama de treliça é preferido em relação ao diagrama de estado e ao diagrama de árvore de estados porque ele representa os eventos na forma linear de tempo. O eixo x é representado pelo tempo discreto e todos os possíveis estados são mostrados no eixo y.

O diagrama de treliça alinha todos os possíveis estados ( $2K-1$ ) no eixo vertical. Então nós conectamos cada estado ao seu próximo estado através das codificações permitidas para aquele estado. Existem apenas duas escolhas possíveis para cada estado. Esta escolha é determinada pela chegada de bit 0 ou 1. As linhas representam o bit de entrada e os bits de saída são representados pelos numerais sobre a linha.

O diagrama de treliça do codificador da figura 4 é mostrado na figura 13.

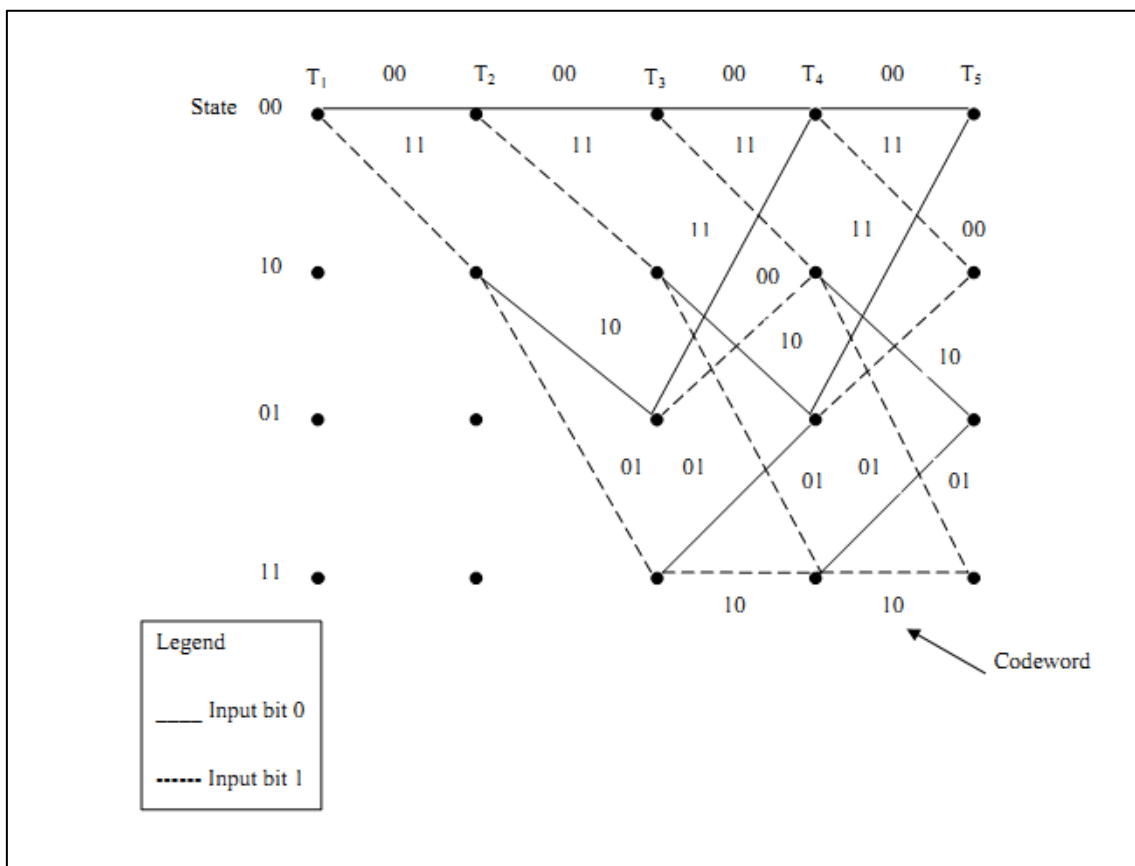


Figura 13: Diagrama de treliça ( $K = 3$ ,  $k/n = 1/2$ )

Fonte: Venn, Madan (2004, p 57)

### 2.3.4 Estrutura de distância de códigos convolucionais.

De acordo com Mahapakulchai (2004) a distância de um código convolucional é definida como a medição métrica da distância entre cada par de palavras chave do código. Por exemplo, se considerarmos o número de bits que diferem entre duas palavras chave como a distância métrica, a distância métrica entre os números binários 00110 e 11000 é quatro. Na verdade, esta distância é muitas vezes conhecida como distância Hamming.

De acordo com Sallaway (1997) a capacidade de correção de erros de um código convolucional pode ser determinada ou delimitada usando a distância livre. A distância livre,  $d_f$ , é a mínima distância de Hamming entre duas palavras chave. A capacidade de correção do código é  $(d_f-1)/2$ .

Sklar (2001) relata que a taxa de codificação de  $1/2$  é a melhor para sistemas que utilizam modulação MFSK.

### 2.3.5 Decodificador Viterbi

De acordo com Raorane (2010) o algoritmo Viterbi é utilizado para decodificar os dados codificados convolucionalmente. O algoritmo considera que o estado inicial dos registradores é com o valor “0”, e que o estado final dos registradores também será com o valor “0”. Existem  $2^k$  possíveis ramificações entrando e saindo a cada estado. O decodificador começa o processo de “traceback” que consiste em seguir de traz para frente na treliça, a procura de um caminho com a menor métrica possível de modo que se consiga decodificar a mensagem recebida. A cada unidade de tempo, o decodificador acrescenta  $2^k$  ramificações métricas à métrica anteriormente registrada pelo caminho, depois ele realiza a comparação de todos os caminhos a procura do caminho com a menor métrica, também chamado de caminho sobrevivente.

Como exemplo segue abaixo a simulação da decodificação da sequencia de bits geradas pelo codificador da figura XX.

No desenvolvimento a seguir assume-se que:

Os dados a serem transmitidos na entrada do codificador são representados pela sequência de bits 10100

Os dados resultantes na saída da etapa de codificação convolucional do transmissor digital são representados pela sequência de bits 11 10 00 10 11

Os dados recebidos no receptor digital são representados pela sequência de bits 01 10 00 10 11 (observar a ocorrência de erro no primeiro bit destacado em vermelho).

O diagrama de treliça apresentado abaixo utiliza uma nomenclatura específica de modo a facilitar o entendimento do funcionamento do decodificador. Acima de cada seta existe uma numeração no formato e/cc/d/m, onde (e) significa o bit de entrada do codificador, (cc) corresponde aos dados gerados na saída do codificador, (d) significa a distância de Hamming, e (m) corresponde à métrica acumulada de cada um dos caminhos que chegam a cada nó da treliça.

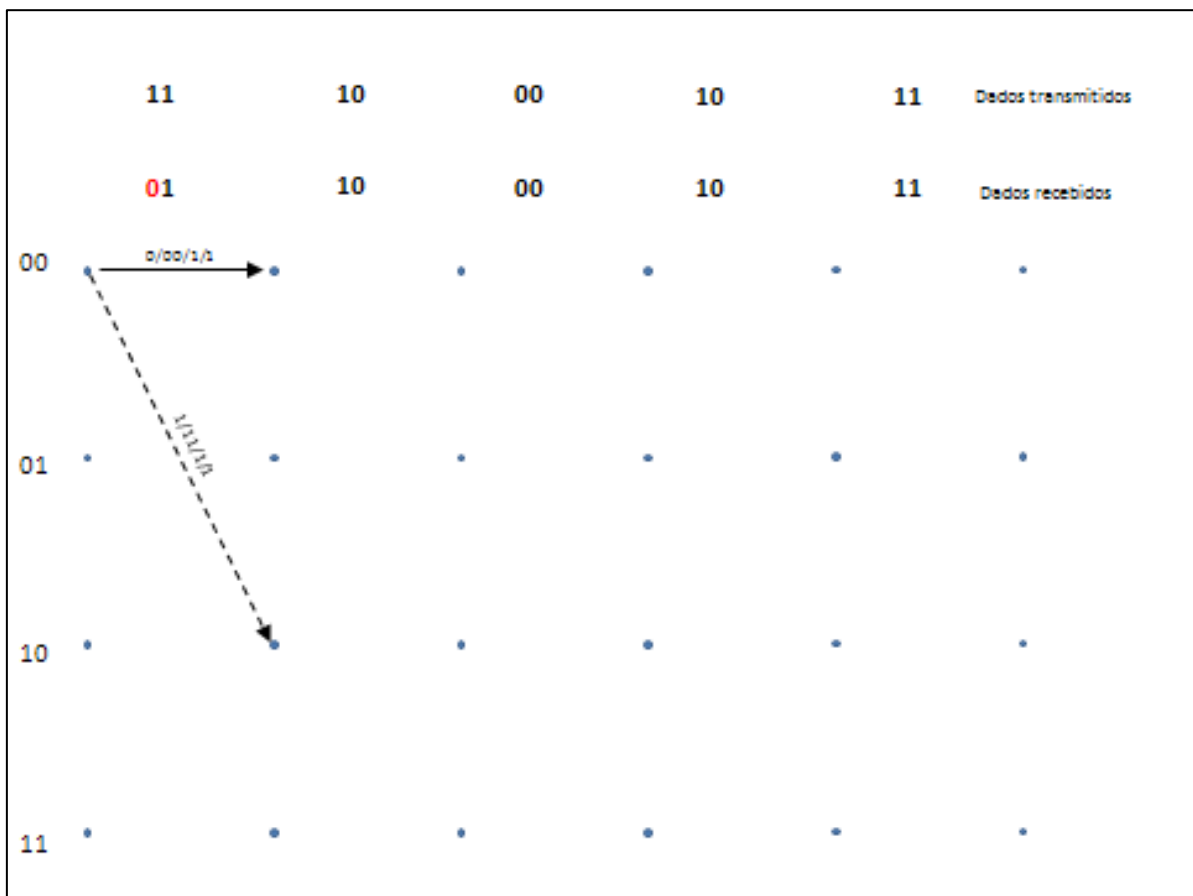


Figura 14: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 1

Partindo do pressuposto que os registradores começam zerados, existem apenas duas possibilidades de codificação dos dados, 00 no caso de o estado dos registradores se manter em 00 ou 11 no caso de o estado dos registradores se alterar para 10. Como o dado recebido não é nenhuma dessas duas possibilidades o campo (d) acrescenta a distancia de Hamming correspondente para cada transição. A métrica acumulada também é acrescentada do valor do campo (d).

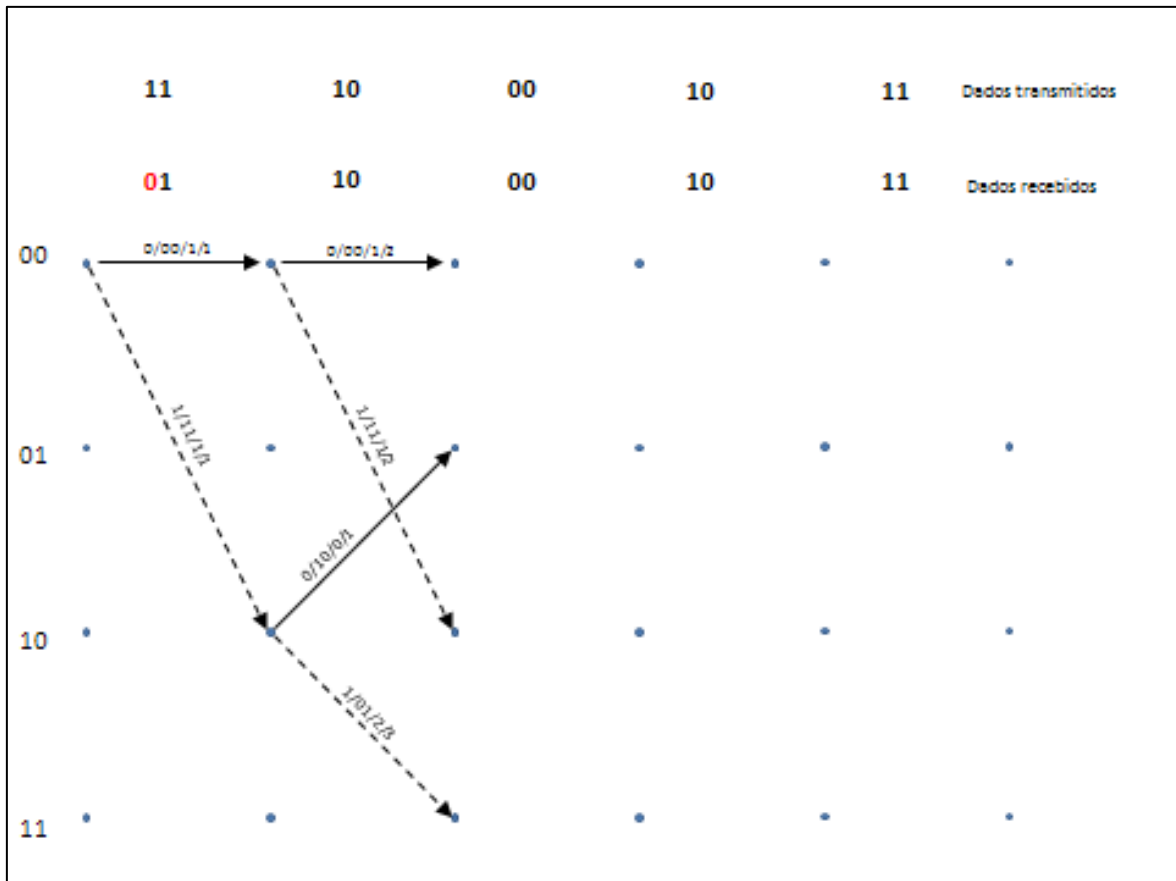


Figura 15: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 2

Agora existem 4 possibilidades de codificação, e para cada uma delas o decodificador calcula a distância de Hamming e o valor da métrica acumulada.

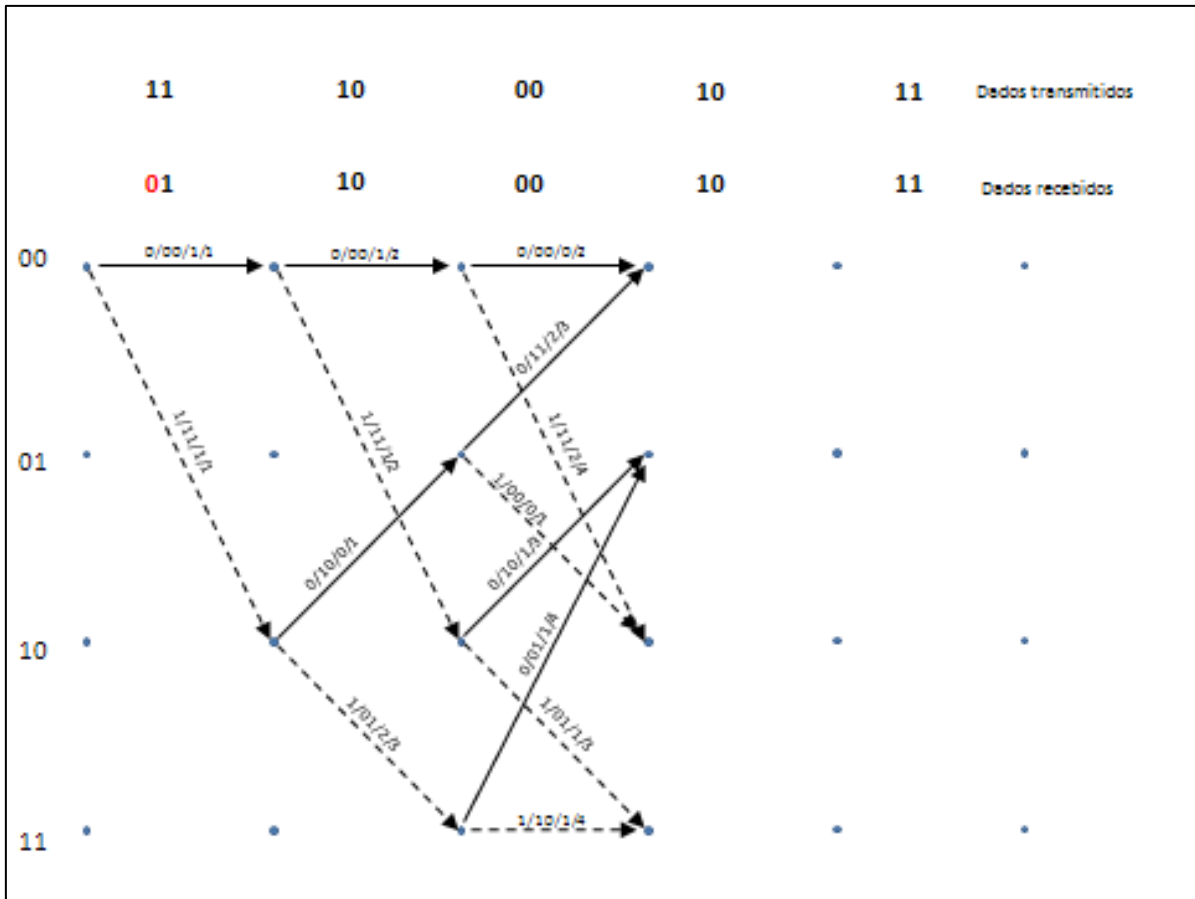


Figura 16: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 3

Agora existem 8 possibilidades de codificação, novamente o decodificador calcula a distância de Hamming deste trecho e calcula o valor da métrica acumulado. Observar que existem duas setas para cada nó.

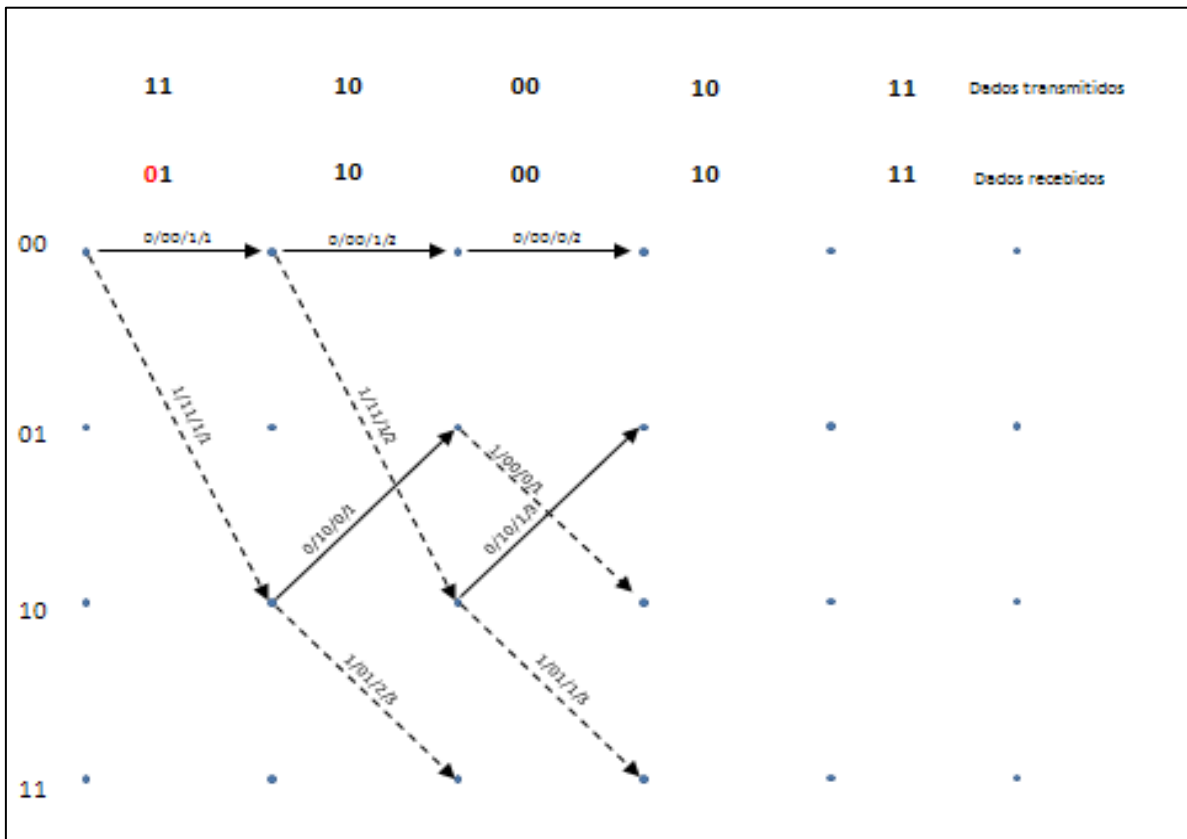


Figura 17: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 4

Neste ponto o decodificador selecionou os caminhos com menor valor de (m) e eliminou o restante. Das 8 ramificações, sobraram apenas 4.



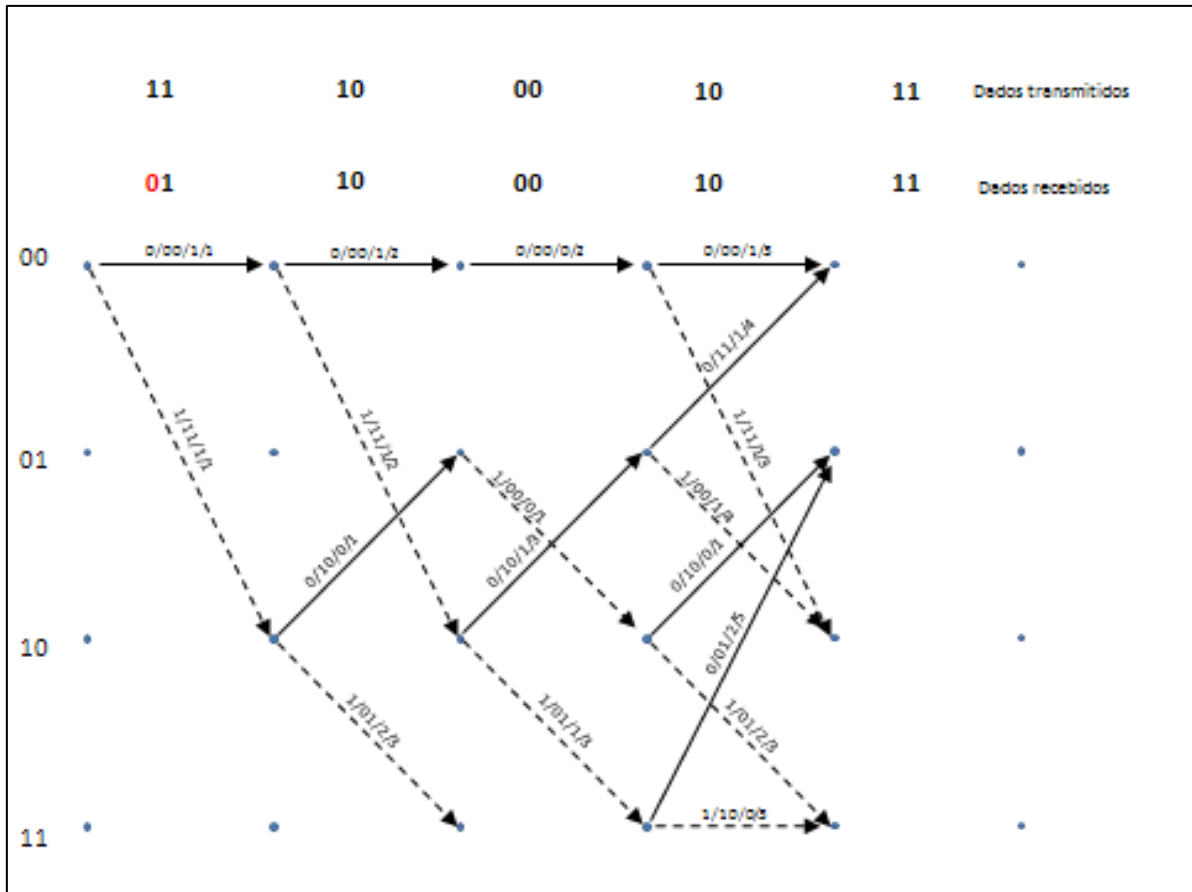


Figura 18: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 5

Partindo do status anterior em que o decodificador manteve apenas os caminhos com menor valor métrico, calculou-se a métrica de mais 8 possíveis transições.

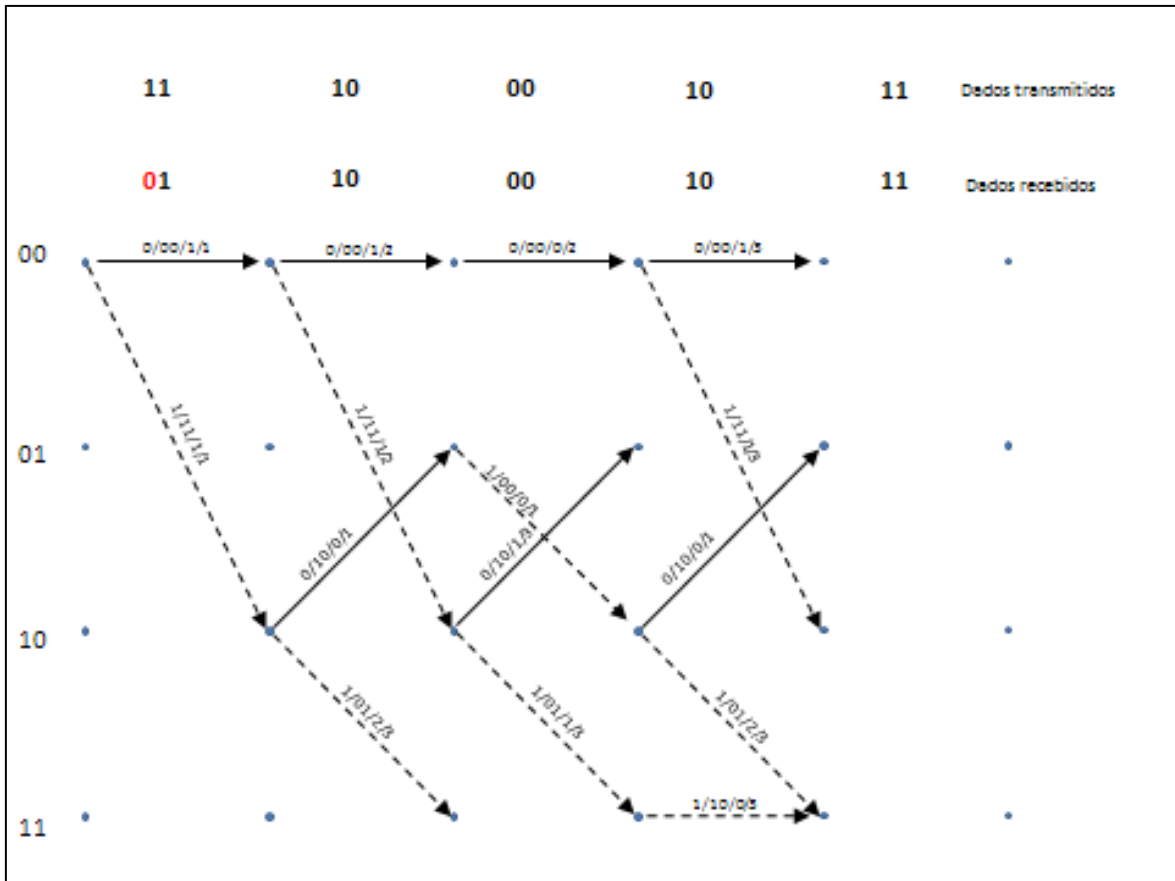


Figura 19: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 6

Neste ponto o decodificador selecionou os caminhos com menor valor de  $(m)$  e eliminou o restante. Das 8 ramificações, sobraram apenas 5.

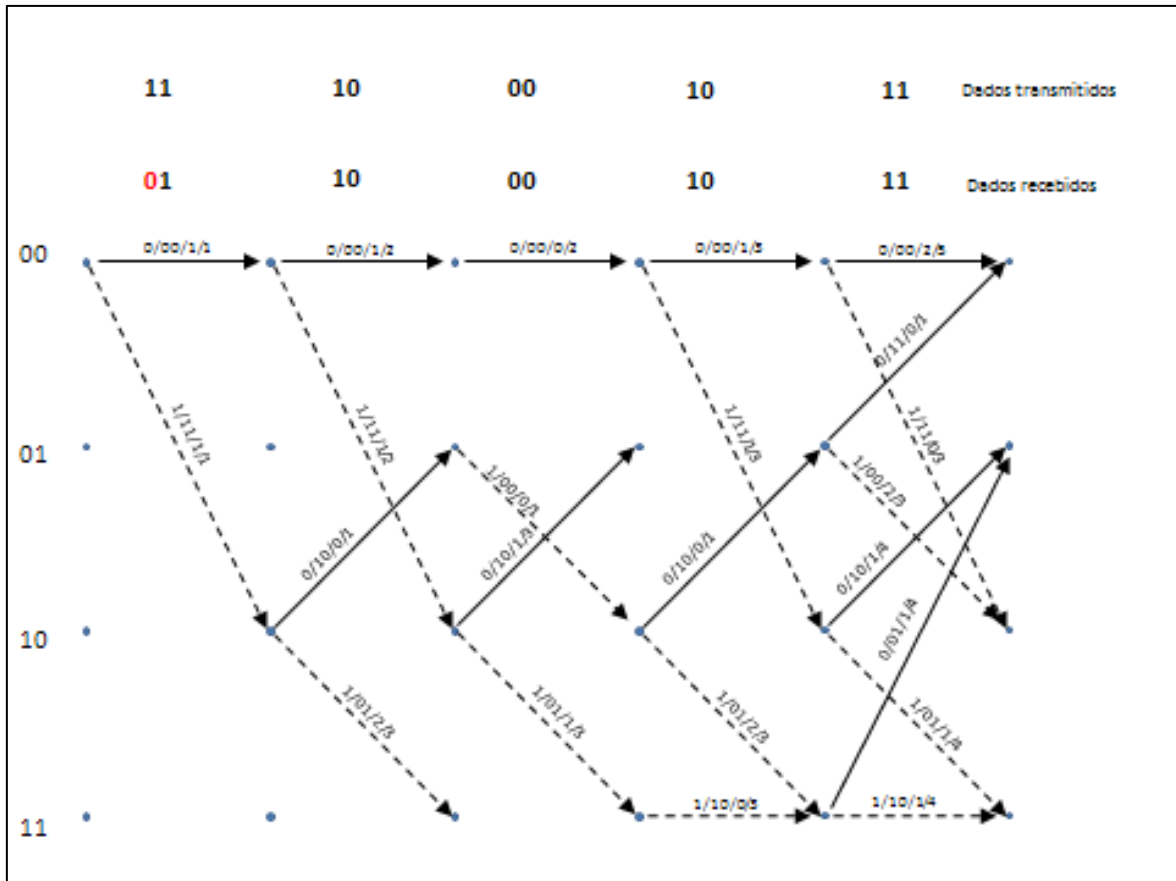


Figura 20: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 7

Partindo do status anterior em que o decodificador manteve apenas os caminhos com menor valor métrico, calculou-se a métrica de mais 8 possíveis transições.

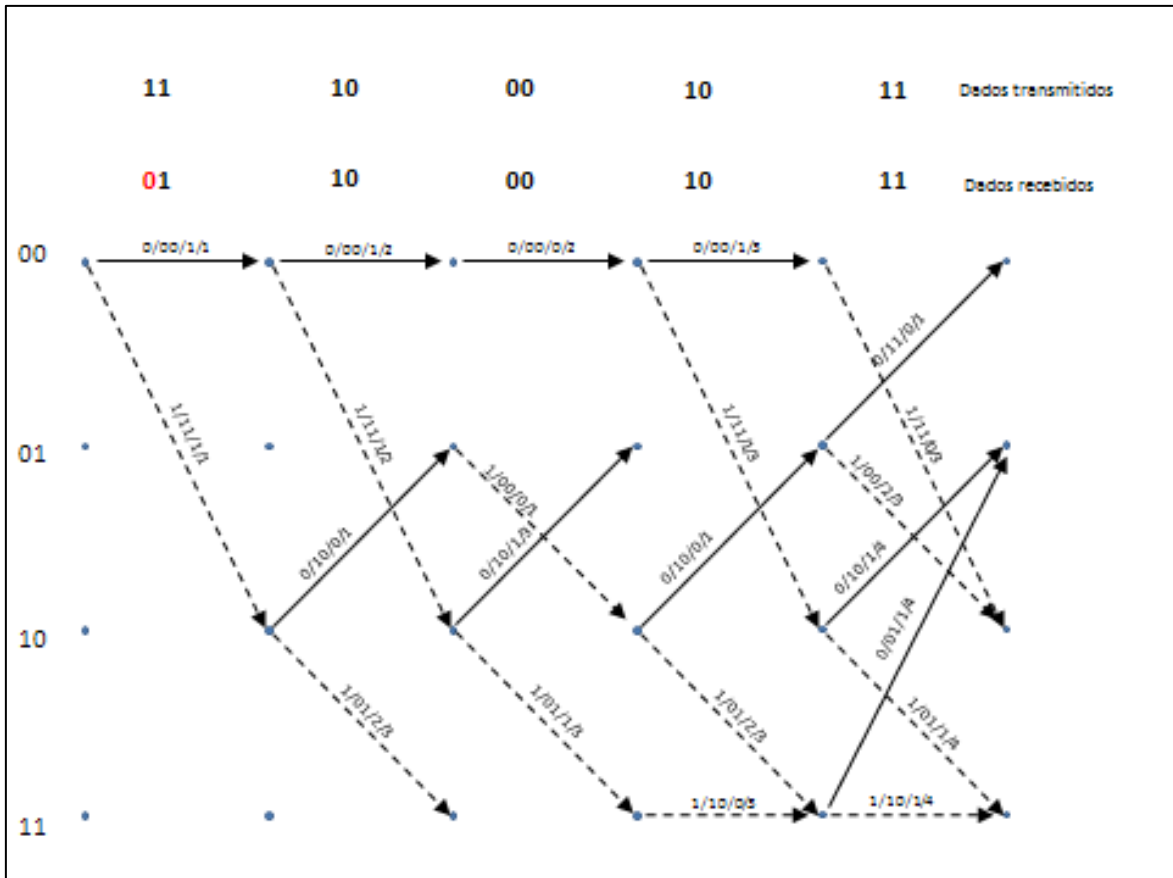


Figura 21: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 8

Neste ponto o decodificador selecionou os caminhos com menor valor de (m) e eliminou o restante. Das 8 ramificações, sobraram apenas 7.

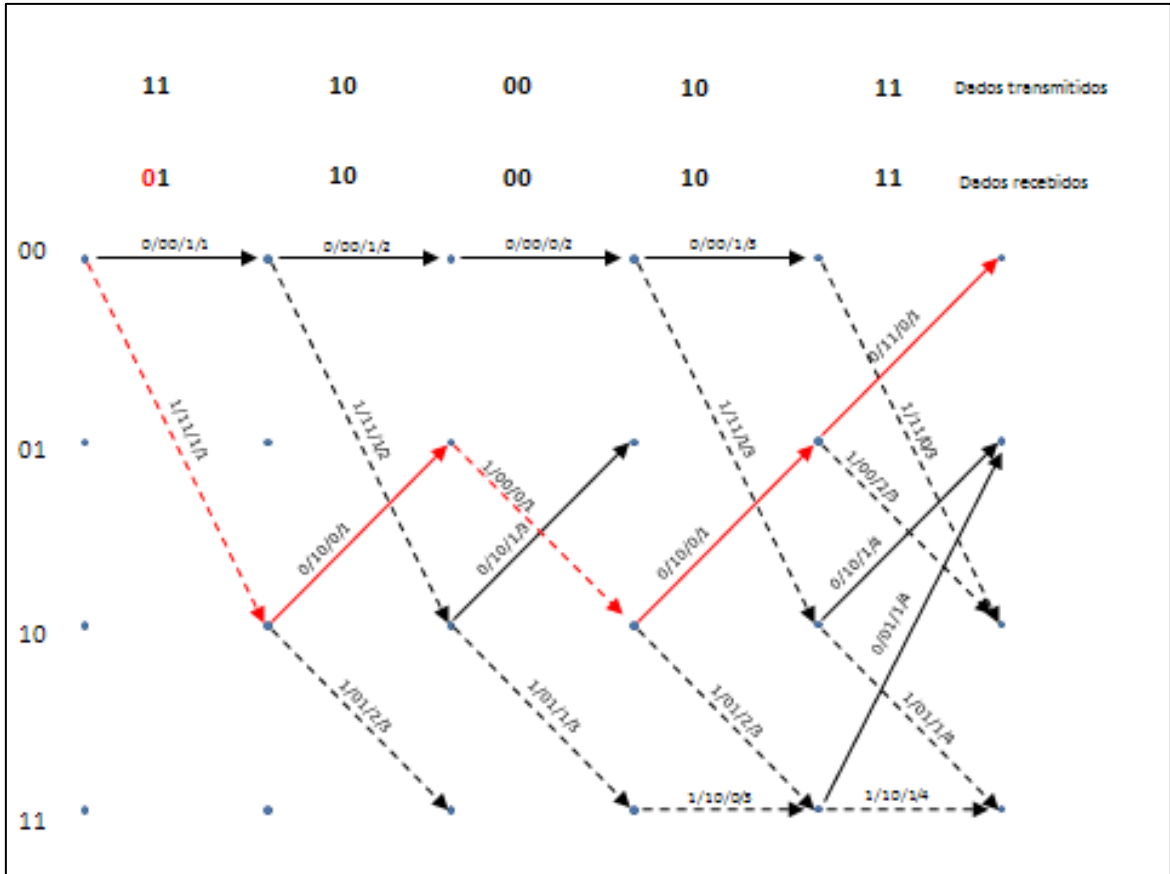


Figura 22: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 9

O decodificador verifica qual é o caminho com menor valor de métrica e o define como resultado mais provável (destaque em vermelho).

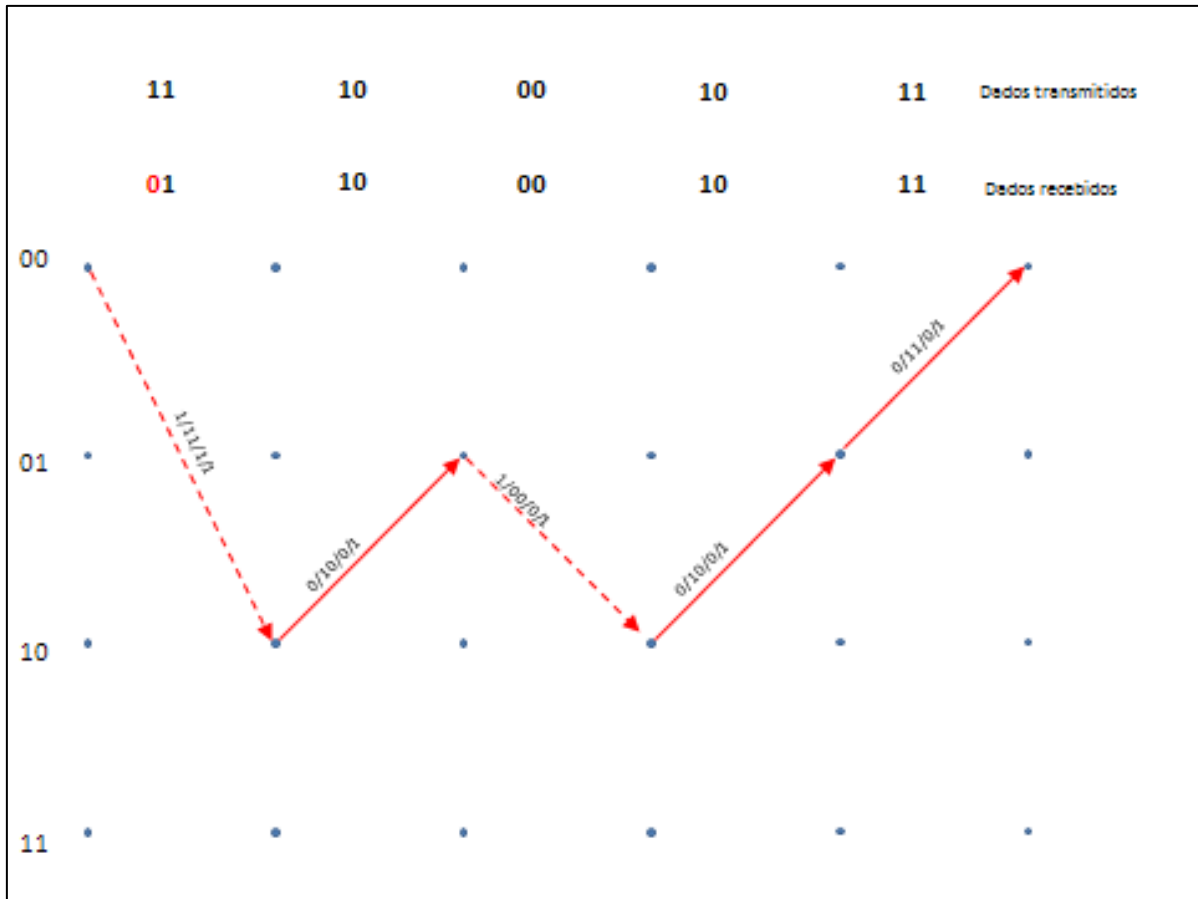


Figura 23: Simulação de decodificação Viterbi – etapa 10

Demonstra-se deste modo o ganho em desempenho que pode se obter com o uso da codificação convolucional, bem como a baixa complexidade para implementação.

### 3 ESTUDO REALIZADO COM MATLAB

Este capítulo apresenta a simulação de sistemas MFSK codificados, especificadamente simularemos a modulação MFSK2, MFSK4, MFSK8, MFSK16 e MFSK32, e acrescentaremos a codificação convolucional K=8 e n/k variando entre 1/2 à 1/8. Os códigos convolucionais foram obtidos de um artigo de Lee (1985), segue abaixo o quadro contendo a relação de códigos utilizados:

<b>K</b>	<b>1/N</b>	<b>Código Convolucional no formato octal</b>
<b>8</b>	<b>1/2</b>	<b>363, 255</b>
<b>8</b>	<b>1/3</b>	<b>357, 251, 233</b>
<b>8</b>	<b>1/4</b>	<b>365, 337, 271, 233</b>
<b>8</b>	<b>1/5</b>	<b>351, 331, 265, 257, 237</b>
<b>8</b>	<b>1/6</b>	<b>365, 351, 337, 273, 263, 221</b>
<b>8</b>	<b>1/7</b>	<b>367, 331, 311, 277, 253, 235, 215</b>
<b>8</b>	<b>1/8</b>	<b>373, 353, 335, 315, 277, 251, 231, 227</b>

Quadro 1: Relação de códigos convolucionais utilizados na simulação

Utilizaremos como referência a taxa de erros (BER) de um bit errado para cada um milhão transmitidos.

#### 3.1 MODULAÇÃO MFSK2

De acordo com o gráfico abaixo, constata-se que a relação sinal ruído mínima para se obter uma taxa BER de  $10^{-6}$  é de 14,1 dB para o sinal apenas modulado; 11,4 dB para uma taxa de codificação de 1/2; 11,5 dB para uma taxa de codificação de 1/3; 11,7 dB para uma taxa de codificação de 1/4; 11,9 dB para uma taxa de codificação de 1/5; 12,1 dB para uma taxa de codificação de 1/6; 12,2 dB para uma taxa de codificação de 1/7 e 12,5 dB para uma taxa de codificação de 1/8.

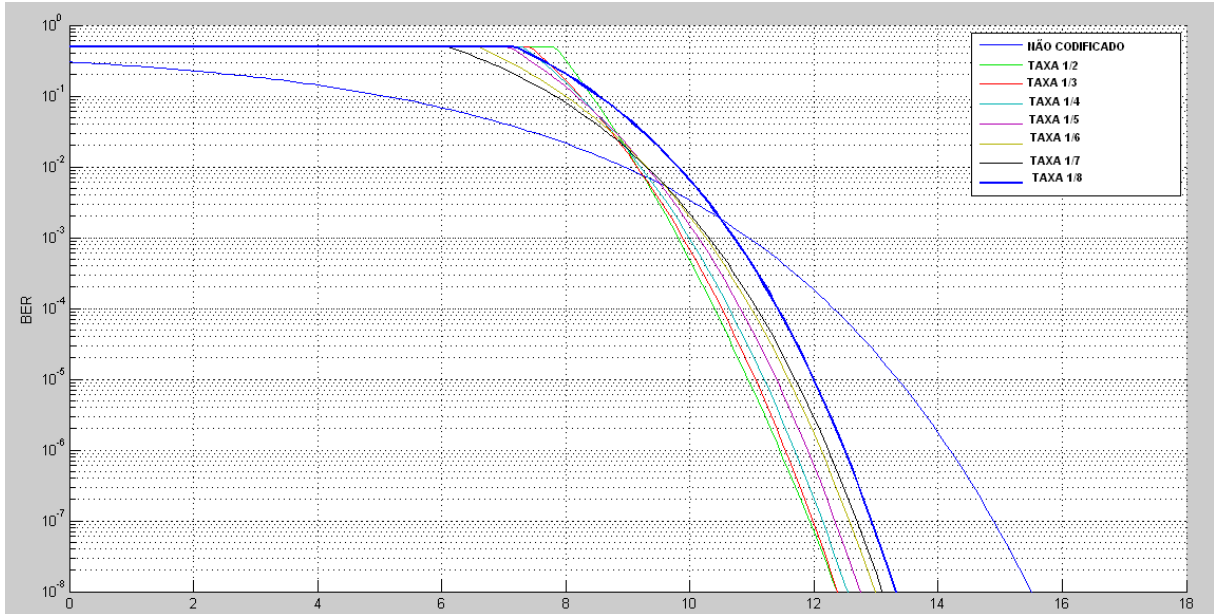


Gráfico 1: Simulação da Modulação MFSK2 em conjunto com a codificação convolucional.

### 3.2 MODULAÇÃO MFSK4

De acordo com o gráfico abaixo, constata-se que a relação sinal ruído mínima para se obter uma taxa BER de  $10^{-6}$  é de 11,4 dB para o sinal apenas modulado; 9 dB para uma taxa de codificação de 1/2; 9,3 dB para uma taxa de codificação de 1/3; 9,5 dB para uma taxa de codificação de 1/4; 9,8 dB para uma taxa de codificação de 1/5; 10 dB para uma taxa de codificação de 1/6; 10,2 dB para uma taxa de codificação de 1/7 e 10,5 dB para uma taxa de codificação de 1/8.

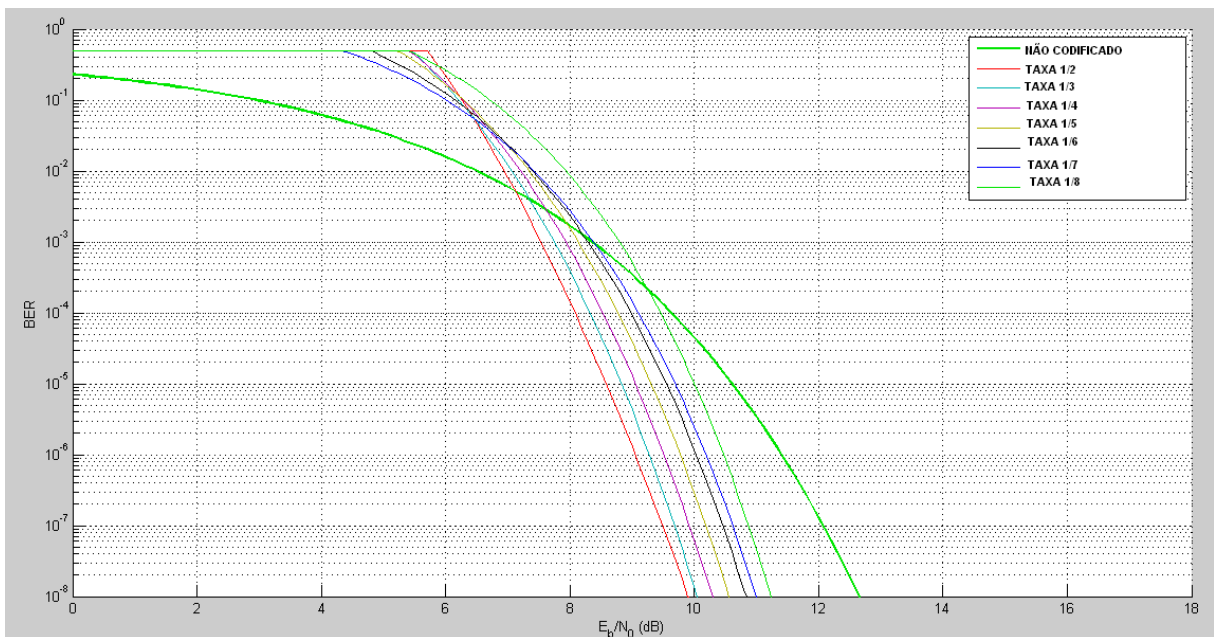


Gráfico 2: Simulação da Modulação MFSK4 em conjunto com a codificação convolucional.



### 3.3 MODULAÇÃO MFSK8

De acordo com o gráfico abaixo, constata-se que a relação sinal ruído mínima para se obter uma taxa BER de  $10^{-6}$  é de 9,8 dB para o sinal apenas modulado; 7,8 dB para uma taxa de codificação de 1/2; 8,2 dB para uma taxa de codificação de 1/3; 8,5 dB para uma taxa de codificação de 1/4; 8,8 dB para uma taxa de codificação de 1/5; 9,1 dB para uma taxa de codificação de 1/6; 9,3 dB para uma taxa de codificação de 1/7 e 9,6 dB para uma taxa de codificação de 1/8.

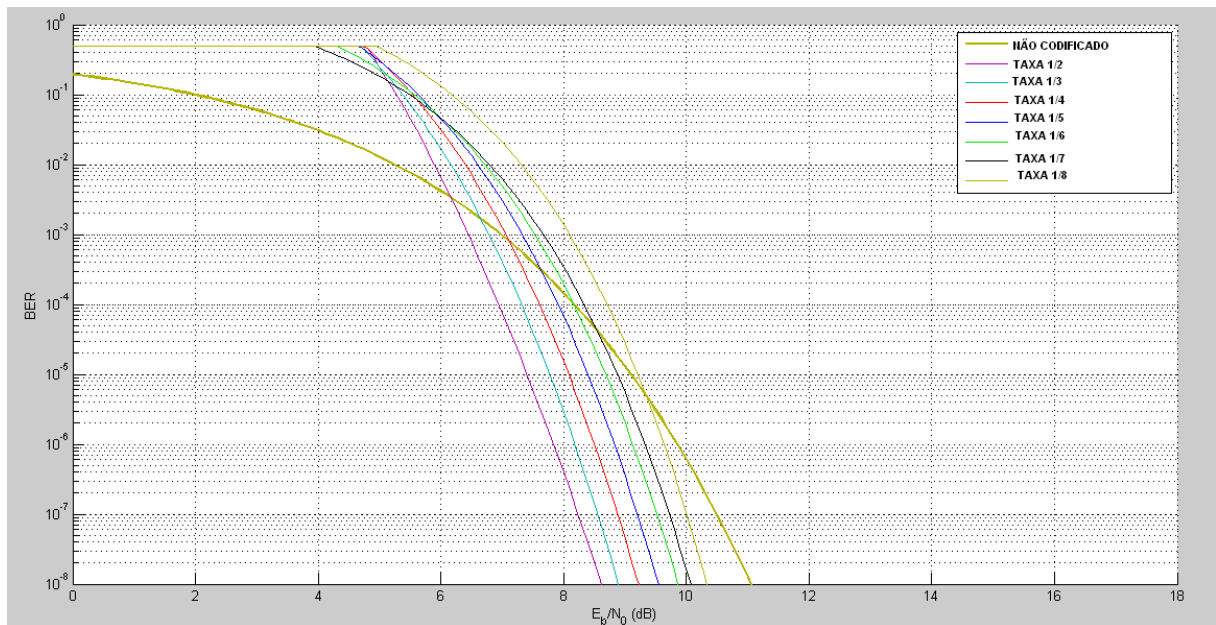


Gráfico 3: Simulação da Modulação MFSK8 em conjunto com a codificação convolucional.

### 3.4 MODULAÇÃO MFSK16

De acordo com o gráfico abaixo, constata-se que a relação sinal ruído mínima para se obter uma taxa BER de  $10^{-6}$  é de 8,8 dB para o sinal apenas modulado; 7,1 dB para uma taxa de codificação de 1/2; 7,5 dB para uma taxa de codificação de 1/3; 7,9 dB para uma taxa de codificação de 1/4; 8,3 dB para uma taxa de codificação de 1/5; 8,6 dB para uma taxa de codificação de 1/6; 8,9 dB para uma taxa de codificação de 1/7 e 9,2 dB para uma taxa de codificação de 1/8.

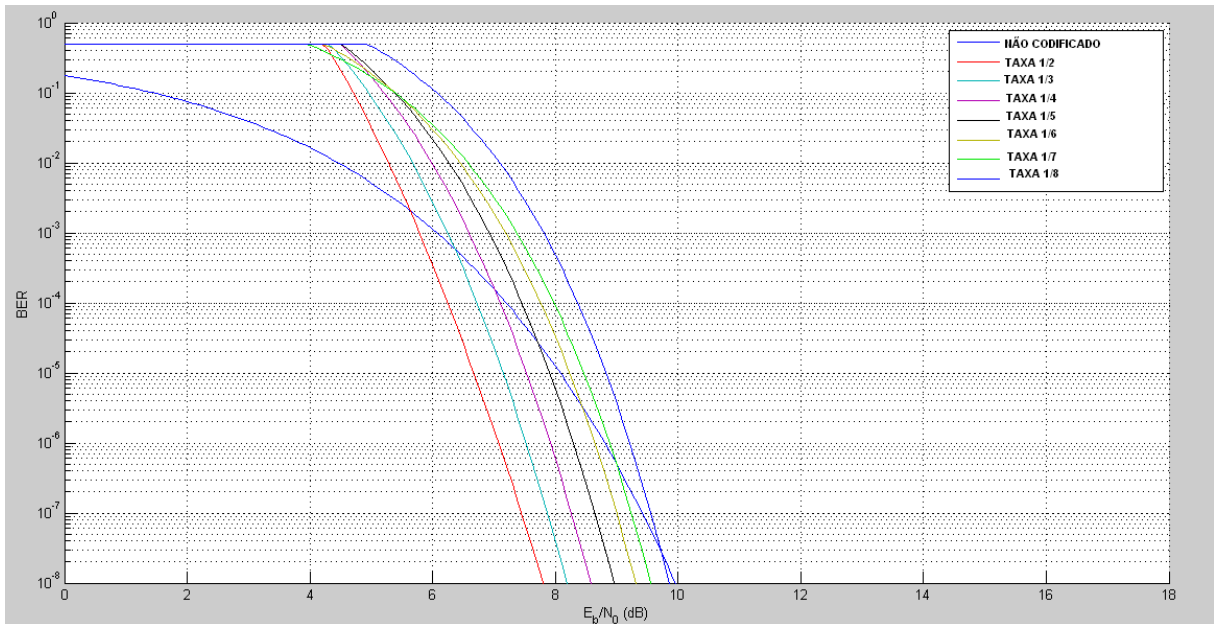


Gráfico 4: Simulação da Modulação MFSK16 em conjunto com a codificação convolucional.

### 3.5 MODULAÇÃO MFSK32

De acordo com o gráfico abaixo, constata-se que a relação sinal ruído mínima para se obter uma taxa BER de  $10^{-6}$  é de 8 dB para o sinal apenas modulado; 6,5 dB para uma taxa de codificação de 1/2; 7,1 dB para uma taxa de codificação de 1/3; 7,5 dB para uma taxa de codificação de 1/4; 8 dB para uma taxa de codificação de 1/5; 8,3 dB para uma taxa de codificação de 1/6; 8,6 dB para uma taxa de codificação de 1/7 e 9 dB para uma taxa de codificação de 1/8.

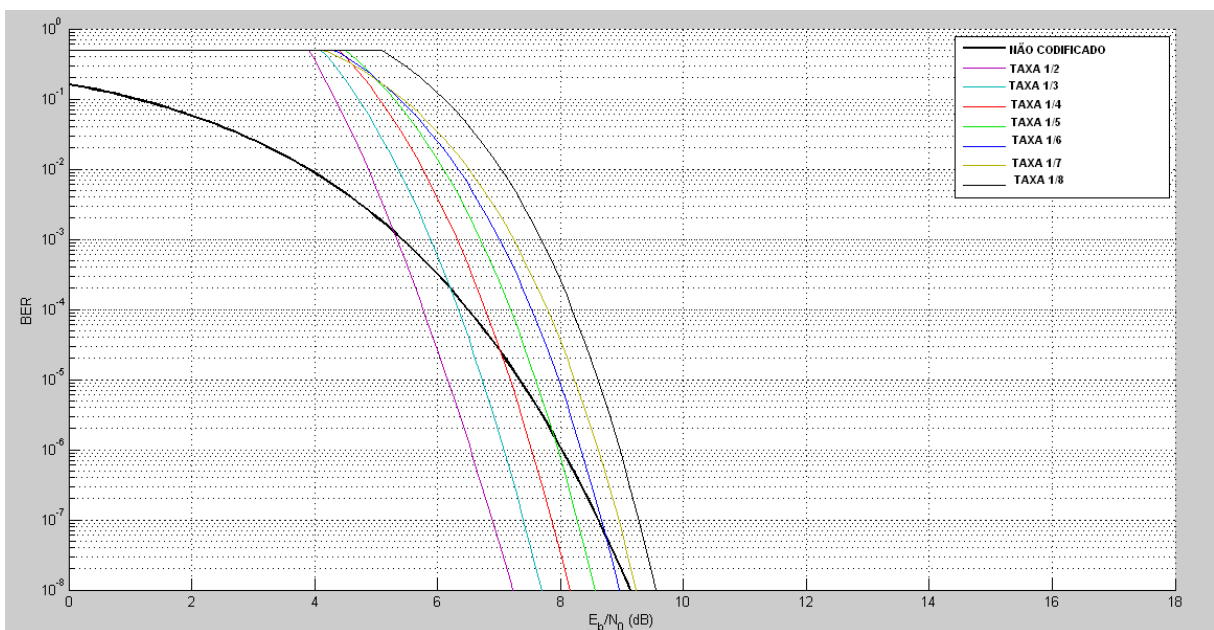


Gráfico 5: Simulação da Modulação MFSK32 em conjunto com a codificação convolucional.

### 3.6 RESUMO DOS VALORES OBTIDOS

O quadro abaixo apresenta o resumo dos dados obtidos.

Relação sinal ruído em dB necessário para uma taxa BER  $10^{-6}$

	<b>MFSK2</b>	<b>MFSK4</b>	<b>MFSK8</b>	<b>MFSK16</b>	<b>MFSK32</b>
<b>sem codificação</b>	14,1	11,4	9,8	8,8	8
<b>1/2</b>	11,4	9	7,8	7,1	6,5
<b>1/3</b>	11,5	9,3	8,2	7,5	7,1
<b>1/4</b>	11,7	9,5	8,5	7,9	7,5
<b>1/5</b>	11,9	9,8	8,8	8,3	8
<b>1/6</b>	12,1	10	9,1	8,6	8,3
<b>1/7</b>	12,2	10,2	9,3	8,9	8,6
<b>1/8</b>	12,5	10,5	9,6	9,2	9

Quadro 2: Resumo de dados obtidos

## 4 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

Utilizando os dados do quadro 2 como referência pode-se observar que a modulação MFSK32 em conjunto com uma taxa de codificação 1/2 obtem um ganho em relação à modulação MFSK2 de 7,6 dB (14,1dB – 6,5 dB). Em termos comparativos, isto equivale a dizer que um transmissor de 5 Watts utilizando a modulação MFSK2 possui a mesma taxa de erro que um transmissor de 1 Watt utilizando a modulação MFSK32 com taxa de codificação de 1/2.

Constatou-se também, conforme descrito por Sklar (2001), que a melhor taxa de codificação em todos os casos analisados foi de 1/2. De acordo com que a taxa de codificação vai diminuindo, maior é a quantidade de energia transmitida para se manter a mesma taxa de erros.

Utilizando a modulação MFSK32 como exemplo, constatou-se que a taxa de codificação de 1/2 necessita de uma relação sinal ruído de 6,5 dB, para que a taxa de erro se mantenha no patamar de  $10^{-6}$ , enquanto que a taxa de codificação de 1/8 necessita de uma relação sinal ruído de 9 dB.

Pode-se observar que em determinadas situações, apenas a modulação já permite um ganho considerável. De acordo com o quadro 2, verifica-se que a modulação MFSK32 sem codificação tem um desempenho semelhante a modulação MFSK8 com taxa de codificação de 1/2. Caso o projetista necessite diminuir a complexidade do sistema, ele pode optar por aumentar o número de tons e eliminar a etapa de codificação convolucional.

Foi identificado por meio da análise dos gráficos que o método mais prático de verificar se há necessidade ou não de implementar a codificação é através da análise do ponto de cruzamento entre a curva da modulação sem codificação e a curva da modulação com taxa de codificação de 1/2. Este ponto de cruzamento nos informa qual é mínima relação sinal ruído para ainda ser vantajoso não implementar a codificação.

A modulação MFSK2 é vantajosa de se implementar sem codificação em ambientes onde a relação sinal ruído seja maior que 9,2 dB.

A modulação MFSK4 é vantajosa de se implementar sem codificação em ambientes onde a relação sinal ruído seja maior que 7,1 dB.

A modulação MFSK8 é vantajosa de se implementar sem codificação em ambientes onde a relação sinal ruído seja maior que 6,2 dB.

A modulação MFSK16 é vantajosa de se implementar sem codificação em ambientes onde a relação sinal ruído seja maior que 5,7 dB.

A modulação MFSK32 é vantajosa de se implementar sem codificação em ambientes onde a relação sinal ruído seja maior que 5,3 dB.

## 5 CONCLUSÃO

A partir dos estudos realizados conclui-se que a implementação da modulação MFSK32, em conjunto com a codificação convolucional de taxa 1/2, proporciona se comparado com a modulação MFSK2, um acréscimo na autonomia do sistema de telemetria de até 400%.

Como o algoritmo convolucional realiza operações de 8 bits, obtem-se uma economia na aquisição de microcontroladores, pois não é necessário adquirir microcontroladores complexos, tais como de 16 ou 32 bits.

Constatou-se também que houve uma redução de custo relacionado ao hardware complementar, tais como geradores de onda senoidal para modulação MFSK e registradores de deslocamento para codificação, pois todos estes circuitos foram substituídos por funções implementadas via software.

Como perspectiva futura, propõe-se acrescentar a codificação em bloco ao projeto, de modo a aumentar ainda mais a autonomia da bateria.

## REFERÊNCIAS

ABOUEI, J.; BROWN, J. D.; PLATANIOTIS, K. N.; On the Energy Efficiency of LT Codes in Proactive Wireless sensor Networks. 2009. Submetido ao *IEEE Transactions on Wireless Communications*, dezembro 2009.

ABOUEI, J.; PLATANIOTIS, K. N.; PASUPATHY, S.; Green Modulations in Energy-Constrained Wireless Sensor Networks. 2010. Trabalho apresentado na Conferência *ICASSP 2010*, Toronto, 2010.

ARGYRIOU, A. *Probability of Symbol Error for Coherent and Non-Coherent Detection of M-Ary Frequency-Shift Keyed (MFSK) Signals Affected by Co-Channel Interference and Additive White Gaussian Noise (AWGN) in a Fading Channel*. 2000. Dissertação (Mestrado de Ciências em Engenharia Elétrica) – Naval Postgraduate School, Monterey, California, 2000. Disponível em:

[http://edocs.nps.edu/npspubs/scholarly/theses/2000/Mar/00Mar\\_Agyriou.pdf](http://edocs.nps.edu/npspubs/scholarly/theses/2000/Mar/00Mar_Agyriou.pdf). Acesso em 18 out 2012.

Encyclopædia Britannica Online. London: Encyclopædia Britannica Inc., 2012. Disponível em <http://www.britannica.com/EBchecked/topic/585928/telemetry>. Acesso em 02 mai. 2012.

Fridman, P. A.; SETI: The Transmission Rate of Radio Communication and the Signal's Detection. 2011. *Acta Astonautica*, Paris, 26 mai 2011, Volume 69, edição 9-10, Novembro – Dezembro, P. 777-787.

GURSOY, M.C.; POOR, H.V.; VERDÚ, S. On-Off Frequency-Shift Keying for Wideband Fading Channels. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, V. 2006, p 1–2, set. 2005.

LASKOSKI, G. T.; MARCONDES, M.; SZEREMETA, O. *Modulação Digital – Tópicos de Comunicações*. 2006. 25 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2006. Disponível em: <http://pessoal.utfpr.edu.br/gustavohl/modulacao/doc1.pdf>. Acesso em 08 mai 2012.

Lee, P. J., Further Results on Rate 1/N Convolutional Code Constructions With Minimum Required SNR Criterion, *TDA Progress Report 42-80*, Outubro-Dezembro 1984, p. 97-102, 1985. Disponível em:

[http://www.google.com.br/url?q=http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress\\_report/42-80/80K.PDF&sa=U&ei=S\\_IHUcLZO5O68wTxqIGoBQ&ved=0CBkQFjAC&usg=AFQjCNF7M7SoC5-WJXEesKe0b8e\\_BqAaiQ](http://www.google.com.br/url?q=http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-80/80K.PDF&sa=U&ei=S_IHUcLZO5O68wTxqIGoBQ&ved=0CBkQFjAC&usg=AFQjCNF7M7SoC5-WJXEesKe0b8e_BqAaiQ). Acesso em 29 jan 2013.

LOSS, D. V. *Decodificador Convolutacional De Viterbi Com Soft-Decision E Bit Interleaver*. 2008. 81f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2008. Disponível em:

[http://www.scirus.com/srsapp/sciruslink?src=ndl&url=http%3A%2F%2Ftede.pucrs.br%2Ftede\\_busca%2Farquivo.php%3FcodArquivo%3D1514](http://www.scirus.com/srsapp/sciruslink?src=ndl&url=http%3A%2F%2Ftede.pucrs.br%2Ftede_busca%2Farquivo.php%3FcodArquivo%3D1514). Acesso em 29 fev 2012.

Mahapakulchai, S. *Map Source-Controlled Channel Decoding For Image Transmission System Using Cpsk And Ring Convolutional Codes*. 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Pennsylvania State University, Pennsylvania, 2004. Disponível em: <https://etda.libraries.psu.edu/paper/6198/1478>. Acesso em 01 nov 2012.

Raorane, P. P. *Sampling Based Turbo and Turbo Concatenated Coded Noncoherent Modulation Schemes*. 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - University of Toledo, Toledo, 2010. Disponível em: <http://etd.ohiolink.edu/send-pdf.cgi/Raorane%20Pooja%20Prakash.pdf?toledo1279071861>. Acesso em 05 nov 2012.

RAWAT, S.; *Implementation of a Forward Error Correction Technique Using Convolutional Encoding With Viterbi Decoding*. 2004. 123 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Ciencia da Computação) – Russ College of Engineering and Technology of Ohio University, Ohio 2004. Disponível em: [http://www.scirus.com/srsapp/sciruslink?src=ndl&url=http%3A%2F%2Frave.ohiolink.edu%2Fetdc%2Fview%3Facc\\_num%3Dohiou1088439298](http://www.scirus.com/srsapp/sciruslink?src=ndl&url=http%3A%2F%2Frave.ohiolink.edu%2Fetdc%2Fview%3Facc_num%3Dohiou1088439298). Acesso em 29 fev 2012.

SACKEY, E. N.O. *Performance Evaluation of M-ary Frequency Shift Keying Radio – Modems via Measurements and Simulations*. 2006. 71 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica Blekinge Institute of Technology, Karlskrona. 2006.

Sallaway, P. J. *Asymptotically Good Convolutional Codes with Feedback Encoders*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Ciência da Computação) - Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, 1997. Disponível em: <http://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/42787/38575699.pdf?sequence=1>. Acesso em 01 nov 2012.

SHANNON, C. E.; A Mathematical Theory of Communication. *The Bell System Technical Journal*, Vol. 27, pp. 379-423, 623-656, Julho, Outubro, 1948.

SKLAR, B. *Digital and Communications - Fundamentals and Applications*, 2 edição, New Jersey, editora Prentice Hall PTR, 2001, p.541-542, p. 429.

VENN, M. *Convolutional Coded Generalized Direct Sequence Spread Spectrum*. 2008. Dissertação (Mestrado de Ciências em Engenharia Elétrica) - Cleveland State University, Cleveland, 2008. Disponível em: <http://etd.ohiolink.edu/send-pdf.cgi/Venn%20Madan%20R.pdf?csu1212066245&dl=y>. Acesso em 01 nov 2012.

WANG, A. Y. *Low Power RF Transceiver Modelind and Design For Wireless Microsensor Networks*. 2005. 102 f. Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica e Ciencia da Computação) – Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, 2005.