

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM INFORMÁTICA**

**ESTUDO DE CÓDIGOS LDPC EM SISTEMAS  
OFDM COM MODULAÇÕES 16-APSK SOBRE  
CANAL RAYLEIGH**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**José Clair Menezes Júnior**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2014**

# **ESTUDO DE CÓDIGOS LDPC EM SISTEMAS OFDM COM MODULAÇÕES 16-APSK SOBRE CANAL RAYLEIGH**

**José Clair Menezes Júnior**

Dissertação apresentada ao Programa de  
Pós-Graduação em Informática (PPGI), Área de Concentração em  
Processamento de Sinais e Microeletrônica, da Universidade Federal de Santa  
Maria (UFSM, RS),  
como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Ciência da Computação**

**Orientador: Dr. Andrei Piccinini Legg**

**Co-orientador: Dr. Renato Machado**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2014**

Menezes Júnior, José Clair

Estudo de códigos LDPC em sistemas OFDM com modulações 16-APSK sobre canal Rayleigh / por José Clair Menezes Júnior. – 2014.  
73 f.: il.; 30 cm.

Orientador: Andrei Piccinini Legg

Co-orientador: Renato Machado

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Informática, RS, 2014.

1. Codificação de Canal. 2. Códigos LDPC. 3. Canal Rayleigh. 4. OFDM. 5. PAPR. I. Piccinini Legg, Andrei. II. Machado, Renato. III. Título.

---

© 2014

Todos os direitos autorais reservados a José Clair Menezes Júnior. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

E-mail: jose.c.m.jr@gmail.com

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Informática**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**ESTUDO DE CÓDIGOS LDPC EM SISTEMAS OFDM COM  
MODULAÇÕES 16-APSK SOBRE CANAL RAYLEIGH**

elaborada por  
**José Clair Menezes Júnior**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Ciência da Computação**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

**Andrei Piccinini Legg, Dr.**  
(Presidente/Orientador)

**Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D. (EEL/UFSC)**

**Claiton Colvero, Dr. (CTISM/UFSM)**

Santa Maria, 17 de Março de 2014.

*A todos aqueles que nunca deixaram de acreditar em mim.*

## AGRADECIMENTOS

À Deus por proporcionar a vida;

aos meus pais, José Clair Menezes e Rosa M. Saucedo Menezes, e ao meu irmão Ítalo Saucedo Menezes, pelo amor, incentivo, carinho e apoio incondicional em todos os momentos;

à minha esposa Darciele Paula Marques Menezes, pelo amor a mim dedicado, pelo apoio e incentivo, por me propiciar momentos únicos na vida e por estar ao meu lado em todos os momentos.

ao meu orientador Andrei Piccinini Legg, pelo apoio, pelas reuniões constantes, por propiciar conversas produtivas, pela grande contribuição e por sua amizade;

ao meu coorientador Renato Machado, por propiciar continuar a desbravar a área das telecomunicações, pelo incentivo em aprender mais, pelo apoio e por sua amizade;

a todos os colegas integrantes do grupo GPSCom, pelas discussões, conversas interessantes e descontraídas e pela amizade;

ao Programa de Pós-Graduação em Informática por tornar possível o avanço no aprendizado ligado à área das telecomunicações junto aos docentes;

à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo aporte financeiro disponibilizado.

## **RESUMO**

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Informática  
Universidade Federal de Santa Maria

### **ESTUDO DE CÓDIGOS LDPC EM SISTEMAS OFDM COM MODULAÇÕES**

#### **16-APSK SOBRE CANAL RAYLEIGH**

**AUTOR: JOSÉ CLAIR MENEZES JÚNIOR**

**ORIENTADOR: ANDREI PICCININI LEGG**

**CO-ORIENTADOR: RENATO MACHADO**

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 17 de Março de 2014.

Nesta dissertação foi considerado um esquema de comunicação sem fio, com uma antena transmissora e uma antena receptora, caso SISO, com uso da técnica multiportadora OFDM e aplicação de codificação LDPC. Sabe-se que um dos maiores desafios na utilização do sistema OFDM refere-se à redução do fator razão de potência de pico e potência média (PAPR). Assim, nesta dissertação de mestrado propõe-se o emprego de modulações 16-APSK e A16-QAM com intuito de mitigar esse fator. Considera-se também o emprego de códigos LDPC para melhorar o desempenho de taxa de erro de bit (BER) versus razão sinal-ruído (SNR) para as constelações 16-QAM, A16-QAM e 16-APSK. Os códigos LDPC foram adotados por serem um dos mais eficazes métodos de codificação de canal apresentados na literatura. Foram realizadas simulações do tipo Monte Carlo em canais AWGN e com desvanecimento do tipo Rayleigh para se avaliar o desempenho do sistema em termos de curvas de  $BER \times SNR$  e o fator PAPR sob a perspectiva de curvas de CCDF. Os resultados revelam que o emprego de códigos LDPC associados ao uso de constelações 16-APSK em sistemas multiportadora promovem ganhos na taxa de erros e redução no fator PAPR.

**Palavras-chave:** Codificação de Canal. Códigos LDPC. Canal Rayleigh. OFDM. PAPR.

# ABSTRACT

Master's Thesis  
Graduate Program in Informatics  
Federal University of Santa Maria

## **STUDY OF LDPC CODES IN OFDM SYSTEMS WITH 16-APSK MODULATIONS ABOUT RAYLEIGH CHANNEL**

**AUTHOR: JOSÉ CLAIR MENEZES JÚNIOR**

**ADVISOR: ANDREI PICCININI LEGG**

**COADVISOR: RENATO MACHADO**

Place and Date of Defense: Santa Maria, March 17<sup>th</sup>, 2014.

In this master's thesis, a wireless communication scheme with a single transmit and single receive antenna, SISO case, with use of the OFDM multicarrier technique and application of LDPC coding was considered. It is well known that one of the biggest challenge related to OFDM system refers to the reduction of the peak-to-average power ratio (PAPR) factor. Thus this master's thesis proposes the use of 16-APSK and 16-QAM modulations by aiming to mitigate the PAPR factor. It is also considered the use of LDPC codes to evaluate the performance of bit error rate (BER) versus signal-to-noise ratio (SNR) performance for the 16-QAM, 16-QAM and 16-APSK constellations. The LDPC codes were adopted since they are one of the most effective methods of channel coding presented in the literature. Monte Carlo simulations were performed in AWGN and Rayleigh fading channels in order to evaluate the system performance in terms of  $BER \times SNR$  and the PAPR factor analysis from the perspective of CCDF curves. Results reveal that with the use of LDPC codes associated with the use of 16-APSK constellations in multicarrier systems promotes BER performance gain and also reduction of the PAPR factor.

**Keywords:** Channel Coding. OFDM. Rayleigh Channel. LDPC. PAPR.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Diagrama das etapas do processo de comunicação digital. ....	18
Figura 2.2 – Grafo de Tanner. ....	25
Figura 2.3 – Grafo de Tanner com visualização do <i>girth</i> . ....	27
Figura 3.1 – Constelação 16-QAM. ....	35
Figura 3.2 – Constelação 16-APSK(4,12). ....	37
Figura 3.3 – Constelação 16-APSK (8,8). ....	38
Figura 3.4 – Constelações QAM. (a) 4-QAM(30°); (b) 4-QAM (60°). ....	39
Figura 3.5 – Constelação A16-QAM. ....	39
Figura 4.1 – Sistemas Multiportadora; (a)FDM; (b)OFDM. ....	43
Figura 4.2 – Configuração do sistema OFDM em banda base. ....	44
Figura 5.1 – Sistema COFDM. ....	51
Figura 5.2 – Curva de BER $\times$ SNR com e sem emprego de <i>interleaver</i> . ....	54
Figura 5.3 – Configuração da constelação 16-APSK(4,12). ....	55
Figura 5.4 – Configuração da constelação 16-APSK(8,8). ....	55
Figura 5.5 – Configuração da constelação A16-QAM. ....	56
Figura 5.6 – Curva de BER $\times$ SNR para canal AWGN sem codificação. ....	61
Figura 5.7 – Curva de BER $\times$ SNR para canal AWGN com codificação LDPC. ....	62
Figura 5.8 – Curva de BER $\times$ SNR para canal Rayleigh sem codificação e receptor ML. .	63
Figura 5.9 – Curva de BER $\times$ SNR para canal Rayleigh com codificação LDPC e receptor SPA. ....	63
Figura 5.10 – Curva de BER $\times$ SNR para canal Rayleigh com codificação LDPC e receptor SPA empregando filtro ideal e filtro cosseno levantado. ....	64
Figura 5.11 – Curva CCDF para um sistema sem codificação LDPC. ....	65
Figura 5.12 – Curva CCDF para um sistema com codificação LDPC. ....	66

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APSK	Chaveamento por deslocamento de fase e amplitude (em inglês: <i>amplitude phase shifting keying</i> )
BER	Taxa de erro de bit (em inglês: <i>bit error rate</i> )
CCDF	Função de distribuição cumulativa complementar (em inglês: <i>complementary cumulative distribution function</i> )
CF	Fator crest (em inglês: <i>crest-factor</i> )
CP	Prefixo cíclico (em inglês: <i>cyclic prefix</i> )
CSI	Informação do estado do canal (em inglês: <i>channel state information</i> )
DVB-C	Transmissão de vídeo digital - via cabo (em inglês: <i>digital video broadcasting - cable</i> )
DVB-S2	Transmissão de vídeo digital - via satélite de segunda geração (em inglês: <i>second generation digital video broadcasting - satellite</i> )
DVB-SH	Transmissão de vídeo digital via satélite para receptores de bolso (em inglês: <i>digital video broadcasting - satellite to handheld devices</i> )
DVB-T	Transmissão de vídeo digital - via terrestre (em inglês: <i>digital video broadcasting - terrestrial</i> )
ECC	Código corretor de erro (em inglês: <i>error correcting code</i> )
FFT	Transformada rápida de Fourier (em inglês: <i>fast fourier transform</i> )
HF	Alta frequência (em inglês: <i>high frequency</i> )
ICI	Interferência inter-portadora (em inglês: <i>inter carrier interference</i> )
IFFT	Transformada inversa rápida de Fourier (em inglês: <i>inverse fast fourier transform</i> )
ISI	Interferência inter-simbólica (em inglês: <i>intersymbol interference</i> )
LDPC	Códigos de verificação de paridade de baixa densidade (em inglês: <i>low-density parity-check</i> )
LLR	Razão de verossimilhança logarítmica (em inglês: <i>log-likelihood ratio</i> )
ML	Máxima verossimilhança (em inglês: <i>maximum likelihood</i> )
NLOS	Sem linha de visada direta (em inglês: <i>non-line-of-sight</i> )
OFDM	Multiplexação por divisão de frequências ortogonais (em inglês: <i>orthogonal frequency division multiplexing</i> )
PAPR	Relação de potência de pico e média (em inglês: <i>peak-to-average power ratio</i> )
PDF	Função densidade de probabilidade (em inglês: <i>probability density function</i> )
PMEPR	Relação de potência do envelope de pico e média (em inglês: <i>peak-to-mean envelope power ratio</i> )
QAM	Modulação em amplitude e quadratura (em inglês: <i>quadrature amplitude modulation</i> )

SISO	Uma entrada, uma saída (em inglês: <i>single input, single output</i> )
SNR	Razão sinal-ruído (em inglês: <i>signal-to-noise ratio</i> )
SPA	Algoritmo soma-produto (em inglês: <i>sum-product algorithm</i> )
ZF	Forçagem a zero (em inglês: <i>zero forcing</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$N_0$	Densidade espectral de potência do ruído
$E_b$	Energia média de bit
$E_s$	Energia de símbolo
$f_d$	Frequência Doppler
$(\cdot)^T$	Operação transposto
$\mathbb{E}$	Esperança matemática
$\sum$	Somatório
$\prod$	Produtório

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b>	14
1.1 Objetivos	15
1.2 Motivação	16
1.3 Organização do Documento	16
<b>2 COMUNICAÇÃO DIGITAL</b>	18
2.1 Características Gerais	18
2.2 Códigos de Bloco Lineares	20
2.2.1 Matriz Geradora	21
2.2.2 Peso e Distância de Hamming	22
2.2.3 Correção e Detecção de erros	23
2.3 Códigos LDPC	23
2.3.1 Grafos de Tanner	24
2.3.2 <i>Girth</i>	26
2.3.3 Codificação	27
2.3.4 Decodificação	29
2.3.5 Decodificação Soma-Produto	30
<b>3 MODULAÇÃO DIGITAL</b>	33
3.1 Introdução	33
3.2 Modulações M-APSK	36
3.2.1 Modulação 16-APSK(4,12)	36
3.2.2 Modulação 16-APSK(8,8)	37
3.2.3 Modulação A16-QAM	38
<b>4 SISTEMA MULTIPORTADORA</b>	41
4.1 Conceitos Fundamentais	42
4.1.1 <i>Windowing</i>	46
4.1.2 Filtragem	46
4.1.3 Banda Passante	46
4.2 Limitações OFDM	47
4.3 Aplicações OFDM	48
<b>5 SISTEMA PROPOSTO</b>	50
5.1 Modelo do Sistema	50
5.1.1 Codificador LDPC	51
5.1.2 Pulso Conformador	52
5.1.3 <i>Interleaver</i>	53
5.1.4 Modulações	54
5.1.5 Modelo de Canal	56
5.1.6 Estimação e Equalização	57
5.1.7 Decodificação	57
5.2 Metodologia	59
5.3 Resultados de Simulação	60
5.3.1 Canal AWGN	60
5.3.2 Canal Rayleigh	62
5.3.3 Simulações para avaliação de PAPR	64
<b>6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS</b>	67
<b>REFERÊNCIAS</b>	69

# 1 INTRODUÇÃO

A informação pauta o desenvolvimento da sociedade em diversas áreas, seja da tecnologia, da educação, da comunicação, dentre outras, sendo que ao mesmo tempo é capaz de engendrar novos campos de conhecimento, a partir da reunião de informações precisas, relevantes e complementares. Assim, a importância da informação é notória em todos os campos do saber.

Atualmente, a demanda por tecnologia e qualidade de serviços exigida dos sistemas de comunicação só tem crescido, tornando-se necessário o avanço contínuo em pesquisas e na atuação profissional, que propiciam a evolução em técnicas de processamentos de sinais agregado à redução e integração do espaço físico ocupado por processadores, apresentando grandes melhorias de rendimento.

O desenvolvimento de um bom projeto de sistema de comunicação deve levar em consideração diversos tipos de fatores para que a transmissão possa ocorrer de maneira confiável e com atendimento de requisitos de qualidade designados por determinados serviços. Entre os principais fatores que podem-se citar são restrições de potência irradiada, largura de banda limitada e o emprego de abordagem monoportadora e multiportadora. Na grande maioria dos casos, o canal de comunicação apresenta características tais como espalhamento provocado por multipercursos e seletividade em frequência, aos quais implicam em restrições ao sinal que deseja-se transmitir. Essas peculiaridades tornam inviável o emprego da abordagem monoportadora (*single carrier*) por introduzir interferências que ocasionam danos irreparáveis ao sinal. O combate dos efeitos de perdas por interferência inter-simbólica, por exemplo, faz com que o uso de sistemas multiportadora seja estimulada, por proporcionar maior robustez ao combate de maneira eficiente de tais efeitos colaterais. Uma das técnicas mais utilizadas com abordagem multiportadora é a multiplexação por divisão em frequências ortogonais (OFDM). A técnica OFDM consiste na transmissão de dados de maneira paralela através da utilização de sub-portadoras espaçadas ortogonalmente entre si, sem haver a necessidade de utilização da banda de guarda, em que essa é a grande diferença do sistema OFDM em relação ao FDM. Visto que o sinal OFDM é composto pela superposição de grande número de sub-portadoras com símbolos modulados e independentes, pode-se assim exibir um alto valor do fator *peak-to-average power ratio* (PAPR) [1, 2]. Esse fator é um dos grandes entraves no emprego da técnica e relaciona a potência de pico e a potência média em um sinal OFDM. O alto valor de PAPR ocasiona em degradação no

rendimento dos amplificadores de potência empregados nos sistemas de comunicação e também no aumento de complexidade dos conversores analógicos-digitais (A/D) e digitais-analógicos (D/A).

Visando obter melhorias significativas de eficiência espectral, em conjunto com a técnica OFDM, torna-se importante a aderência de constelações mais densas e códigos corretores ao devido sistema. A ordem da constelação usada para mapeamento de símbolos é fator essencial para o acréscimo na melhora espectral. Quanto maior a ordem, proporcionalmente ocorre incremento na eficiência espectral. Porém tal crescimento da constelação leva a um fator de incremento da taxa de erros. Para garantir maior eficiência a esse sinal torna-se extremamente relevante que seja bem estruturada a parte referente à codificação de canal para efetividade no uso de tais modulações.

Assim, para garantia de confiabilidade para um sistema de comunicação é imprescindível o uso de códigos corretores de erros. O marco que desencadeou a teoria de códigos corretores de erros surgiu com a publicação do artigo de Shannon [3], intitulado “Teoria Matemática da Informação” em que foi descrita a determinação da capacidade limite de taxa de transmissão de bits por segundo por hertz para qualquer canal ruidoso de comunicação. Esse fato estimulou o desenvolvimento de inúmeras pesquisas na área com a evolução da capacidade dos códigos com o decorrer do tempo [4–13]. Na atualidade, uma classe de códigos que têm ganhado destaque e apresenta elevada capacidade de correção de erros aliada com (relativa) baixa complexidade são os códigos de verificação de paridade de baixa densidade (LDPC) [12]. Em [14], os autores desenvolveram códigos LDPC irregulares com comprimento das palavras-códigos longos onde foi possível uma aproximação em até 0.1 dB da capacidade do canal. Em [15, 16] foram desenvolvidas técnicas empregando otimização através da técnica de Evolução de Densidades (*density evolution*) em função dos polinômios de distribuição de graus designados para diversos tipos de canais. Em [17] foi demonstrado que códigos LDPC irregulares bem projetados alcançam a impressionante aproximação de 0.0045 dB do limite de Shannon para um canal AWGN.

## 1.1 Objetivos

Essa dissertação tem por objetivo principal a aplicação dos códigos LDPC em sistemas multiportadora OFDM com emprego de modulações que contribuam para redução de BER e do fator PAPR. Como objetivos específicos podem-se citar: (1) analisar a utilização de constelações de ordem superior, tais como A16-QAM e 16-APSK com diferentes configurações; (2) buscar

a redução do fator PAPR (*peak-to-average power ratio*); (3) avaliar a proposta em termos de taxa de BER (*bit error rate*); (4) obter configuração codificador/decodificador LDPC de baixa complexidade.

## 1.2 Motivação

Atualmente, tem-se empregado o uso de códigos LDPC em tecnologias emergentes graças ao excelente desempenho em termos de correção de erros. O emprego desses códigos em padrões como DVB-S2 (*digital video broadcast second generation*) [18] e WiMax [19] demonstra exatamente sua eficiência e relevância no panorama contemporâneo. Buscou-se dessa forma compreender as suas características, as variáveis envolvidas nos processos, a concepção de taxas, geração das palavras-código, a relação entre a complexidade e a eficiência de codificação/decodificação.

A consideração da técnica OFDM deu-se em função de sua difusão através de variadas tecnologias atuais. Perante o fato do eminente problema intrínseco aos sistemas OFDM designado por PAPR, surge o interesse em se desenvolver técnicas para reduzir tal efeito com consequente obtenção de ganhos, seja em termos de BER ou de diminuição de complexidade computacional.

Visto que na literatura a grande maioria de trabalhos relacionados a estudos de códigos LDPC em conjunto com OFDM focam em processos como a codificação e decodificação, fatores que em geral demandam complexidade computacional, ainda assim poucos tratam da aplicação e análise de códigos LDPC com modulações com distintos formatos. Assim, visou-se aprofundar uma investigação sob as vantagens que possam ser obtidas com aplicação de modulações de ordem superior com diferentes configurações em conjuntura de códigos LDPC e OFDM.

## 1.3 Organização do Documento

O documento está estruturado em 6 capítulos. No Capítulo 1, faz-se uma breve abordagem a respeito de códigos corretores de erros. No Capítulo 2, introduzem-se conceitos referentes às etapas ligadas ao sistema de comunicação digital. Após realiza-se uma abordagem sobre características dos códigos corretores de erros de bloco lineares com posterior explanação de conceitos e aspectos relativos aos códigos LDPC. No Capítulo 3, abordam-se conceitos



sobre modulação digital com ênfase em configurações das modulações 16-APSK e A16QAM. No Capítulo 4, trata-se da caracterização do sistema multiportadora com emprego da técnica OFDM. No Capítulo 5, apresenta-se detalhadamente a proposta em si e subsequentemente os resultados obtidos por esse trabalho de dissertação. No Capítulo 6, apresentam-se as conclusões alcançadas e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 COMUNICAÇÃO DIGITAL

Neste capítulo são descritos os conceitos referentes às etapas do envio de dados sob a ótica de um sistema de comunicação digital, e ao decorrer do capítulo aborda-se sobre códigos corretores de erros, mais especificamente, os códigos de bloco lineares. Por fim, apresenta-se conceitos e características relevantes sobre os códigos LDPC.

### 2.1 Características Gerais

A caracterização do sistema de comunicação digital é de suma relevância para compreensão do caminho percorrido pela mensagem sobre um canal de comunicação. Basicamente, o sistema de comunicação digital tem por objetivo primordial a transferência de dados de uma fonte de informação para um destino de maneira confiável através de um canal. Este podendo ser um meio qualquer em que se deseja transmitir, permitindo ao receptor que a mensagem seja decodificada o mais fiel possível em relação à original.

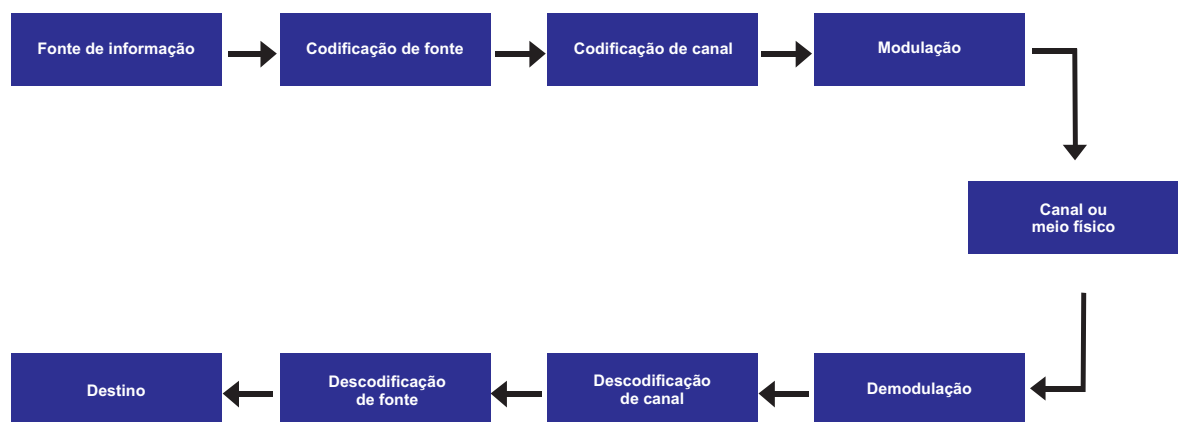


Figura 2.1 – Diagrama das etapas do processo de comunicação digital.

Na Figura 2.1 pode-se ter a visão geral pelo diagrama de blocos do tratamento a que é submetida a mensagem de informação. A fonte de informação gera os símbolos a serem enviados pelo transmissor, a uma taxa  $R_s$ , pertencentes a um alfabeto finito que em geral é binário, mas pode ser ampliado a alfabetos de maior ordem. Geralmente, a mensagem contém redundância e com isso há necessidade da aplicação de um codificador de fonte.

O codificador de fonte reduz a quantidade de bits necessários para representar a informação e como consequência, a saída do codificador de fonte produz uma sequência de informação

com o mínimo de redundância possível.

Na sequência, a informação passa por um codificador de canal que adiciona redundância controlada a essa informação, com o objetivo de deixar a transmissão mais robusta. O codificador de canal transforma uma sequência de  $k$  símbolos de informação em uma sequência codificada de  $n$  símbolos, em que  $n > k$ . A quantidade de símbolos redundantes introduzidos na sequência de informação é portanto  $n - k$ . Assim, a taxa do código é definida como  $R = (k/n)$ . Geralmente, esse processo provoca a diminuição da taxa de transmissão de informação útil (*throughput*), porém o ganho proporcionado por esse processo faz com que essa perda seja compensada. Deste modo, pode-se afirmar que quanto menor a taxa do código, maior será a capacidade de detecção e correção de erros.

Na saída do codificador, os símbolos digitais passam pelo processo de modulação, que tem a função de convertê-los em formas de onda analógicas propícias para a transmissão. No caso da modulação binária, os bits 0 e 1 são mapeados diretamente em duas formas de onda diferentes. E quando a modulação não é binária, os bits são agrupados e mapeados em símbolos complexos que variam na composição de amplitude, fase ou frequência de uma sinusóide.

O canal de comunicação é o meio físico usado para o envio do sinal do transmissor ao receptor. Os sinais que se propagam por esses canais são distorcidos por outros sinais que causam interferência aos próprios, e corrompidos de forma aleatória por alguns tipos de ruídos, tais como: o ruído aditivo térmico, gerado pela agitação de elétrons e componentes eletrônicos, e/ou pelo desvanecimento, gerado pela propagação por meio de multipercursos.

No receptor, o demodulador converte a sequência de ondas corrompidas em uma sequência de símbolos, num processo chamado de detecção ou demodulação. Logo após, essa sequência chegar ao decodificador de canal e este já possuindo o conhecimento sobre a redundância, introduzida pelo codificador no transmissor e as características estatísticas do canal, decodifica a sequência recebida de maneira mais confiável, ou seja, aquela com menor probabilidade de erro possível.

O decodificador de fonte procura reproduzir os dados emitidos pela fonte de informação inserindo a redundância omitida pelo codificador de fonte. Então, a informação transmitida finalmente chega ao destino, o qual pode ser um usuário final ou qualquer dispositivo que faça uso da informação transmitida.

## 2.2 Códigos de Bloco Lineares

Como descrito anteriormente, cabe ao codificador de canal a introdução de redundância controlada a fim de proporcionar melhorias com respeito à transmissão eficiente de mensagens de informação. Por isso, sob grande parte de pesquisas relacionadas à área de processamento de sinais aplicado às telecomunicações nas últimas décadas, recai o intuito de explorar ao máximo possível a capacidade do canal de comunicação [3].

Os códigos corretores de erros (ECC) têm por objetivo principal a detecção e correção de erros acarretados por distorções no sinal na passagem por um determinado canal. Basicamente, dividem-se em dois grandes grupos: os códigos convolucionais e códigos de bloco.

Nos códigos de bloco  $C(n, k)$ , a uma sequência de mensagem  $k$  bits é introduzida uma redundância com  $(n - k)$  bits para formar um bloco com comprimento de  $n$  bits. Assim, os  $n$  bits codificados são determinados pelos  $k$  bits da mensagem. Já nos códigos convolucionais  $C(n, k, m)$ , a sequência de mensagem de  $k$  bits também são adicionados os  $(n - k)$  bits de paridade e forma-se um bloco com  $n$  bits, porém esse bloco não depende apenas dos  $k$  bits da mensagem, e sim das entradas anteriores  $(m-1)$ , onde  $m$  é um parâmetro limite de controle de inserção de redundância. Por isso, tais códigos são ditos possuir memória. Aqui será dada atenção aos códigos de bloco, visto que códigos LDPC estão inseridos nessa classe.

Para um determinado código de bloco  $C(n, k)$  ser caracterizado como linear, é necessário respeitar as seguintes propriedades:

1. O vetor nulo deve ser considerada uma palavra-código válida;
2. A soma de duas quaisquer palavras-código deve resultar em uma outra palavra válida;

Podem ser descritos de forma matemática com base na teoria dos espaços vetoriais. A partir da teoria descrita por *Galois*, podem-se generalizar determinados códigos de bloco para corpos finitos. A forma mais simples e mais comumente usada, que se pode obter, consiste no corpo de *Galois* de ordem 2 ( $GF(2)$ ). É possível obter extensão de corpos  $GF(q)$  de ordem  $p$  desde que sejam respeitadas as condições:

- $p$  seja um número inteiro, positivo e primo;
- $q = p^z$ , em que  $z$  é um número inteiro e maior que unidade.

No presente estudo empregaram-se códigos aplicados a  $GF(2)$ , ou seja, códigos binários, e por consequência, adota-se aritmética módulo-2, onde as operações implementadas resumem-

se em operações equivalentes aos aplicados à álgebra booleana, em que a soma é equivalente à operação *XOR* e a multiplicação relaciona-se com a operação *AND*.

### 2.2.1 Matriz Geradora

Seja um código de bloco linear  $C(n, k)$ , as palavras-códigos correspondentes a esse código podem ser obtidas através de uma determinada matriz geradora  $\mathbf{G}$  com dimensões  $(n - k) \times n$ . Quando utiliza-se da matriz geradora, a obtenção das palavras-códigos pode se apresentar de forma sistemática ou não-sistemática. Tem-se a forma sistemática quando o vetor de informação  $\mathbf{u}$  constitui a primeira parte da palavra-código gerada e o restante dos bits correspondem aos bits de paridade. Já no caso não-sistemático isso não se aplica. Dado um vetor de informação  $\mathbf{u}$  com dimensões  $(1 \times n)$ , o vetor palavra-código  $\mathbf{c}$  é obtida pela seguinte equação:

$$\mathbf{c} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{G}. \quad (2.1)$$

Pode-se afirmar pela Equação 2.1 que a palavra-código  $\mathbf{c}$  reúne combinações vetoriais dos bits de informação. A matriz  $\mathbf{G}$  é relacionada com a matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , assim uma característica desejável na matriz  $\mathbf{H}$  é que possua posto completo (*full rank*). Isso acarreta que todas as linhas da matriz  $\mathbf{H}$  são independentes e torna-se possível utilizar de maneira plena a capacidade de geração das palavras-código e de correção de erros. Mas caso a matriz não possua posto completo, ainda assim procede-se de maneira análoga, porém geralmente, retira-se as linhas dependentes da matriz  $\mathbf{G}$  e conseqüentemente diminui-se a taxa do código.

$$\mathbf{H} = [ \mathbf{P} \mid \mathbf{I}_{n-k} ]. \quad (2.2)$$

Na Equação 2.2, configura-se a sub-matriz  $\mathbf{I}$  com dimensões  $(n - k) \times (n - k)$  pelo processo da eliminação de *Gauss-Jordan* sob a matriz  $\mathbf{H}$ . Assim, a matriz  $\mathbf{G}$  configura-se da seguinte forma:

$$\mathbf{G} = [ \mathbf{I}_k \mid \mathbf{P}^T ]. \quad (2.3)$$

Nota-se na Equação 2.3, a obtenção da matriz  $\mathbf{G}$  pela transformação linear na matriz  $\mathbf{H}$ . E também pode-se constatar que a matriz  $\mathbf{G}$  é ortogonal em relação a matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , em que a condição de palavra-código ser pertencente à devido código tem-se que:

$$\mathbf{c} \cdot \mathbf{H}^T = \mathbf{0}_{1 \times m}, \quad (2.4)$$

e conseqüentemente,

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{H}^T = \mathbf{0}_{k \times (n-k)}. \quad (2.5)$$

### 2.2.2 Peso e Distância de Hamming

Existem atributos importantes para determinação da capacidade de correção e detecção de determinado código de bloco linear. Entre estes, destacam-se o peso e a distância de Hamming. Considera-se um código de bloco linear configurado sobre  $GF(2)$ . A distância de Hamming pode ser descrita como o número de posições em que diferem os bits de duas palavras-códigos quaisquer com comprimento  $n$ , com exceção do vetor nulo. O peso de Hamming de um vetor é definido pela quantidade de valores não-nulos de determinada palavra-código. Para tornar mais claras tais definições, a seguir será composto um exemplo simples de como mensurar a distância e peso de Hamming.

---

Exemplo: Considere as seguintes palavras  $\mathbf{c}_1 = [1010011]$  e  $\mathbf{c}_2 = [0011001]$ , verifica-se que:

$$\text{Distância de Hamming} \implies d_H(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) = 3, \quad (2.6)$$

$$\text{Peso de Hamming} \implies w_H(\mathbf{c}_1) = 4, \quad w_h(\mathbf{c}_2) = 3. \quad (2.7)$$

---

Ao menor valor da distancia de Hamming existente entre os pares de palavras-código designa-se por distância mínima do código. Visto que emprega-se aritmética módulo-2, então de maneira geral, pode-se determiná-la na forma a seguir:

$$d_H(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) = w_H(\mathbf{c}_1 + \mathbf{c}_2). \quad (2.8)$$

Constata-se que para um código de bloco linear, a distância mínima de Hamming é igual ao peso mínimo de Hamming [20].

### 2.2.3 Correção e Detecção de erros

A capacidade de correção e detecção de erros está intimamente ligada à distância mínima, ou seja, a capacidade do código em identificar a palavra-código correta ou a mais próxima da ideal, dentre diferentes palavras-código possíveis, quando esta é recebida com erro em virtude de distúrbios presentes no canal. Em outras palavras, quanto maior a distância mínima, maior é a capacidade de um código detectar e corrigir erros. Na literatura tem-se que a forma aproximada de mensurar a quantidade de bits que podem ser detectados ( $d$ ) por determinado código corretor, pode ser expresso por:

$$d = d_{min} - 1. \quad (2.9)$$

E no que diz respeito a quantidade de erros que podem ser corrigidos ( $t$ ), pode-se avaliar tal valor pela expressão:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{min} - 1}{2} \right\rfloor, \quad (2.10)$$

em que  $d_{min} \leq n - k - 1$ .

Por exemplo, se a distância mínima de um código apresenta valor 3, possui a capacidade para detectar até 2 bits e de corrigir até 1 bit, ou seja, um código de baixa capacidade.

## 2.3 Códigos LDPC

Nesta seção abordam-se conceitos e características relevantes sobre os códigos LDPC que serão explorados nesse trabalho.

Os códigos LDPC são classificados como códigos de blocos lineares sendo representados por uma matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , esparsa, com dimensões  $(n - k) \times n$ , em que  $k$  e  $n$  representam o tamanho do vetor de informação e o tamanho da palavra-código, respectivamente. Mostrou-se (e.g. em [17]) como um dos mais eficazes códigos corretores de erros, quando projetado cuidadosamente, pode aproximar a capacidade limite teórica para canais gaussianos determinado por Shannon. Geralmente apresentam-se de forma binária, como será utilizado nesse trabalho por critério de simplicidade, porém podem ser estendidos a alfabetos não-binários. Os códigos LDPC podem ser divididos em regulares ou irregulares. Para um código LDPC ser dito regular, a quantidade de elementos não-nulos deve ser constante tanto nas linhas como nas colunas da matriz  $\mathbf{H}$ , sendo estes designados por  $w_r$  e  $w_c$ , respectivamente. Geralmente a notação

$(w_c, w_r)$  empregada para códigos LDPC regulares especifica que o código admite uma matriz de paridade  $\mathbf{H}$  que possua exatamente  $w_c$  elementos não-nulos em cada coluna e  $w_r$  elementos não-nulos em cada linha. Para configuração de regularidade, deve-se respeitar a condição  $w_r = w_c \left(\frac{n}{m}\right)$  sendo  $w_c \ll m$ , em que  $m$  representa o tamanho da quantidade de linhas. A taxa do código  $R$  é definido pela expressão  $R = \frac{k}{n}$ , isto é, o número médio de bits de informação por símbolo binário correspondente à palavra-código. Para um código regular, a expressão para definir a taxa configura-se como  $R = \left(1 - \frac{w_c}{w_r}\right)$ . Porém, se as condições descritas anteriormente não se aplicam, o código LDPC é dito ser irregular. Na próxima seção será descrita melhor as condições envolvidas com a questão da irregularidade dos códigos.

Cabe ressaltar que os códigos LDPC foram propostos por Gallager [12], e permaneceram esquecidos na literatura por praticamente três décadas, salvo exceção de alguns trabalhos [21,22]. Em [21], propôs-se para qualquer código de bloco linear, a devida representação efetiva sob forma de grafos bipartidos. A seguir serão descritos com mais detalhes os grafos bipartidos de Tanner.

### 2.3.1 Grafos de Tanner

Como descrito anteriormente, um dos trabalhos mais relevantes que foram desenvolvidos no período de estagnação em relação aos códigos LDPC foi o de Tanner [21]. Neste, considerou-se que qualquer código de bloco poderia ter sua representação sob a perspectiva de grafos bipartidos. Através deste, descreve-se as restrições que um determinada palavra-código deve incorporar tendo em vista pertencer a um particular código de bloco linear. Ou seja, diferentes matrizes de paridade  $\mathbf{H}$ , podem representar um código de bloco em particular.

Os grafos de Tanner possuem capacidade de identificação restrita de uma rede entre funções e variáveis, e por isso emprega-se em diversas aplicações, em que podem-se destacar nas áreas de estatística, inteligência artificial, problemas relacionados a filtragem. Diversos trabalhos de introdução aos grafos foram desenvolvidos [23,24]. Com o emprego dessa ferramenta com a análise de representação gráfica torna-se fácil a visualização da questão de regularidade ou irregularidade associados aos códigos LDPC. Os grafos possuem dois tipos de nós, que recebem os nomes de nós de variável (NV) e nós de função (NF). Nós de variável são denotados pelos bits da palavra-código e os nós de função correspondem as diversas equações de verificação de paridade do código. Esses nós se relacionam da seguinte maneira: os nós de variável, aos quais designam os bits da palavra-código, são ligados a todos os nós de função correspon-



dentos às equações de paridade, nos quais existam elementos não-nulos designados na matriz de paridade  $\mathbf{H}$ . Somente há ligações entre nós de função e nós de variável e nunca entre nós do mesmo tipo, por isso a designação de grafo bipartido. Por mérito de ilustração, considera-se a matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , descrita por:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

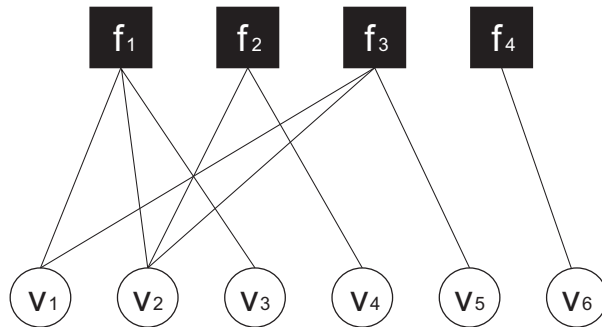


Figura 2.2 – Grafo de Tanner.

O grafo bipartido de Tanner correspondente a essa matriz pode ser representado como mostrado na Figura 2.2. Os nós de função são designados pela forma  $\blacksquare$  e os nós de variável são exibidos pela forma  $\circ$ . Quanto à questão de regularidade ou irregularidade dos códigos LDPC, tem-se habitualmente na literatura a concepção de pertinência destes a uma devida família (*ensemble*), isto é, códigos que apresentam os mesmos parâmetros e desempenhos semelhantes são ditos pertencer a uma família de códigos. A caracterização de regularidade simplifica significativamente a análise de desempenho porém em contrapartida impõe restrições na estrutura da matriz de paridade  $\mathbf{H}$ . E quando quebra-se tais restrições, foi demonstrado [16, 17] que pode-se favorecer o desempenho do sistema. A notação  $(w_c, w_r)$  identifica uma devida classe ou família de códigos regulares.

Quando trata-se de códigos LDPC irregulares a notação empregada baseia-se em distribuição de graus  $(\lambda(x), \rho(x))$ , visto existir diferenças na quantidade de 1's conectados a cada ramo do grafo de Tanner. A avaliação dos nós de variável e os nós de função são expressos, respectivamente, pelos *polinômios de distribuição de graus* denotados por  $\lambda(x)$  e  $\rho(x)$ . A distribuição de graus dos nós de variável é expressa por:

$$\lambda(x) = \left( \sum_i \lambda_i x^{i-1} \right), \quad (2.12)$$

e a distribuição de graus dos nós de função

$$\rho(x) = \left( \sum_j \rho_j x^{j-1} \right), \quad (2.13)$$

em que  $\lambda_i$  e  $\rho_j$  são, respectivamente, a fração de ramos conectados aos nós de variável e aos nós de função com grau  $i$ . Os coeficientes  $\lambda_i$  and  $\rho_j$  devem satisfazer as seguintes restrições [15]:

$$\begin{aligned} 0 &\leq \lambda_i < 1, & i &\geq 1, \\ 0 &\leq \rho_j < 1, & j &\geq 1, \\ \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i &= 1, \\ \sum_{j=1}^{\infty} \rho_j &= 1. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Com a realização de algumas simplificações, pode-se definir a taxa do código LDPC irregular por:

$$R = 1 - \frac{\int_0^1 \rho(x) dx}{\int_0^1 \lambda(x) dx}. \quad (2.15)$$

Para códigos LDPC da mesma família (*ensemble*) é notório apresentar performance de decodificação semelhante. A grande importância do grafo de Tanner também está no fato de que existem algoritmos de decodificação que são baseados neste tipo de representação.

### 2.3.2 *Girth*

Uma importante característica que os grafos de Tanner possuem é a facilidade de visualização gráfica do tamanho dos percursos fechados, também chamados de ciclos, que abrangem uma determinada matriz  $\mathbf{H}$ . Em especial o menor ciclo do grafo é denominado *girth*. Quando realiza-se a construção da matriz  $\mathbf{H}$ , visa-se que esse parâmetro seja o maior possível, por estar intimamente ligado à degradação do desempenho do algoritmo de decodificação iterativo. Para ilustrar o conceito de *girth*, usa-se da matriz  $\mathbf{H}$  descrita na Equação 2.11.

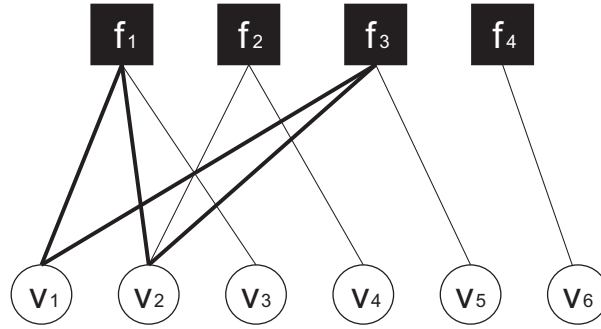


Figura 2.3 – Grafo de Tanner com visualização do *girth*.

Na Figura 2.3, pode-se notar pelas linhas destacadas, o comprimento do *girth* associado a essa matriz, no caso avaliado em 4. O valor correspondente é conhecido como o menor valor de ciclo possível de ser obtido, e este é o principal caso que procura-se evitar a todo custo. Existe também o caso do *girth* de tamanho 6, o qual é de difícil identificação porém, degrada o desempenho de decodificação e de maneira acentuada a performance de BER.

Em [25] propõe-se um método para determinação do *girth*, no qual consiste em construir para cada nó de variável, uma árvore a partir do grafo de Tanner. Assim, considera-se como raiz da árvore o nó de variável cujo *girth* deseja-se avaliar. A árvore é então construída, sendo que no nível  $k$  de descendência são inclusos os nós a uma distância  $k$  do nó raiz. Repete-se o processo até o nível de descendência  $n - 1$ , em que é incluído um nó que se encontra ligado no grafo a pelo menos dois nós já inclusos ao nível de descendência anterior. A identificação da formação do primeiro ciclo se torna visível, sendo  $2n$  o *girth* do nó raiz. Dado um código LDPC com a devida matriz  $\mathbf{H}$ , a matriz adjacente é definida por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{H} \\ \mathbf{H}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Dessa forma, pode-se concluir que:

$$\mathbf{A}^2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}\mathbf{H}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}^T\mathbf{H} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Os autores mostraram que para cada elemento não-diagonal da matriz  $\mathbf{A}^n$ , representa o número de ciclos de dimensão  $n$ . Dessa maneira, pode-se determinar o *girth* associado ao código LDPC em questão.

### 2.3.3 Codificação

Como qualquer código de bloco, os códigos LDPC podem ser codificados através da obtenção de uma matriz geradora  $\mathbf{G}$ . A maneira mais direta que se tenha conhecimento é de-

sempenhando a eliminação de Gauss-Jordan, como se apresenta:

$$\mathbf{H} = [ \mathbf{P} \mid \mathbf{I} ], \quad \mathbf{G} = [ \mathbf{I} \mid \mathbf{P}^T ], \quad (2.18)$$

em que pode-se notar que a matriz  $\mathbf{H}$  possui dimensões  $(n - k) \times n$ , a sub-matriz  $\mathbf{P}$  possui dimensões  $(n - k) \times k$ .

A seguir, apresenta-se um exemplo meramente ilustrativo para compreensão do processo. Dada a matriz  $\mathbf{H}$ , descrita em seção anterior, procede-se até a formação da palavra-código. Pretende-se codificar o vetor mensagem binário  $\mathbf{u}$  designado por  $[0 \ 1]$ .

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Pode-se observar que na Equação 2.19, a matriz se apresenta na forma sistemática  $\mathbf{H} = [ \mathbf{P} \mid \mathbf{I} ]$ . Pode-se perceber que até as duas primeiras colunas constituem a sub-matriz  $\mathbf{P}$  e o restante da matriz representa a matriz identidade. Para constituir a matriz geradora faz-se  $\mathbf{G} = [ \mathbf{I} \mid \mathbf{P}^T ]$ , como pode ser observado a seguir.

$$\mathbf{c} = [ 0 \ 1 ] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = [ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 ]. \quad (2.20)$$

Por fim, tem-se a geração de uma, entre tantas possíveis, palavra-código  $\mathbf{c}$ .

Existem outras formas de realizar a codificação sem ser necessário obter uma matriz geradora  $\mathbf{G}$ . Isso é um fato que motivou diversas pesquisas [26–28] com esse enfoque visto que para realizar a codificação pela matriz  $\mathbf{G}$  é de fácil execução, porém de teor computacional elevado. Em [26] propõe-se a configuração da matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , esparsa, com posto completo, de dimensões  $(n - k) \times n$ , com a reescrita dessa em sub-matrizes.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} & \mathbf{T} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} & \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

em que as dimensões das sub-matrizes, respectivamente são:  $\mathbf{A}_{(n-g) \times k}$ ,  $\mathbf{B}_{(n-g) \times g}$ ,  $\mathbf{C}_{g \times k}$ ,  $\mathbf{D}_{g \times g}$ ,  $\mathbf{E}_{g \times (n-g)}$  e  $\mathbf{T}_{(n-g) \times (n-g)}$ , sendo que  $k$  é o comprimento do vetor de informação,  $n$  é o comprimento da palavra-código e  $g$  é o comprimento do *gap*. Pode-se observar a matriz designada na Equação (2.21), a composição das sub-matrizes. Em um primeiro momento, realiza-se permutações de linhas e/ou colunas com intuito de formar uma aproximada triangularização inferior. As permutações cessam no momento em que não consegue-se proceder mais, assim obtém-se a

sub-matriz triangular inferior  $\mathbf{T}$ . Após procede-se com a realização do processo de eliminação de Gauss-Jordan com objetivo de “zerar” a sub-matriz  $\mathbf{E}$ , conforme:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} & \mathbf{T} \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

em que  $\mathbf{C}_1$  representa  $(-\mathbf{E}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{A} + \mathbf{C})$  e  $\mathbf{D}_1$  representa  $(-\mathbf{E}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D})$ . Por fim, verifica-se a singularidade da Equação designada por  $\mathbf{E}_1$ , com foco na eficiência da formação da palavra-código. Caso a sub-matriz  $\mathbf{E}_1$  demonstre ser singular, permuta-se as colunas limitadas até o limite da sub-matriz  $\mathbf{A}$  com as colunas limitadas pela sub-matriz  $\mathbf{B}$ , com a repetição do procedimento anterior, até que a condição de não-singularidade seja satisfeita. Assim, procede-se para determinação dos bits de paridade.

$$\mathbf{p}_1^T = \mathbf{D}_1^{-1} [-\mathbf{E}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{s}^T + \mathbf{C}\mathbf{s}^T], \quad (2.23)$$

$$\mathbf{p}_2^T = \mathbf{T}^{-1} [\mathbf{A}\mathbf{s}^T + \mathbf{B}\mathbf{p}_1^T], \quad (2.24)$$

em que, as equações referentes a  $\mathbf{p}_1$  e  $\mathbf{p}_2$  designam sub-vetores pertencentes aos bits de paridade, ou seja, os bits redundantes. Com as condições satisfeitas, a palavra-código é constituída da seguinte forma:

$$\mathbf{c} = [\mathbf{s}^T \quad \mathbf{p}_1^T \quad \mathbf{p}_2^T]. \quad (2.25)$$

Em [26] também é demonstrado o grau de complexidade que recai sobre cada operação. E verifica-se que a complexidade do processo global restringe-se a  $O(n + g^2)$ , isto é, a complexidade computacional cresce de maneira quase linear proporcionalmente ao tamanho da palavra-código, claro com dependência do valor do *gap*  $g$ . A seguir será demonstrada a etapa referente à decodificação.

#### 2.3.4 Decodificação

A classe de decodificadores para códigos LDPC, em sua grande maioria, considera os algoritmos de passagem de mensagens, também chamados de algoritmos de propagação de crença (*belief propagation*), que desempenham a função de comunicação entre os nós correspondentes ao grafo de Tanner. Porém a designação que obteve maior destaque é algoritmo de soma-produto (SPA), que por sinal, foi proposto no trabalho de Gallager [12] juntamente com técnicas de construção dos códigos. A classificação dos decodificadores estendem-se a duas categorias:

- Decisão *Hard*: as mensagens passam pelos nós caracterizados pelo grafo de Tanner, assume-se aqui caso binário, em que no primeiro momento o nó de variável envia uma mensagem contendo a informação de seu estado (0 ou 1) e cada nó de verificação envia uma mensagem para cada nó de variável conectado a si, baseada na informação disponível pelo nó de verificação. Após, o nó de verificação determina que sua equação de paridade é satisfeita caso a soma módulo-2 torna-se zero. Se a maioria das mensagens recebidas pelo nó de variável é diferente de seu valor recebido, o próprio muda o valor atual em que se encontrava. O processo é repetido até todas as equações de checagem de paridade serem satisfeitas, ou até um valor limite de iterações programadas ao decodificador, ou ainda que pouco provável mas possível, que se alcance a palavra-código exata;
- Decisão *Soft*: o algoritmo funciona de maneira similar ao de decisão *hard*, porém o que os diferencia é o fato de ao invés de enviar valores (0's ou 1's), são transmitidas as probabilidades dos valores serem 0 ou 1. As probabilidades dos bits de entrada são designadas de probabilidades *a priori*, por serem conhecidas antes de alcançar a entrada do decodificador. As probabilidades que retornam do decodificador são chamadas de probabilidades *a posteriori*, muitas vezes expressas em valores no domínio logarítmico (*log-likelihood ratio*).

O decodificador de decisão *hard* exige menor esforço computacional e é de simples implementação em relação ao decodificador de decisão *soft*, porém os decodificadores *soft* apresentam uma melhor performance de BER, o que torna-os mais atrativos de empregar. Nesse estudo utiliza-se o algoritmo SPA para realização da decodificação.

### 2.3.5 Decodificação Soma-Produto

O principal objetivo do decodificador Soma-Produto (SPA) é computar a probabilidade *a posteriori* máxima (MAP) para cada bit da palavra-código, dada uma probabilidade  $P_i = P(c_i | N)$ , a qual é a probabilidade de que o bit *i*-ésimo da palavra-código esteja condicionada ao evento *N*, desde que todas as equações de checagem de paridade estejam satisfeitas. A informação extra a respeito do bit *i* advinda dos nós de checagem de paridade é designada de informação extrínseca (*extrinsic information*). Em resumo, o decodificador SPA realiza a avaliação e a estimação de uma palavra-código *x* dado o vetor recebido *y*, com vistas a minimizar a taxa de erro por bit. Foi demonstrado em [24, 29], que o algoritmo SPA tem desempenho ótimo

quando aplicado a grafos sem ciclos. Porém sabe-se que os grafos de Tanner sem ciclos não costumam gerar bons códigos [30].

Geralmente deve-se restringir aspectos na construção dos códigos LDPC para a obtenção de vantajosas propriedades, em função de questões de distância mínima e de *girth*. Com intuito de reduzir complexidade do cálculo das razões de probabilidades *a priori* com foco na constelação 16-APSK(4,12), por exemplo, em [31] propôs-se um detector abrupto baseado na localização exata do sinal recebido. A determinação do símbolo transmitido era realizada com a verificação de uma tabela pré-definida. Em [32], os autores propuseram um algoritmo que mescla a decisão abrupta com a decisão suave. Consideram-se a transmissão dos símbolos equiprováveis. Para compreensão serão definidas as principais variáveis envolvidas no processo, lembrando o fato de ser considerado  $GF(2)$ .

- $q_{ij} \implies$  designa a mensagem enviada do nó de variável  $i$  para o nó de função  $j$ , sobre a probabilidade de  $x_i$  ser igual a 0 ou 1, baseada na informação advinda do canal  $y_i$  e dos nós de função dependentes de  $x_i$ , salvo o nó de função  $j = i$ ;
- $r_{ji} \implies$  designa a mensagem enviada do nó de função  $j$  para o nó de variável  $i$ , sobre a probabilidade de  $x_i$  ser igual a 0 ou 1, baseada na informação dos nós de variável interligados ao nó de função  $j$ , salvo o nó  $i = j$ ;
- $Q_i$  designa a pseudo-probabilidade *a posteriori* de  $x_i$  ser 0 ou 1.

As etapas referentes ao decodificador SPA serão descritas a seguir. Importante ressaltar que a comunicação entre nós ocorre quando a posição na matriz de paridade  $\mathbf{H}$  compreende valor não-nulo, ou equivalentemente, no grafo de Tanner, o valor assumido é dado pelo bit 1.

Etapa 1) Cálculo das probabilidades  $P_i = p(x_i = 1 | y_i)$  e  $(1 - P_i) = p(x_i = 0 | y_i)$  localizados aos nós de variável. O cálculo dessas probabilidades é baseado na função densidade de probabilidade (PDF) do canal de comunicação que está sendo utilizado para transmissão; posteriormente essas informações são enviadas para os nós de função:

$$\begin{aligned} q_{ij}(0) &= (1 - P_i), \\ q_{ij}(1) &= P_i. \end{aligned} \tag{2.26}$$

Etapa 2) Cálculo nos nós de função das probabilidades advindas dos nós de variável expresso por:

$$\begin{aligned} r_{ji}(0) &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{a=1, a \neq i} (1 - 2q_{aj}(1)), \\ r_{ji}(1) &= (1 - r_{ji}(0)). \end{aligned} \tag{2.27}$$

Etapa 3) Nessa etapa, o nó de variável apresenta informação suficiente para avaliar probabilisticamente seu bit correspondente da palavra-código. Assim, calcula-se as pseudo-probabilidades *a posteriori* como segue:

$$\begin{aligned} Q_i(0) &= K_i(1 - P_i) \prod_j (r_{ji}(0)), \\ Q_i(1) &= K_i P_i \prod_j (r_{ji}(1)), \end{aligned} \quad (2.28)$$

em que as constantes  $K_i$  são escolhidas para normalizar a equação  $Q_i(0) + Q_i(1) = 1$ ; Assim, se  $Q_i(0) > Q_i(1)$ , então decide-se pelo bit 0, caso contrário, opta-se pelo bit 1, pelo menos para essa iteração.

Etapa 4) Cálculo das probabilidades nos nós de variável  $i$  para posterior envio para o nós de função  $j$ , dado as observações do canal e as mensagens vindas dos nós de função, expressas por:

$$\begin{aligned} q_{ij}(0) &= K_{ij}(1 - P_i) \prod_{b=1, b \neq j} (r_{bi}(0)), \\ q_{ij}(1) &= K_{ij} P_i \prod_{b=1, b \neq j} (r_{bi}(1)), \end{aligned} \quad (2.29)$$

em que as constantes  $K_{ij}$  são escolhidas para normalizar a equação  $q_{ij}(0) + q_{ij}(1) = 1$ .

O processo de decodificação é terminado nas seguintes situações: alcance de um número pré-estabelecido de iterações ou quando o vetor decodificado corresponder a uma palavra-código válida, que pode ser verificado por:

$$\mathbf{x} \cdot \mathbf{H}^T = \mathbf{0}_{1 \times (n-k)}. \quad (2.30)$$



### 3 MODULAÇÃO DIGITAL

No presente capítulo apresenta-se sobre modulação digital com posterior explanação sobre constelações QAM e APSK aplicadas aos sistemas de comunicação digital.

#### 3.1 Introdução

O sinal digital apresenta características relevantes em relação ao analógico, tais como, acrescentar maior capacidade de correção, possibilitar compatibilidade com diversos outros serviços de dados, disponibilizar maior nível de segurança, melhorar a qualidade das comunicações, entre muitos fatores. Dessa forma, o sinal digital torna-se melhor preparado para transmissão. Porém, comumente os sinais possuem limitações em largura de banda. A forma de preservar essa banda deve-se significativamente ao tipo de modulação digital empregada a esse sinal. Ou seja, a modulação é um dos fatores-chave para atender a requisitos de projetos em função da procura expressiva por serviços com qualidade. Em sistemas de comunicação, geralmente fixa-se o interesse em determinados aspectos de eficiência: em largura de banda e de potência. A eficiência em largura de banda está ligada intimamente à capacidade de um esquema de modulação em acomodar dados em uma limitada largura de banda. Eficiência de potência consiste em garantir a transmissão de informação com o menor nível de potência possível de maneira confiável. Porém, quando um dos fatores incrementa, o outro em geral diminui. Ou seja, a otimização de algum desses fatores é designada de acordo com a aplicação para o qual direciona-se a demanda.

A modulação relaciona-se ao tratamento dado a um devido sinal, seja este de natureza contínua ou discreta, com intuito de torná-lo apto a ser transmitido por um canal de comunicação. Existem diversos tipos de modulações as quais classificam-se geralmente de duas formas: analógicas e digitais. Os dois tipos carregam informação em três dimensões distintas: fase, amplitude e frequência. Por exemplo, a modulação digital QAM (*quadrature amplitude modulation*), como diz o nome, carrega informação com variação de amplitude e quadratura (fase), ou melhor, realiza a combinação das modulações ASK (*amplitude shift keying*) e PSK (*phase shift keying*). Aqui será dada atenção apenas à modulação digital por pertencer ao escopo desta dissertação.

Visto a demanda por taxas cada vez mais altas requeridas pelo público consumidor de informação, umas das formas de proporcionar eficiência ao sistema de comunicação consiste

na elevação da ordem da constelação empregada. Porém deve-se observar o fato de que quanto maior a ordem da constelação, maior a proximidade entre os símbolos, tornando erros mais propensos de ocorrer, ocasionando em uma perda de desempenho de taxa de erro de bit (BER). Por isso deve ser considerado um *trade-off* entre a taxa de *throughput* desejada e taxa de erros permitida para devida aplicação.

As modulações do tipo PSK e QAM são as mais tradicionais e utilizadas em sistemas de comunicação sem fio, em função de características desejáveis para transmissão, seja por facilidade de implementação, por questões de simetria entre pontos e consequentemente proporcionar bom desempenho de BER. Entretanto, modulações rotacionadas e/ou híbridas vem ganhando espaço, tais como, por exemplo, a modulação híbrida APSK (*amplitude-phase shift keying*), que apesar de apresentar um desempenho de BER inferior em relação às constelações QAM em sistemas monoportadora, vem se mostrando bastante atrativa em função do resultado mostrado na redução da PMEPR (*peak-to-mean envelope power ratio*) em sistemas multiportadora [33, 34].

A técnica de modulação digital QAM é capaz de proporcionar alta taxa de transmissão, melhorando significativamente a eficiência espectral do sistema. Posto que o mapeamento da constelação é realizado em fase e quadratura (ou fase e amplitude), existe diferença na energia dos símbolos situados nos diferentes raios da constelação de símbolos. Usualmente são empregadas configurações quadrangulares, por apresentar simetria e consequentemente proporcionar uma baixa complexidade na modulação e demodulação. Além disso, as constelações QAM, em geral, possuem elevada distância mínima de *Hamming* entre seus pontos. No caso da constelação 16-QAM, apresentada na Figura 3.1, utiliza 4 fases e 3 níveis de amplitude para a transmissão de 4 bits por símbolo. Existem diversas extensões dessa modulação: 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM, que mapeiam 6, 8 e 10 bits por símbolo, respectivamente. Maiores detalhes sobre rotulamento e designação dos símbolos das constelações serão abordados no capítulo 5.

Diversas aplicações que podem-se citar que usam modulação QAM, por exemplo, as tecnologias WLAN (*wireless local-area networks*), DVB-C (*digital video broadcasting - cable*), DVB-T (*digital video broadcasting - terrestrial*) e sistemas de telefonia celular, entre outras. Porém, para diferentes aplicações, nem sempre as constelações QAM *clássicas* são as mais eficientes. Por exemplo, em [35] mostrou-se que há constelações mais adequadas para se utilizar em sistemas multiportadora OFDM, em que constelações do tipo QAM rotacionadas, e.g., Asterisk-QAM ou star-QAM, podem reduzir consideravelmente a PMEPR e assim proporcionar bom de-

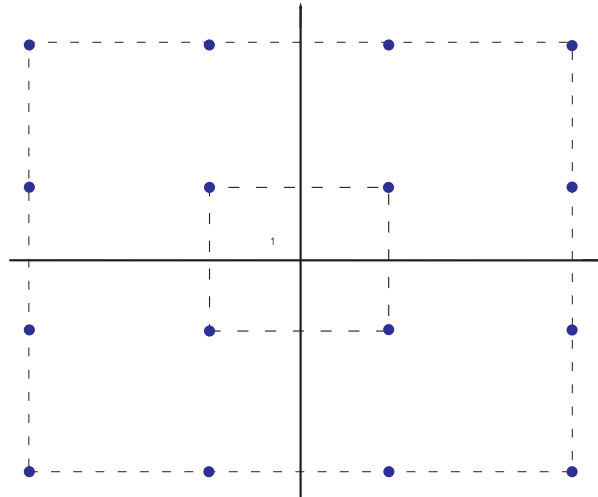


Figura 3.1 – Constelação 16-QAM.

sempenho de BER. Nos padrões comerciais DVB-S2 (*digital video broadcasting-2<sup>a</sup> generation*) [18], DVB-SH (*digital video broadcasting via satellite to handheld devices*) [36], *internet protocol over satellite* [37], as modulações 16-APSK e 32-APSK tornaram-se parte integrante dos padrões e são designadas de acordo com a relação entre raios interno e externo, designada por  $\gamma$ , contidos entre os símbolos e com a taxa do código corretor de erro empregado. Tais constelações colaboram na melhora de eficiência espectral e atuam próximas a região de saturação dos amplificadores e que geralmente são requisitadas quando margens de potência elevadas estão disponíveis. Constelações de maior ordem, tais como 64-APSK [38, 39], foram avaliadas e otimizadas. Em [39], projetou-se a constelação 64-APSK baseado no critério de otimização em função da informação mútua, em que foi gerado para cada ponto de SNR, uma constelação ótima. Foram assumidas duas situações: pontos equiprováveis e não-equiprováveis, e alcançou-se ganhos de configuração na faixa de 0.3 dB até 0.5 dB, referente ao caso não-equiprovável em altos valores de SNR. Em [38], apresentou-se um método simplificado de avaliar o desempenho de erro para constelação em canal AWGN de baixa complexidade computacional com relação ao incremento da ordem da constelação. Em [40], avaliou-se tal constelação como parte integrante do potencial padrão para telemetria espacial [41]. Nas próximas seções serão descritas com mais detalhes, diferentes configurações de modulações M-APSK.

### 3.2 Modulações M-APSK

As Modulações APSK são estruturas que mesclam características de modulações tradicionais. Por isso, apresentam geometrias distintas às tradicionais constelações. A modulação APSK configura-se como uma variação das modulações M-QAM e M-PSK. Tais constelações demonstram ser atrativas para transmissão digital em canais via satélite por apresentar vantagens tanto em termos de eficiência espectral quanto de potência, e ainda agregar maior grau de imunidade contra distorções não-lineares. Os diferentes níveis da amplitude e de fases compostas na constelação 16-QAM são mais susceptíveis ao ruído, sendo que em algumas aplicações, requerem o emprego de amplificadores de potência lineares, os quais apresentam menor eficiência do que os não-lineares. Uma das motivações no uso de modulações APSK consiste na operação em regiões não-lineares dos amplificadores de potência. Os parâmetros como a distância mínima  $d_{min}$  (visto no Capítulo 2) e a relação entre raios ( $\gamma$ ) têm influência direta na avaliação da taxa de BER. Assim, tem-se pesquisado formas em otimizar esses fatores [31, 42, 43]. Em [43], por exemplo, que faz uso do padrão LTE, mostrou-se que com uma relação ótima entre raios variante entre 2.5 e 3.5, obteve-se resultados significantes na mitigação de BER e do fator PMEPR.

Em geral, a modulação APSK arranja os símbolos em raios circulares de energia com mudança constante de fase entre símbolos vizinhos. Por exemplo, as modulações 16-APSK, seja em quaisquer configurações, são compostas por dois raios distintos com diferentes energias associadas aos símbolos.. A seguir serão descritas as constelações 16-APSK com diferentes configurações.

#### 3.2.1 Modulação 16-APSK(4,12)

A configuração da constelação apresenta 16 pontos, sendo mapeados com 4 bits. A representação da constelação para a modulação 16-APSK(4,12) é demonstrada na Figura 3.2. Pode-se notar nitidamente os dois raios de energia, sendo que no raio interno encontra-se 4 símbolos e no raio externo, os outros 12 restantes. Os símbolos da constelação 16-APSK(4,12) podem ser expressos por:

$$S_k = \begin{cases} r_1 e^{j(k+\frac{1}{2})\frac{\pi}{2}}, & k = 0, 1, 2, 3 \\ r_2 e^{j(k-\frac{7}{2})\frac{\pi}{6}}, & k = 4, 5, 6, \dots, 14, 15 \end{cases} \quad (3.1)$$

em que  $r_1$  e  $r_2$  representam respectivamente, os raios interno e externo da constelação.

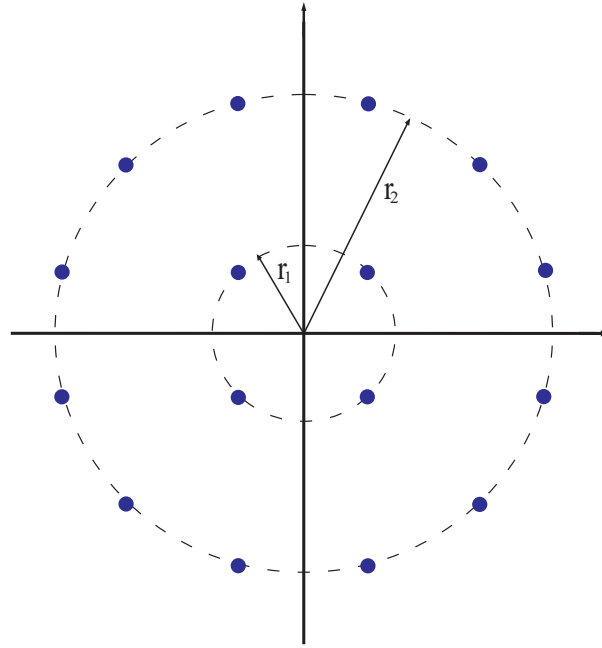


Figura 3.2 – Constelação 16-APSK(4,12).

Em geral, considera-se que a energia por símbolo da constelação é normalizada, isto é, assume-se respeitada a expressão  $\mathbb{E}(|S|^2) = 1$ , em que  $\mathbb{E}$  denota a função esperança.

A modulação 16-APSK(4,12), como descrito na seção anterior, foi adotada em tecnologias emergentes e de cunho comercial, tais como, DVB-S2 (*digital video broadcasting-2<sup>a</sup> generation*) [18], DVB-SH (*digital video broadcasting via satellite to handheld devices*) [36], IPoS (*internet protocol over satellite*) [37]. Em [18], por exemplo, projeta-se sua utilização em função da relação entre raios ( $\gamma$ ) e também em relação à taxa do código de bloco empregado. Demonstra-se em [44] a simplificação na complexidade computacional necessária para realização de decodificação suave com emprego da constelação.

### 3.2.2 Modulação 16-APSK(8,8)

A formatação desta constelação é apresentada na Figura 3.3, em que pode-se observar que no raio interno situa-se 8 símbolos e no raio externo, os outros 8 restantes. Os símbolos da constelação podem ser expressos por:

$$S_k = \begin{cases} r_1 e^{j(k+\frac{1}{2})\frac{\pi}{4}}, & k = 0, 1, 2, 3, \dots, 7 \\ r_2 e^{j(k-\frac{1}{2})\frac{\pi}{4}}, & k = 8, 9, 10, \dots, 14, 15 \end{cases} \quad (3.2)$$

em que, como na Equação 3.1, tem-se  $r_1$  e  $r_2$  que representam os raios interno e externo da constelação.

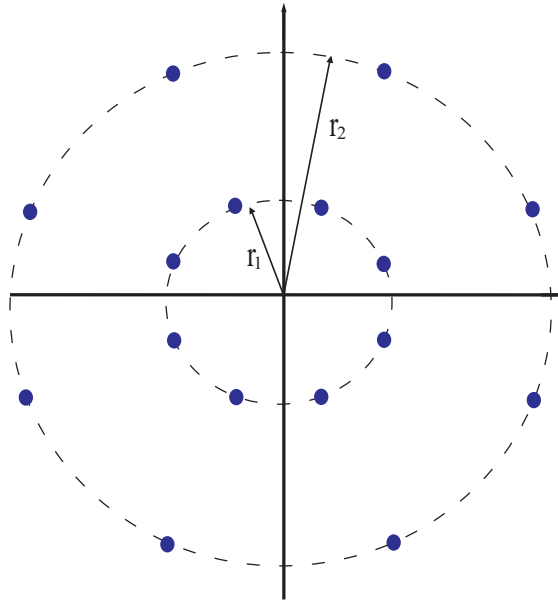


Figura 3.3 – Constelação 16-APSK (8,8).

Vários trabalhos foram desenvolvidos com ênfase na modulação 16-APSK(8,8). Em [45], os autores derivaram a fórmula analítica exata da taxa de erro de símbolo (SER) média da constelação para diferentes modelos de canais. Em [31], mostrou-se, via simulação, que existe um valor ideal da relação entre os raios de energia, e que dependem da estatística do canal de comunicação (e.g., AWGN, Rayleigh, Rice ). Também em [31] foi avaliada significativa redução de PMEPR e aborda-se que o receptor tem a possibilidade de requerimento de menor complexidade, visto que pode-se aplicar detecção diferencial de amplitude e fase. Aplicação em sistemas OFDM com ultra-larga banda (*ultra wide band*) [46,47] foram avaliados em diferentes modelos de canais de propagação *indoor*, em que demonstrou obter redução na potência consumida e de complexidade global em conjuntura com a tecnologia IEEE 802.15.3a (*Wireless Personal Area Networks*).

### 3.2.3 Modulação A16-QAM

A modulação A16-QAM (*asterisk 16-QAM*) apresenta uma configuração diferenciada em relação às tradicionais. A modulação foi apresentada em [48], no qual os autores descreveram com emprego das sequências de Golay em sistemas multiportadora OFDM, os limitantes superiores de forma analítica do fator PMEPR. Ainda neste estudo foi avaliada uma equação aproximada de SER. Visto que os limites entre os símbolos não são simétricos, torna-se mais dispendioso realizar a avaliação de BER analítica. Uma das maneiras de formar os símbolos

pertencentes a essa constelação é através da combinação de duas constelações QAM rotacionadas.

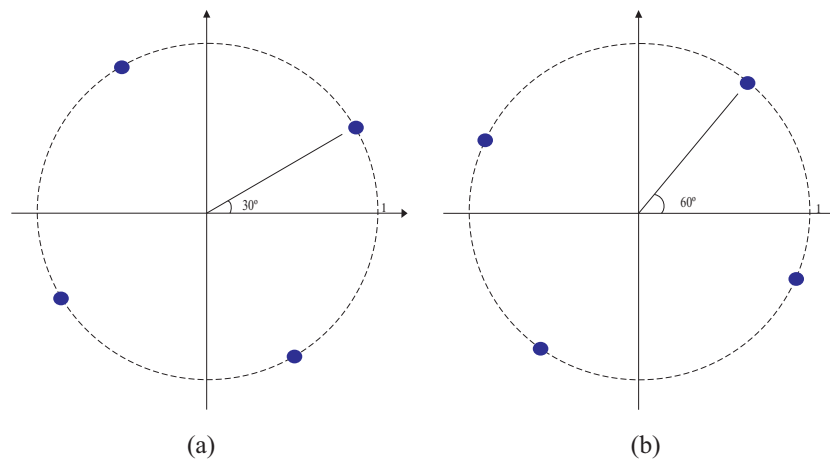


Figura 3.4 – Constelações QAM. (a) 4-QAM(30°); (b) 4-QAM (60°).

Considere a estrutura de duas constelações QAM, como pode ser visualizada na Figura 3.4. Realiza-se um combinação linear entre as duas constelações. Após procede-se com a normalização para que a energia média total associada aos símbolos da constelação resultante seja unitária, ou seja,  $\mathbb{E}(|S|^2) = 1$ . Os símbolos da constelação são representados na Figura 3.5.

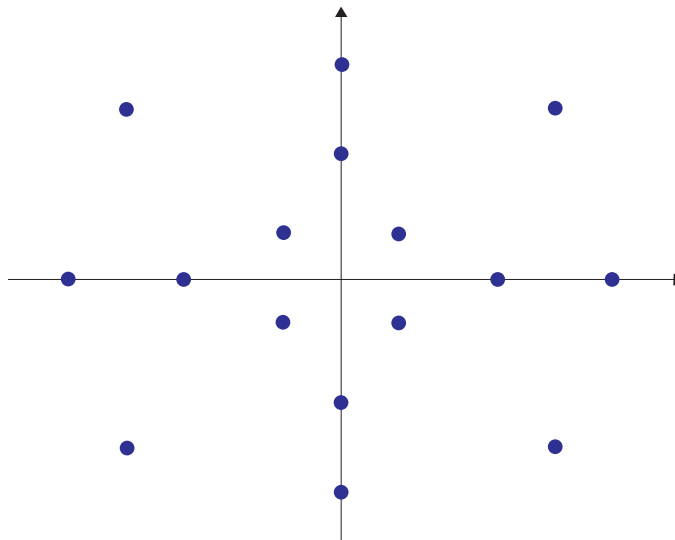


Figura 3.5 – Constelação A16-QAM.

Na literatura existem escassos trabalhos a respeito da modulação A16-QAM, pesando o fato de ser uma proposta recente. Em [35], foi apresentada a generalização da família de constelações que podem ser obtidas em função da constelação A16-QAM, as quais foram exibidas

características favoráveis tais como energia mínima, energia média balanceada entre componentes em fase e quadratura e função de autocorrelação. Por isso, compreende-se interessante empregá-la e estruturá-la de acordo com a proposta neste trabalho para realização de curvas de desempenho.



## 4 SISTEMA MULTIPORTADORA

O sistema multiportadora difere-se do sistema monoportadora por utilizar diversas faixas de frequências para envio de dados, sob uma determinada largura de banda  $B$ , enquanto que no sistema monoportadora, usa-se somente uma faixa de frequência delimitada. Uma das técnicas multiportadora com destaque na literatura é OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*). A técnica baseia-se na transmissão paralela de dados, que geralmente seriam transmitidos de forma serial. Tais dados são transportados por subportadoras sobrepostas, igualmente espaçadas por um fator  $T$ , comumente designado por período elementar, projetado para que se mantenha a ortogonalidade entre estas, com intuito de não haver interferência entre subportadoras (ICI) e conseqüentemente utilizar a largura de banda da melhor forma possível. Assim, o espectro é particionado em diversas sub-bandas de faixa estreita, em que sob essas sub-bandas podem-se considerar o ganho do canal constante e a fase linear, configurando-se como canal plano, possibilitando emprego de técnicas para obtenção de vantagens sob esse aspecto.

A tecnologia OFDM tem mostrado ser uma solução bastante efetiva no combate aos efeitos inconvenientes introduzidos pelo desvanecimento multi-percursos e em canais com seletividade em frequência, que em geral são características dos canais de propagação rádio móveis. Uma de suas grandes vantagens quando comparada a tradicional técnica de modulação monoportadora é a redução na complexidade da equalização nas transmissões à altas taxas; por outro lado, os sistemas OFDM, assim como qualquer sistema baseado na técnica multiportadora, são bem mais susceptíveis à problemas de sincronização tal como *offsets* na frequência da portadora, ruído de fase, entre outros, do que os sistemas monoportadora.

As primordiais publicações sobre a tecnologia empregada em OFDM apresentam-se a partir da década de 60, quando Chang publicou trabalho relativo à síntese de sinais limitados em banda para transmissão multiportadora [49]. Foi apresentado o princípio básico para transmissão de mensagens simultaneamente através de um canal limitado em faixa sem interferência entre símbolos (ISI) e interferência entre canais (ICI), desde de que a ortogonalidade entre as subportadoras fosse mantida, garantindo assim melhor utilização da banda e maior eficiência espectral. Logo após a publicação de Chang, Saltzberg fez uma análise da performance do sistema proposto [50]. Pode-se considerar como uma das maiores contribuições para a tecnologia OFDM datada em 1971, desenvolvida por Weinstein e Ebert [51], em que propuseram o uso da Transformada Discreta de Fourier (DFT) na modulação e demodulação dos sistemas

com múltiplas portadoras, eliminando a necessidade do uso de bancos de osciladores e filtros analógicos para as subportadoras. Graças ao avanço tecnológico, pode-se substituir, e diminuir a complexidade em termos computacionais, de forma eficiente o cálculo da DFT através do desenvolvimento da transformada rápida de Fourier (FFT/IFFT). Dessa forma, diminuiu-se de maneira expressiva o trabalho dispendido para implementação de um sistema multiportadora, visto que reduziu-se o número de multiplicações de  $N^2$  para  $(N/2) \log_2 N$  para DFT ou IDFT com N-pontos.

Para combater a ISI foi inserido um intervalo de guarda entre os símbolos para melhoria espectral do sinal. Mesmo não obtendo uma perfeita ortogonalidade entre as subportadoras em um canal dispersivo, foi considerado uma grande contribuição para evolução da técnica OFDM. Uma outra importante contribuição deve-se à Peled e Ruiz [52], com a introdução do prefixo cíclico (CP), resolvendo definitivamente o problema da ortogonalidade. Ao invés de usar um intervalo de guarda vazio, preenche-se a porção inicial do símbolo com uma extensão cíclica da parte final do símbolo OFDM. Isto efetivamente transforma a convolução linear do canal em uma convolução cíclica, a qual implica na ortogonalidade, desde que o prefixo CP seja maior do que a duração máxima da resposta ao impulso do canal. A seguir serão descritos conceitos referentes à técnica OFDM.

#### 4.1 Conceitos Fundamentais

O sistema OFDM é definido como uma técnica que emprega múltiplas portadoras, com o cuidado de manter o espaçamento entre as portadoras vizinhas para que uma seja ortogonal em relação às outras. A propriedade da ortogonalidade permite que o espectro de cada portadora tenha um nulo na frequência central das outras, fazendo com que não haja interferência entre estas. Pode-se verificar a propriedade de ortogonalidade com a realização do produto interno entre dois sinais (no caso, duas portadoras distintas quaisquer) respeitada as seguintes condições [53]:

$$\lambda(x) = \int s_i \cdot s_k^* dt = c \cdot \sigma_{ik}, \quad \sigma_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{se } i=k, \\ 0 & \text{se } i \neq k \end{cases} \quad (4.1)$$

em que  $c$  é um valor dependente dos sinais  $s_i$  e  $s_k$ .

A Equação 4.1 demonstra a condição de ortogonalidade entre sinais  $s$ . De acordo com a expressão, se os sinais atendem o requisito de ortogonalidade, pode-se enviá-los e detectá-los sem um causar interferência aos outros.

A tecnologia OFDM utiliza-se da mesma ideia que a técnica FDM, em que vários sinais

são transmitidos simultaneamente em diferentes subportadoras. Em FDM, observa-se que entre cada sub-banda há uma banda sem sinal denominada banda de guarda. O intuito da banda de guarda é no sentido de evitar que o sinal interfira em sinais adjacentes. Na Figura 4.1, exibe-se as configurações com multiportadoras. Pode-se reparar que OFDM tem bom aproveitamento de banda, ou seja, uma das principais vantagens em utilizar o sistema OFDM em relação ao FDM recai sobre a eficiência espectral proporcionada pela ortogonalidade visto a melhor ocupação da banda disponível e a eliminação da banda de guarda que geralmente é empregado em FDM por haver a sobreposição de subportadoras. E em relação ao sistema monoportadora, OFDM apresenta maior imunidade ao canal multipercursos, simplicidade de equalização, entre outras. E como principais desvantagens recaem sobre característica de susceptibilidade a erros de sincronização, de deslocamento de frequências entre osciladores locais de recepção e transmissão, de ruído de fase.

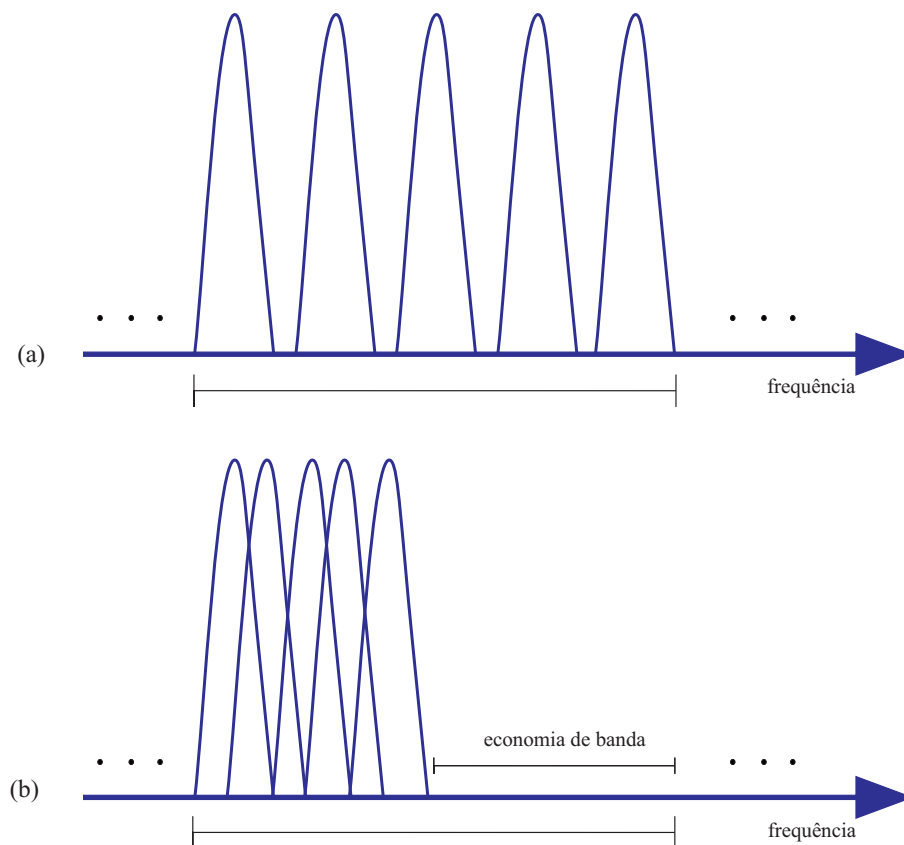


Figura 4.1 – Sistemas Multiportadora; (a)FDM; (b)OFDM

A técnica OFDM configura-se na transmissão de dados em paralelo através de um grande número subportadoras  $N$ , que dividem uma banda  $B$  em diversas bandas estreitas  $B_c = (B/N)$ , que conseqüentemente reduz-se pelo mesmo fator a taxa de bits que haveria

em caso de transmissão serial. O modelo de diagrama de blocos, de uma visão geral, da transmissão e recepção com uso da técnica OFDM com configuração ponto-a-ponto é exibida na Figura 4.2.

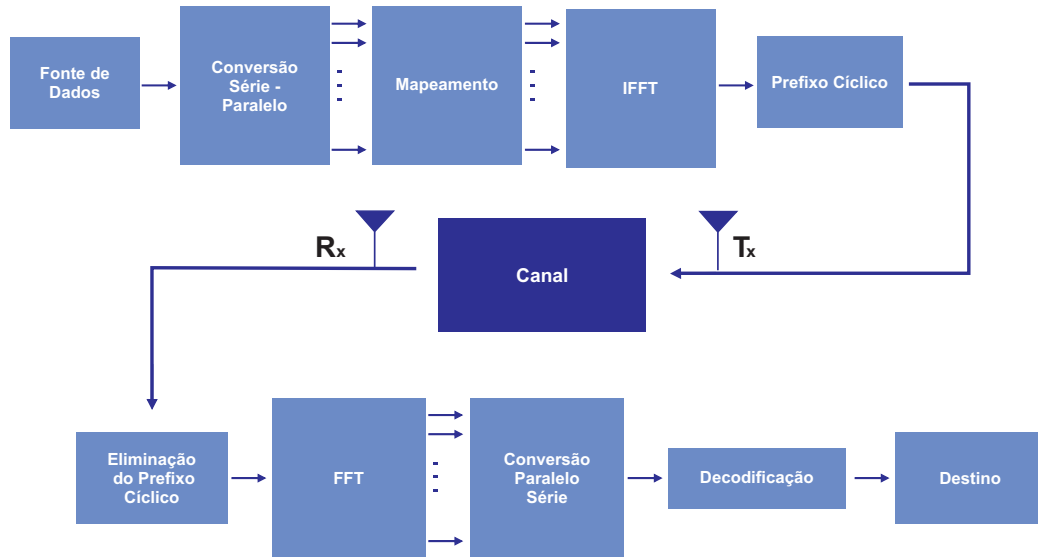


Figura 4.2 – Configuração do sistema OFDM em banda base.

A primeira etapa consiste na geração dos bits de informação que pretende-se transmitir a uma taxa  $R_s$ . Após realiza-se uma conversão série para paralelo do sinal de informação, em que os bits são agrupados de acordo com a constelação adotada para transmissão e com o número de subportadoras que serão utilizadas. Após, procede-se com a formação dos símbolos, pelo mapeamento dos bits usando a modulação desejada, por exemplo, M-QAM ou M-PSK, com valores variantes em amplitude e em fase. A taxa de símbolo na saída do modulador será  $R_m = (R_s/K)$ , em que  $K$  representa o número de bits associado à modulação. Se modulação 16-QAM,  $K$  é igual a 4 bits.

A geração do símbolo OFDM no transmissor é realizada com o intuito de converter o sinal que se apresenta no domínio da frequência para o domínio do tempo, através do método da IFFT. Para combater os efeitos indesejados do canal de comunicação, insere-se o prefixo cíclico (CP) de comprimento suficiente para mitigar as interferências inter-simbólicas que impossibilitam a transmissão de forma eficiente.

No receptor, o CP é eliminado com conseqüente mitigação de qualquer tipo de interferência de símbolos adjacentes que possam influenciar em função de atrasos temporais dos múltiplos cursos, assim problemas com a ISI e ICI são significativamente reduzidos. Após o sinal chegar ao receptor, procede-se com as operações inversas descritas ao transmissor. Como no-

tado anteriormente, essas etapas constituem uma visão geral do emprego de um sistema OFDM. Existem outras etapas que contribuem para agregar robustez e maior imunidade ao sinal propagado. Códigos corretores de erros, *interleaver* e técnicas de equalização são alguns processos que geralmente fornecem melhorias em termos de taxa de BER.

Considera-se um bloco contendo uma quantidade de  $N$  símbolos modulados  $S_k$ , em que  $k = 1, \dots, N$ , mapeados de acordo com uma determinada constelação (M-QAM ou M-PSK). A transformada discreta de Fourier de um símbolo OFDM pode ser representada por:

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{n,k} e^{\frac{j2\pi nt}{T_{fft}}}, \quad (k-1)T_t < t < kT_t, \quad (4.2)$$

em que  $N$  representa o número de subportadoras,  $T_t$  designa o tempo total de símbolo OFDM,  $S_{n,k}$  representa o símbolo modulado,  $n$  designa posição ordinária correspondente à subportadora e  $k$ , a posição ordinária ao símbolo OFDM.

Visando mitigar os efeitos indesejáveis do canal caracterizados por interferências intersimbólicas ao símbolo OFDM, insere-se um intervalo de guarda, chamado de prefixo cíclico (CP) com tempo  $T_g$ , que consiste nas últimas amostras do símbolo replicadas na parte inicial do bloco. O tempo  $T_g$  é projetado para apresentar igual ou maior comprimento que a quantidade de amostras relacionadas a resposta ao impulso do canal  $T_h$ . De maneira análoga, pode-se inserir um sufixo cíclico (CS) ao símbolo OFDM com mesmo propósito. A adição do prefixo cíclico pode ser empregado também com foco em funções de sincronização em frequência e temporal no receptor. A inserção deste intervalo  $T_g$  possibilita a total mitigação da ISI, entretanto deve-se tomar o devido cuidado na determinação de tal valor, visto que este não carrega informação, isto é, trata-se de símbolos repetidos, e conseqüentemente causa uma perda espectral e de potência ao sinal. Pode-se afirmar que respeitada a condição de  $T_g \geq T_h$ , a convolução linear do bloco de coeficientes IFFT com o canal discreto temporal torna-se uma convolução circular, resultando em simplificação de operações. O tempo total de um símbolo OFDM  $T_t$  equivale à soma entre o tempo requerido para realização da IFFT designado por  $T_{fft}$  e o tempo relativo ao prefixo cíclico  $T_g$ .

E a representação passa-baixa da sequência de símbolos OFDM é dada por:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k(t - kT_t). \quad (4.3)$$

#### 4.1.1 *Windowing*

O processo de *Windowing* (Janelamento) consiste em limitar a faixa de sinal com emite mitigação dos lóbulos secundários presentes nos símbolos OFDM, com conseqüente redução da potência de sinal transmitido fora de banda (*out-of-band*).

Perante o fato de que o símbolo OFDM é formado por um conjunto de IFFTs concatenadas, inevitavelmente, a cada limiar de símbolo existe uma descontinuidade do sinal pela diferença entre o início de um símbolo e final de um outro adjacente. Visto isso, resulta-se em um aumento da potência dos lóbulos secundários. Para possibilitar a redução da transição entre os símbolos OFDM transmitidos, são consideradas janelas de diversos tipos e cada uma com características específicas, tais como: Cosseno levantado, Hammning, Hanning, Blackman.

#### 4.1.2 Filtragem

Os filtros desempenham papel fundamental na diminuição dos efeitos provocados por lóbulos secundários dos símbolos OFDM. São utilizados para transmissão e recepção. Tal filtro consegue eliminar diversos dos lóbulos secundários, sendo que a quantidade depende exclusivamente do tipo e parâmetros adotados para modelagem de específico filtro. Em geral, os filtros comerciais mais empregados são o cosseno levantado, *Butterworth* e *Chebyshev*. O filtro pulso retangular apresenta inviabilidade em implementação prática, mas teoricamente é utilizado de forma didática.

Pode ser notado que tanto *Windowing* quanto a filtragem usam do mesmo princípio de redução de lóbulos secundários. Um pode ser usado ao invés do outro, mas geralmente *Windowing* é preferível em função que pode ser cuidadosamente controlado, enquanto que na filtragem deve-se ter cuidado para evitar efeitos de pico na região de transição do símbolo OFDM. Tais efeitos provocam distorções no símbolo OFDM, o qual afeta diretamente a degradação no desempenho de BER.

#### 4.1.3 Banda Passante

Até o momento tem-se a representação dos sinais em banda base na forma complexa. Porém em um canal de comunicação real requere-se que o sinal seja passa-banda e na forma real. A representação do sinal banda base complexa pode ser dado por [53]:

$$s(t) = s_I(t) + js_Q(t), \quad (4.4)$$

em que a componente  $s_I(t)$  é a parte real e  $s_Q(t)$  representa a parte complexa do sinal  $s(t)$ .

Assim, a realização da conversão do sinal de banda base para banda passante <sup>1</sup> pode ser feito da seguinte forma:

$$s_p(t) = \Re \left( s(t) e^{j2\pi f_c t} \right), \quad (4.5)$$

em que  $f_c$  representa a frequência central da portadora.

## 4.2 Limitações OFDM

A técnica OFDM apresenta vantagens para transmissão em canal ruidoso como já foram descritos previamente. Porém existem algumas limitações que degradam o desempenho deste tipo de transmissão. Entre estes empecilhos destaca-se as variações do envelope atrelado aos símbolos OFDM que introduzem características não-lineares ao sinal. Tais não-linearidades provocam intermodulação dentro de banda que causa interferência de cada sub-canal e espalhamentos espectrais com conseqüente elevada irradiação fora-de-banda. Assim é necessário a imposição de restrições para que não afete de maneira significativa o sinal recebido.

Para descrever as variações do envelope, geralmente na literatura, emprega-se parâmetros tais como: PAPR e CF (*crest-factor*).

O fator de PAPR caracteriza-se como a relação entre potência de pico instantânea do sinal e a potência média desse mesmo sinal. Geralmente aplica-se a um único símbolo OFDM no qual é definido por um simples valor, mas que varia de símbolo para símbolo. O fator CF pode-se definir como sendo representado pela raiz quadrada do fator PAPR [53]. Por questão de avaliação do valor de PAPR, considere um símbolo OFDM, sendo descrito por [53]:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t < T_s, \quad (4.6)$$

em que  $\Delta f$  é a banda de separação entre dois símbolos adjacentes  $s_n$ . Os símbolos  $s_n$  são designados pela ordem da constelação empregada para mapeá-los, dada por  $M = 2^m$ , em que  $m$  representa o número de bits de informação carregados por um determinado símbolo. Dessa forma, pode-se relacionar o fator PAPR da seguinte forma:

$$PAPR = \frac{\max |s(t)|^2}{\mathbb{E} |s(t)|^2}, \quad (4.7)$$

em que  $\max |s(t)|^2$  denota a potência máxima instantânea de um símbolo OFDM. Comente

<sup>1</sup> Maiores detalhes podem ser encontrados em [53, 54].

tal fator é descrito em  $dB$ , como segue:

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10}(PAPR). \quad (4.8)$$

Na literatura, geralmente, relaciona-se a avaliação de PAPR com as curvas de CCDF (*complementary cumulative distribution function*). A curva de CCDF demonstra a probabilidade de um sinal estar acima ou abaixo de um determinado nível de potência, no caso expresso em  $dB$ . Ou seja, a curva CCDF é uma abordagem visual de avaliação de níveis de potência média com relação à probabilidade. A configuração da curva CDF é dada pela integral de um PDF específica. Então, por critério de facilidade de visualização, inverte-se tal curva e resulta-se em CCDF, isto é, o complemento da CDF.

O elevado valor de PAPR ocasiona no incremento de complexidade dos conversores analógicos-digitais (A/D) e redução da eficiência de amplificadores de potência empregados em um sistema básico de comunicação digital. Visto que para poder transmitir tais picos de sinais sem distorção, torna-se um processo custoso para os conversores A/D e D/A. E com relação aos amplificadores de potência, para que possam funcionar em um intervalo linear sobre uma faixa de amplitude que abrange a existência de picos necessita-se um incremento no consumo de potência e no custo destes amplificadores. Ou seja, existe interesse prático com vistas à diminuição tanto de custo quanto de complexidade. E com esse foco existem diversas técnicas de mitigar os efeitos indesejáveis causados por esses picos, sendo que dividem-se principalmente em: técnicas de distorção do sinal (por exemplo, *clipping* [55,56], *peak-windowing* [57]), técnicas de codificação (Sequências complementares de Golay [35]) e técnicas de *scrambling* (*selective mapping* [58, 59], *partial transmit* [58, 60]), sendo que os dois últimos não distorcem o sinal OFDM, e o primeiro distorce, ocasionando uma degradação de taxa de BER. Porém, como visto anteriormente, a característica de PAPR também está intrinsecamente ligada à ordem de constelação usada para mapear os bits em símbolos. Assim, neste trabalho não utilizou-se de técnicas descritas posteriormente, mas sim em particulares constelações com foco na redução de PAPR em sistemas OFDM.

### 4.3 Aplicações OFDM

Nesta seção será dada uma breve explanada a respeito de tecnologias que empregam em sua configuração a técnica OFDM. A tecnologia OFDM foi inicialmente utilizada, no final das décadas de 50 e 60 em aplicações militares na faixa de HF (*high frequency*), onde pode-se



citar os projetos de modems *Kineplex* [61] e *Kathryn* [62]. Foi adotada como o padrão para difusão de Áudio Digital (*digital audio broadcasting*) em praticamente toda a Europa. Sua aplicação para difusão de TV digital (*digital TV broadcasting*) já demonstrou estar consolidada visto a continuação através da implementação da 2ª geração desta tecnologia e também através da tecnologia ISDB-T (*integrated service of digital broadcasting terrestrial*). Redes Locais sem fio de alta velocidade WLANs (*wireless local area network*) e com fio ADSL (*asymmetric digital subscriber line*) também utilizam a tecnologia OFDM e neste caso podemos mencionar como exemplos o padrão IEEE802.11a, HIPERLAN de tipos I e II, e também aplicações em PLC (*power line communications*). A tecnologia OFDM apenas começou a se tornar popular na década de 90, com o advento de processadores digitais de sinais de alta capacidade. Hoje, foi adotada em diversos padrões de transmissão digital, como os padrões de televisão digital DVB-T (*digital vídeo broadcasting*) [63], padrões Wi-Fi [64] e WiMax [19] de redes sem fio.

## 5 SISTEMA PROPOSTO

Neste capítulo abordam-se conceitos referentes ao sistema de comunicação sem fio empregado neste trabalho. Aborda-se mais detalhadamente sobre as etapas da técnica OFDM, as constelações usadas e aspectos relativos a codificação e decodificação LDPC. Na última seção deste capítulo são apresentados resultados obtidos via simulação.

### 5.1 Modelo do Sistema

Como já foi descrito no Capítulo 4, a técnica multiportadora OFDM oferece maior imunidade ao canal com seletividade em frequência. Com isso, diminui-se a complexidade de equalização, geralmente atrelada aos sistemas monoportadora, e ainda apresenta a vantagem de eliminação de interferências inter-simbólicas por adição de um intervalo de guarda que simplifica significativamente a estrutura receptora. No entanto, ainda assim, para alcance de melhorias no desempenho, usa-se técnicas para fornecer diversidade ao sistema, tais como, codificação, *interleaver*, entre outras. Na Figura 5.1, pode-se observar o modelo em blocos do sistema proposto. O modelo empregado foi baseado na tecnologia WLAN(802.11a) [64], que consiste na atuação primordial da técnica OFDM com utilização de relativamente baixa densidade de subportadoras por símbolo OFDM. O padrão WLAN(802.11a) consiste de 64 subportadoras em cada símbolo, as quais são designadas para realização do processo de IFFT. Dentre essas subportadoras, 52 são utilizadas para a transmissão, em que, comumente, 48 são utilizadas para trafegar dados e as 4 restantes para realização da estimação coerente do canal. As subportadoras restantes, ou seja 16, são empregadas como intervalo de guarda com ênfase na melhoria espectral do símbolo OFDM. A taxa de amostragem  $F_s$  padrão usada é fixada em  $20MHz$ , com intervalo de tempo de amostragem  $T_s$  no valor de  $50ns$ . A duração da parte do símbolo eficiente é dada por  $T_u$  sendo:

$$T_u = N_d \times T_s, \quad (5.1)$$

em que  $N_d$  representa o número de subportadoras de dados.

Sendo a duração da extensão cíclica  $T_g$  e do tempo do bloco de IFFT atrelada ao símbolo OFDM  $T_{fft}$  dados respectivamente por:

$$\begin{aligned} T_g &= N_g \times T_s, \\ T_{fft} &= N_{fft} \times T_s. \end{aligned} \quad (5.2)$$

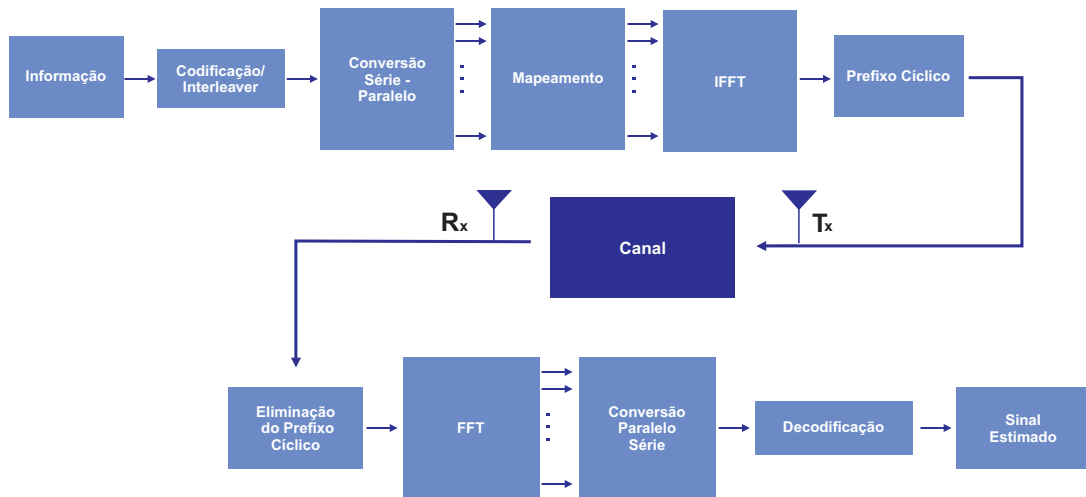


Figura 5.1 – Sistema COFDM.

Ou seja, a duração total  $T_t$  de um símbolo OFDM é dado por:

$$T_t = T_{fft} + T_g. \quad (5.3)$$

Para manutenção da ortogonalidade entre as subportadoras deve-se manter uma distância entre estas avaliada em:

$$\Delta_f = \frac{1}{T_{fft}}. \quad (5.4)$$

No transmissor, as 52 subportadoras com símbolos complexos disponíveis são moduladas via transformada rápida de Fourier (IFFT) em 64 subportadoras. Valores com potência de 2 tornam mais veloz e eficiente o cálculo computacional da transformada rápida. Antes de estar apto para transmissão, é aderida ao símbolo OFDM uma extensão cíclica, sendo esta variável de acordo com a tecnologia e a aplicação, porém para este caso fixada em  $800ns$ . Este valor com respeito aos modelos de canais utilizados é suficiente maior que o espalhamento máximo do canal  $\tau_{max}$ , para garantir robustez e consequentemente assegurar a eliminação da interferência inter-simbólica aliada a um bom desempenho do sinal.

Nas próximas seções serão tratadas mais detalhadamente as principais etapas relacionadas à proposta desse trabalho de dissertação.

### 5.1.1 Codificador LDPC

Sob os processos de codificação e decodificação LDPC recaem grande parte da complexidade atribuída ao sistema. Porém foi visto que a decodificação SPA proporciona relação de complexidade computacional linear ao comprimento da palavra-código e assim ainda não

ocorria com o processo de codificação perante grande tempo na literatura. Porém pesquisas foram desenvolvidas e grandes avanços foram obtidos. Atualmente, pode-se afirmar que existem maneiras de se obter complexidade que cresce com comportamento linear em relação ao comprimento da palavra-código, desde que algumas restrições na construção da matriz  $\mathbf{H}$  [27,65,66] sejam consideradas. Perante esse fato, utilizou-se o codificador proposto em [27], em que são consideradas restrições na construção da matriz  $\mathbf{H}$ , em que esta é dividida em duas sub-matrizes  $\mathbf{H}_1$  e  $\mathbf{H}_2$ . A sub-matriz  $\mathbf{H}_2$  é construída baseada nas matrizes quasi-cíclicas (QC-LDPC). Com o conhecimento de  $\mathbf{H}_2$ , impõe-se restrições à construção de  $\mathbf{H}_1$ , com intuito de a matriz de paridade  $\mathbf{H}$  não contenha ciclos de baixo comprimento (no caso 4) e que possua a distribuição de graus desejada.

A codificação ocorre de forma sistemática, ou seja, os primeiros bits da palavra-código são os bits de informação. Considerou-se o vetor de informação  $\mathbf{u}$  e a configuração da matriz  $\mathbf{H}$  na forma:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2], \quad (5.5)$$

em que  $\mathbf{H}_1$  e  $\mathbf{H}_2$  são sub-matrizes esparsas, pois  $\mathbf{H}$ , de maneira geral, é esparsa. A esparsidade garante baixa complexidade para operações.

A matriz  $\mathbf{H}_2$  é considerada invertível, isto é, não-singular e com posto completo. A matriz  $\mathbf{G}_2$  com dimensões  $(n - k) \times (n - k)$  é obtida da forma  $\mathbf{G}_2 = \mathbf{H}_2^{-1}$ .

Busca-se por uma operação intermediária, encontrar o vetor  $\mathbf{p}_1$  resultante da multiplicação por:

$$\mathbf{p}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{u}. \quad (5.6)$$

Assim, com o conhecimento de  $\mathbf{p}_1$  e de  $\mathbf{G}_2$ , procede-se para calcular os bits de paridade  $\mathbf{p}$ , na forma:

$$\mathbf{p} = \mathbf{G}_2 \mathbf{p}_1. \quad (5.7)$$

A palavra-código  $\mathbf{c}$  é então formada, com a primeira parte correspondente ao vetor  $\mathbf{u}$  e a segunda parte correspondente aos bits de paridade  $\mathbf{p}$ .

$$\mathbf{c} = [\mathbf{u}^T \ \mathbf{p}^T]. \quad (5.8)$$

### 5.1.2 Pulso Conformador

O pulso conformador exerce papel fundamental em um sistema de comunicação. Neste trabalho empregou-se o filtro retangular na maioria das simulações, mas por fim utilizou-se

também o filtro cosseno levantado com fator de *roll-off* fixado em 0.2, visto se tratar de um filtro empregado em implementação real.

### 5.1.3 *Interleaver*

O processo *interleaver* (permutador) consiste em um método simples mas que possibilita ganhos significativos. Baseado na proeminência de evitar erros em rajadas (*bursts*), os bits ou símbolos de uma palavra-código ou até possivelmente de diferentes palavras-código são trocados de posições de maneira pseudo-aleatória ou seguindo algum tipo de padrão. É importante ressaltar que tal processo não modifica as propriedades de um dado código LDPC. Quando o sinal propagante atravessa um canal seletivo em frequência, e caso esse sinal atravessar uma faixa de frequência que apresente um desvanecimento profundo, acaba-se perdendo grande parte do sinal. Visando mitigar ou mesmo reduzir tal fato, mostra-se importante o emprego do *interleaver* visto que o sinal poderá ser recuperado com maior possibilidade de não perder uma grande faixa deste sinal, tornando viáveis determinadas aplicações que requerem este tratamento. Neste trabalho foi utilizado um *interleaver* aplicado no nível de palavra-código, ou seja, permutou-se todos os bits, com o mesmo padrão, pertencentes às palavras-código designadas para transmissão. Importante ressaltar que nesse processo não buscou-se otimização, podendo vir futuramente direcionar o foco, visto haver trabalhos referentes na literatura nesse aspecto [67]. Para demonstrar a importância de usar o processo de *interleaver*, exibe-se na Figura 5.2, uma comparação entre o desempenho da codificação LDPC sob um canal com desvanecimento Rayleigh com e sem presença do *interleaver*.

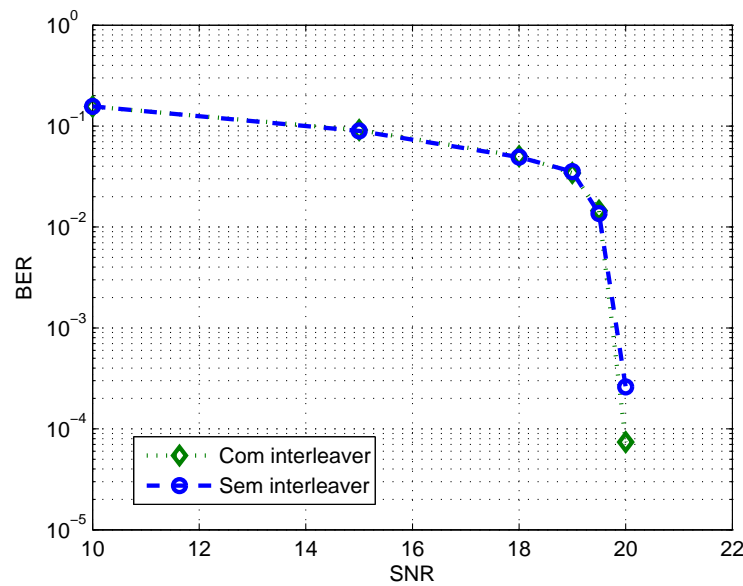


Figura 5.2 – Curva de BER  $\times$  SNR com e sem emprego de *interleaver*.

#### 5.1.4 Modulações

Nessa etapa ocorre o mapeamento dos bits em símbolos. Visto que estamos interessados em modulações similares à tradicional 16-QAM, tem-se então o intuito de empregar modulações com 4 bits por símbolo. Como já descrito no Capítulo 3, focou-se em modulações 16-APSK com as configurações que apresentam 8 símbolos nos raio externo e interno, e na estrutura com 4 símbolos no raio interno e 12 símbolos no raio externo; e também estruturou-se a recente modulação A16-QAM, onde foi visto que os símbolos apresentam uma configuração peculiar.

Visto que como descrito no Capítulo 4, em OFDM há um agravamento intrínseco com relação ao fator de PAPR, perante ao fato de estar intimamente ligado aos valores atribuídos à constelação que deseja-se empregar no projeto do sistema de comunicação. Assim buscou-se neste trabalho desenvolver métodos que possibilitassem uma significativa redução do fator PAPR e ganho na taxa de BER com uso da técnica OFDM. Em tecnologias que empregam a modulação 16-APSK(4,12), por exemplo DVB-S2, padronizou-se o valor correspondente à relação entre raios ( $\gamma$ ) em função da taxa do código corretor de erro e da eficiência espectral requerida por determinado serviço. Neste trabalho realizou-se avaliações numéricas por via de simulação com intuito de obter a menor taxa de BER com relação a variação do valor de razão entre os raios de energia ( $\gamma$ ). Foram avaliados diversos valores até a obtenção, para um sistema

não codificado, em valores aproximados para  $\gamma$  descritos na tabela abaixo para as modulações em questão.

Modulações	16-APSK(4,12)	16-APSK(8,8)
$\gamma$	2.732	2.4142

Nas Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 exibem-se as modulações com seus respectivos rótulos binários e símbolos  $S$  enumerados de acordo com a ordem projetada.

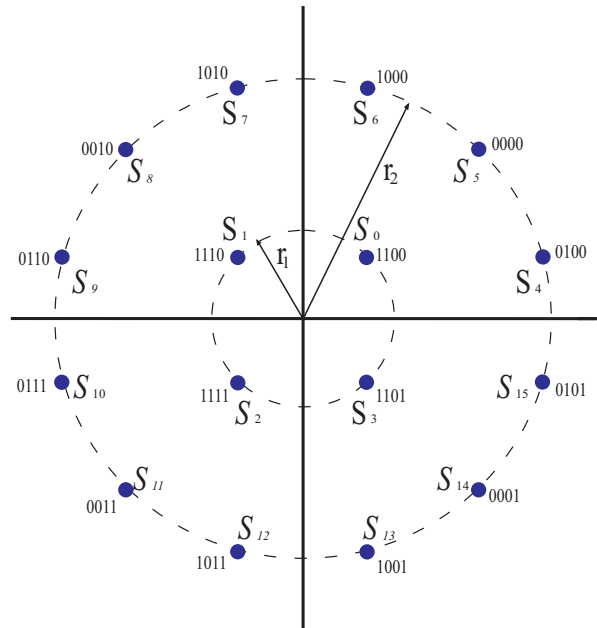


Figura 5.3 – Configuração da constelação 16-APSK(4,12).

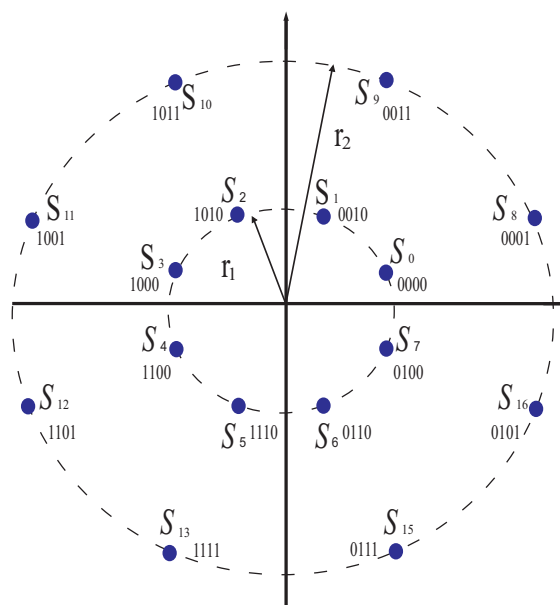


Figura 5.4 – Configuração da constelação 16-APSK(8,8).

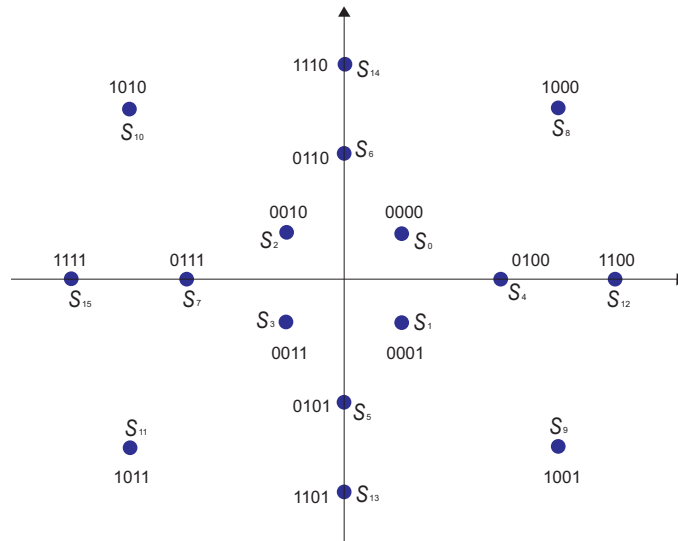


Figura 5.5 – Configuração da constelação A16-QAM.

### 5.1.5 Modelo de Canal

O modelo de canal adotado foi baseado nas características descritas em [68], em que foi escolhido o modelo de canal A, que apresenta um espalhamento médio na faixa de  $50ns$ , sem linha de visada direta ou NLOS (*non-line-of-sight*), ou seja, apresenta estatisticamente desvanecimento com envoltória Rayleigh. Os coeficientes ligados aos desvanecimentos  $h_i$  são modelados como variáveis aleatórias Gaussianas com média 0 e variância  $(1/2)$  por dimensão complexa. E visto que a faixa das subportadoras pode ser considerada estreita em relação à banda dos sub-canais, pode-se considerar que os sub-canais propiciam um desvanecimento plano em frequência sob esse sinal. Por se tratar de um ambiente com mobilidade baixa, variante em até o valor máximo de 3 m/s, considera-se o canal com desvanecimento lento. Grande parte dessa abordagem foi possível graças ao emprego da técnica OFDM. Na tabela a seguir, tem-se descrito os *taps* referentes ao canal empregado com valores de atrasos e perfil de potência [68].



Tabela 5.1 – Parâmetros do canal.

<b>Taps</b>	<b>Atrasos (ns)</b>	<b>Potência média(dB)</b>
1	0	0
2	10	-0.9
3	20	-1.7
4	30	-2.6
5	40	-3.5
6	50	-4.3
7	60	-5.2
8	70	-6.1
9	80	-6.9
10	90	-7.8
11	110	-4.7
12	140	-7.3
13	170	-9.9
14	200	-12.5
15	240	-13.7
16	290	-18.0
17	340	-22.4
18	390	-26.7

### 5.1.6 Estimação e Equalização

A estimação dos símbolos enviados é considerada ideal, ou seja, os coeficientes de desvanecimentos relacionados ao canal são perfeitamente conhecidos no receptor. O equalizador adotado foi o *zero-forcing* (forçagem-a-zero), o qual é considerado um algoritmo de equalização linear baseado na aplicação da inversa da resposta em frequência do canal ao sinal recebido.

### 5.1.7 Decodificação

A decodificação empregada foi baseada no algoritmo de Soma-Produto (SPA). O algoritmo foi configurado com limite de 10 iterações por palavra-código, pois foi avaliado que o desempenho é considerado satisfatório e com baixa complexidade. Além disso, a matriz de paridade  $H$  utilizada possui taxa de 0.76 e tamanho da palavra-código de 19200 bits. A inicialização da decodificação utilizando o algoritmo SPA procede-se através do envio das probabilidades dos nós de variável para os nós de função. A decodificação LDPC utiliza a razão entre as probabilidades de um dado bit ser 0 ou 1, como uma pseudo-probabilidade *a posteriori*.

As probabilidades LLRs apresentam-se da seguinte forma:

$$\begin{aligned} LLR(S^i) &= \ln \left( \frac{P(S^i = 0 | Y)}{P(S^i = 1 | Y)} \right) \\ &= \ln \left( \frac{\sum_{S \in \mathcal{S}_0^i} P(Y | S)}{\sum_{S \in \mathcal{S}_1^i} P(Y | S)} \right), \end{aligned} \quad (5.9)$$

em que  $S$  é um ponto da constelação,  $Y$  é o sinal recebido,  $S^i$  corresponde ao  $i$ -ésimo bit do símbolo  $S$ ,  $\mathcal{S}_0^i$  e  $\mathcal{S}_1^i$  são os conjuntos de pontos da constelação que satisfazem a condição do valor subscrito para o bit  $i$ , por exemplo,  $\mathcal{S}_0^1$  corresponde ao conjunto dos símbolos que possuem o bit 1 igual a zero. O cálculo das LLRs da Equação 5.9 está diretamente ligado à complexidade de decodificação, por isso qualquer tipo de redução ou simplificação torna-se importante.

O sinal recebido pode ser expresso por  $Y = y_I + jy_Q$ , em que  $y_I$  corresponde à componente em fase e  $y_Q$  à componente em quadratura. Pode-se definir a função de distribuição de probabilidade <sup>2</sup> condicionada a cada um dos símbolos de forma independente para componente em fase e em quadratura, da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P(y_I | S_k) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left[ \frac{(y_I - \text{Re}(S_k))^2}{2\sigma^2} \right]}, \\ P(y_Q | S_k) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left[ \frac{(y_Q - \text{Im}(S_k))^2}{2\sigma^2} \right]}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

A realização da simplificação no primeiro processo relativo ao decodificador SPA com foco na modulação 16-APSK(4,12) é descrita a seguir, sendo que esta pode ser aplicada também a outras modulações, com a devida atenção aos rótulos binários e à questão de simetria necessária. Para realização das simplificações no cálculo das  $LLRs$ , é necessário definir os rótulos binários da constelação  $b_3b_2b_1b_0$  em ordem do bit mais significativo para o menos significativo. Para cada um dos níveis binários é preciso definir os conjuntos de símbolos que correspondem à transmissão de um bit 0 ou 1. Utilizando a notação previamente definida na Figura 5.3, estes

<sup>2</sup> Observa-se que a pdf avaliada na Equação 5.10 é caracterizada como gaussiana, visto que quando o sinal é introduzido no decodificador já transcorreu pela etapa do equalizador *zero-forcing*.

conjuntos são:

$$\begin{aligned}
b_0 &\rightarrow \begin{cases} \mathcal{S}_0^0 = \{S_0, S_1, S_4, S_5, S_6, S_7, S_8, S_9\}, \\ \mathcal{S}_1^0 = \{S_2, S_3, S_{10}, S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}, S_{15}\}, \end{cases} \\
b_1 &\rightarrow \begin{cases} \mathcal{S}_0^1 = \{S_0, S_3, S_4, S_5, S_6, S_{13}, S_{14}, S_{15}\}, \\ \mathcal{S}_1^1 = \{S_1, S_2, S_7, S_8, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}\}, \end{cases} \\
b_2 &\rightarrow \begin{cases} \mathcal{S}_0^2 = \{S_5, S_6, S_7, S_8, S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}\}, \\ \mathcal{S}_1^2 = \{S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_9, S_{10}, S_{15}\}, \end{cases} \\
b_3 &\rightarrow \begin{cases} \mathcal{S}_0^3 = \{S_4, S_5, S_8, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{14}, S_{15}\}, \\ \mathcal{S}_1^3 = \{S_0, S_1, S_2, S_3, S_6, S_7, S_{12}, S_{13}\}. \end{cases}
\end{aligned} \tag{5.11}$$

A partir da definição das LLRs apresentado na Equação 5.9, das funções de densidade de probabilidade (PDF) apresentadas na Equação 5.10 e utilizando os conjuntos definidos na Equação 5.11, pode-se apresentar de forma mais clara o cálculo das LLRs. Desta forma tem-se:

$$LLR(b_0) = \ln \left( \frac{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_0^0} P(y_Q | S_k)}{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_1^0} P(y_Q | S_k)} \right), \tag{5.12}$$

$$LLR(b_1) = \ln \left( \frac{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_0^1} P(y_I | S_k)}{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_1^1} P(y_I | S_k)} \right), \tag{5.13}$$

$$LLR(b_2) = \ln \left( \frac{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_0^2} P(y_I | S_k) P(y_Q | S_k)}{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_1^2} P(y_I | S_k) P(y_Q | S_k)} \right), \tag{5.14}$$

$$LLR(b_3) = \ln \left( \frac{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_0^3} P(y_I | S_k) P(y_Q | S_k)}{\sum_{S_k \in \mathcal{S}_1^3} P(y_I | S_k) P(y_Q | S_k)} \right). \tag{5.15}$$

Nota-se que para o cálculo da LLR para os bits relativos a  $b_0$  e  $b_1$  houve uma redução de complexidade numérica pois existe uma simetria em relação ao eixo real para o  $b_0$  e em relação ao eixo imaginário para  $b_1$ . Esta simetria pode ser observada na Figura 5.3, onde os rótulos são apresentados para cada um dos símbolos. Para os demais bits é necessário realizar o cálculo completo, o que implica numa complexidade um pouco maior, mas não proibitiva em termos de complexidade. Quando as equações das LLR resultam em valores positivos, então correspondem ao bit 0, caso contrário, ao bit 1.

## 5.2 Metodologia

As simulações realizadas neste trabalho foram geradas em software de linguagem matemática Matlab com avaliação numérica baseada no método de Monte Carlo [69]. Foram geradas figuras de avaliação de BER em função da SNR e curvas de avaliação do fator de PAPR sob a perspectiva da CCDF (*complementary cumulative distribution function*). Utilizou-se três frames por critério de refinamento das simulações.

Considerou-se um sistema SISO com multiportadora baseado na técnica OFDM, banda passante, estruturado no padrão WLAN (IEEE802.11a) com algumas adaptações. Em razão de simplificar a demanda computacional exigida, ao invés de 48 subportadoras para dados utilizou-se 12 subportadoras, visto que nessas subportadoras que serão codificadas as palavras-código e manteve-se a mesma quantidade de subportadoras para formação do símbolo OFDM. Como o canal Rayleigh considerado nesse trabalho é avaliado em plano, quasi-estático, sobre cada subportadora, configurou-se a transmissão de uma palavra-código inteira sobre cada uma das subportadoras, ao invés de espalhar os símbolos da palavra-código sobre as subportadoras do símbolo OFDM, como tradicionalmente é realizado, isto é, o primeiro símbolo OFDM contém os primeiros símbolos das 12 palavras-código geradas, o segundo símbolo pelos segundos símbolos e assim sucessivamente. Dessa forma simplificam-se as operações requeridas na decodificação das palavras-código no receptor e possibilita-se a utilização de baixa densidade de subportadoras. Na geração das variáveis aleatórias gaussianas designadas ao ruído AWGN foi fixado um valor de semente (no caso, valor 10), com intuito de realizar uma comparação justa entre as modulações empregadas.

Na próxima seção serão demonstrados os resultados obtidos nesse trabalho de dissertação.

### 5.3 Resultados de Simulação

Nesta seção, apresentam-se os resultados de simulação obtidas com o intuito de avaliação dos desempenhos de  $BER \times SNR$  e de PAPR. Por critério de simplicidade e de visualização, separam-se em três partes as simulações: canal com somente AWGN, canal com desvanecimento Rayleigh [68] e somente curvas de PAPR.

#### 5.3.1 Canal AWGN

Com objetivo de visualizar o desempenho de BER versus SNR do sistema proposto sem codificação LDPC, considera-se na Figura 5.6, em que nota-se na faixa de  $BER = 10^{-3}$  um ganho em torno de 0,2 dB da modulação 16-QAM em relação à modulação 16-APSK(4,12), e de 3 dB em relação à 16-APSK(8,8). Foi utilizado decodificador ótimo ML no receptor.

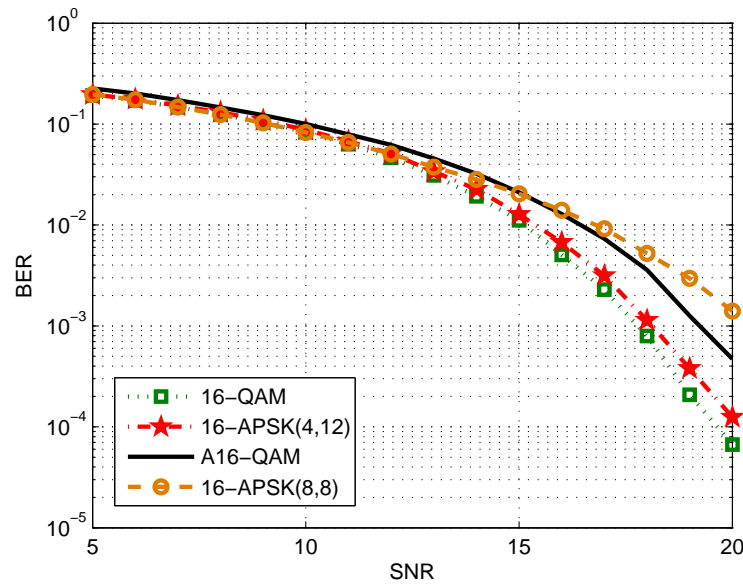


Figura 5.6 – Curva de BER  $\times$  SNR para canal AWGN sem codificação.

Na Figura 5.7, é exibida a curva de BER versus SNR para o sistema proposto agora com codificação LDPC e com *interleaver* e decodificador SPA. Nota-se que a modulação 16-APSK(4,12) obteve desempenho superior às outras curvas. A curva da modulação 16-APSK(4,12) apresentou ganho de 0,05 dB em relação a tradicional 16-QAM, e também um ganho de SNR na faixa de 0,25 dB em comparação com a 16-APSK(8,8) e de 1,55 dB em relação à A16-QAM, considerando a faixa de  $BER = 10^{-4}$ . Foi também plotada a curva referente a modulação 16-QAM sem codificação para visualização do ganho de codificação proporcionado ao sistema. Na faixa de  $BER = 2 \times 10^{-4}$ , percebe-se um ganho de 3,8 dB da curva com codificação LDPC em relação a sem codificação.

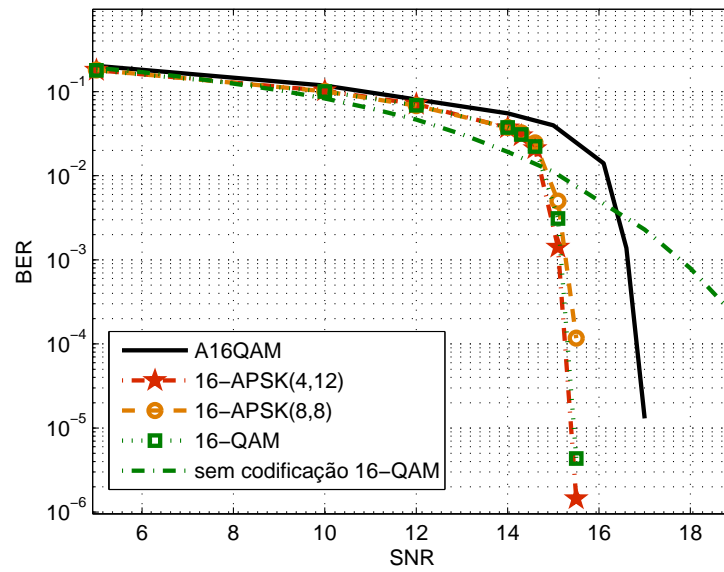


Figura 5.7 – Curva de BER  $\times$  SNR para canal AWGN com codificação LDPC.

### 5.3.2 Canal Rayleigh

Nesta seção mostra-se os resultados alcançados em canal com desvanecimento Rayleigh baseado no modelo adotado em [68], descrito anteriormente. Na Figura 5.8, apresenta-se a curva de BER em um sistema sem codificação LDPC e com demodulador ótimo ML. Nota-se que a modulação 16-QAM apresenta a melhor performance, em que para uma  $BER = 10^{-2}$  têm-se um ganho de 0,3 dB em comparação com a modulação 16-APSK(4,12) e uma diferença de 1,5 dB com diz respeito a 16-APSK(8,8) e de 1,9 dB em relação a A16-QAM.

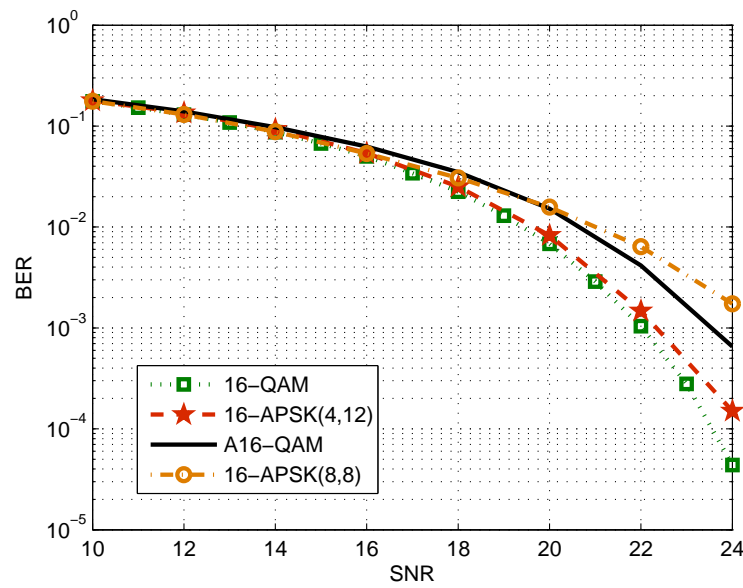


Figura 5.8 – Curva de BER  $\times$  SNR para canal Rayleigh sem codificação e receptor ML.

Nota-se na Figura 5.9, que a modulação 16-APSK(4,12) obteve a melhor performance entre as curvas plotadas. Nota-se também que as 3 curvas correspondentes às modulações 16-APSK(4,12), 16-QAM e 16-APSK(8,8) obtiveram desempenhos próximos. Também foi gerada a curva referente a modulação 16-QAM sem codificação para visualização. Na faixa de  $BER = 4.5 \times 10^{-5}$ , percebe-se um ganho de 4 dB da curva com codificação LDPC em relação a sem codificação.

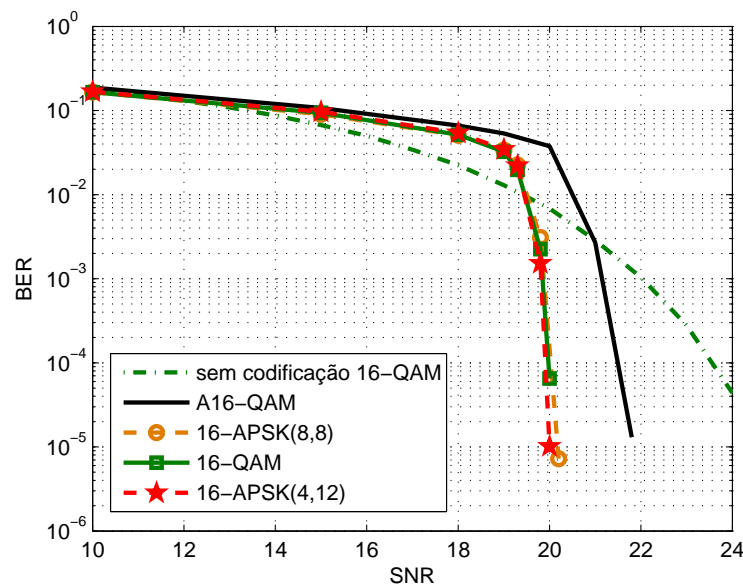


Figura 5.9 – Curva de BER  $\times$  SNR para canal Rayleigh com codificação LDPC e receptor SPA.

Visto que em todas as simulações anteriores foi considerado, tanto na transmissão como na recepção, o uso do filtro ideal retangular, que por critério de simulações é considerado válido. Mas na prática geralmente é implementado o filtro de cosseno levantado, raiz de cosseno levantado, entre outros. Em razão desse fato foi realizada a simulação com filtro de cosseno levantado com fator de *roll-off* fixado em 0.2 para análise de performance. Adotou-se o uso de um *frame* em razão de custo computacional. Na Figura 5.10 pode-se visualizar o ganho proporcionado pelo filtro de cosseno levantado, visto também que este proporciona incremento na banda do sinal em função do fator de *roll-off* [53, 54].

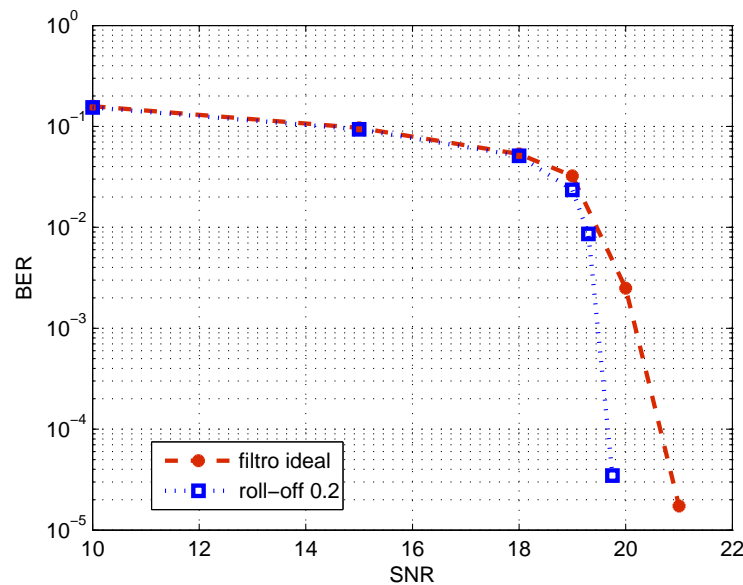


Figura 5.10 – Curva de BER  $\times$  SNR para canal Rayleigh com codificação LDPC e receptor SPA empregando filtro ideal e filtro cosseno levantado.

### 5.3.3 Simulações para avaliação de PAPR

Como descrito no Capítulo 4, o fator de PAPR é um dos grandes obstáculos na configuração de um sistema multiportadora OFDM. Geralmente, na literatura, utiliza-se para mensurar e avaliar o fator de PAPR a geração de curvas de CCDF. Neste trabalho avaliou-se o PAPR sob a ótica de curvas de CCDF, por via de simulação numérica, para sistemas com e sem codificação LDPC.

Na Figura 5.11, pode-se visualizar, para um sistema sem codificação LDPC, as curvas para as devidas modulações. Nota-se que a modulação 16-APSK(8,8) foi a curva que apresentou a menor relação de PAPR. Exibe-se que apresenta ganho de PAPR de 0,35 dB em relação à



modulação 16-QAM, 0,15 dB em relação à 16-APSK(4,12) e 0,1375 dB em relação a modulação A16-QAM, para o ponto de referência de probabilidade de  $10^{-3}$ .

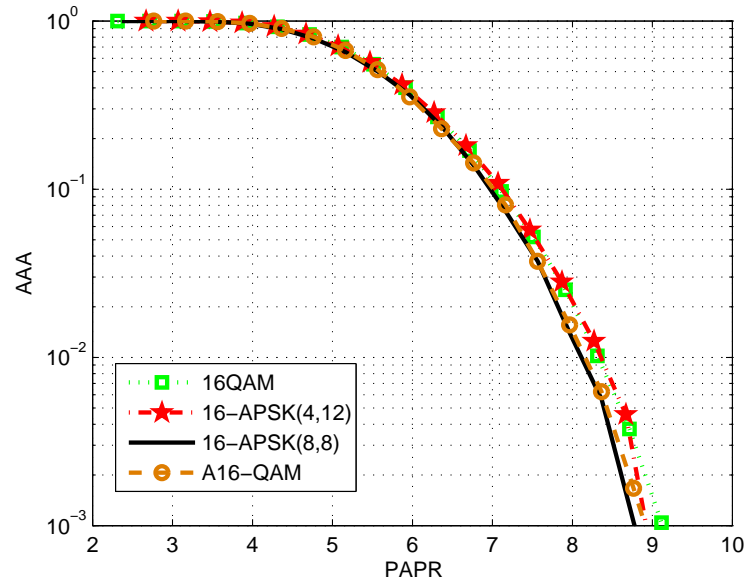


Figura 5.11 – Curva CCDF para um sistema sem codificação LDPC.

Na Figura 5.12 é gerada a curva para um sistema com codificação LDPC. Repara-se que a modulação 16-APSK(8,8) novamente apresentou a menor relação de PAPR. Nota-se que esta, apresenta ganho de PAPR de 0,325 dB em relação às modulações 16-QAM e 16-APSK(4,12), visto que estas apresentaram desempenho muito próximos, e 0,1 dB em relação à A16-QAM, fixando o ponto de probabilidade em  $10^{-3}$ .

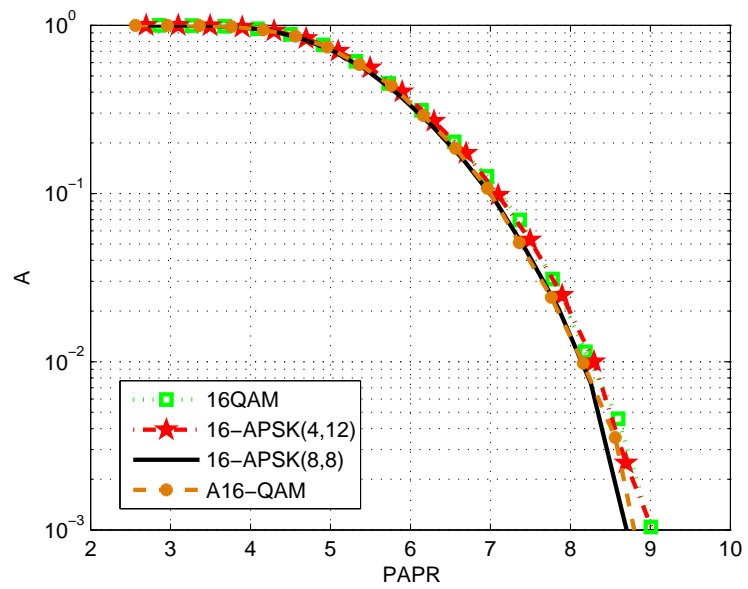


Figura 5.12 – Curva CCDF para um sistema com codificação LDPC.

## 6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho de dissertação de mestrado foi considerado um sistema de comunicação digital sem fio com uma configuração SISO. Apresentou-se no Capítulo 3, a descrição de conceitos e características sobre modulação digital com foco no emprego de constelações que apresentam 4 bits por símbolo. Detalharam-se as constelações com emprego recente em tecnologias emergentes, tais como, 16-APSK com configurações (4,12) e (8,8), em que avaliou-se e determinou-se numericamente o valor da razão do parâmetro  $\gamma$  para um sistema não codificado, com intuito de maior redução possível de BER; adicionalmente, foi configurada e rotulada a constelação recentemente proposta na literatura, a A16-QAM. Estas modulações foram analisadas e comparadas com relação à tradicional constelação 16-QAM. No Capítulo 4, descreveram-se conceitos e parâmetros atribuídos à tecnologia multiportadora OFDM. Apresentaram-se detalhes a respeito das etapas e procedimentos adotados com base nesta tecnologia que possui uma vasta gama de aplicações. Ainda neste capítulo, foram descritos princípios fundamentais sobre os códigos LDPC, as etapas de codificação, abordagem inicial a respeito dos grafos de Tanner, características e representação da matriz de paridade  $H$  sob perspectiva da representação gráfica, abordagem sobre os tipos de decodificação, descrição das etapas do algoritmo de soma-produto usado para decodificação iterativa. No Capítulo 5, foi apresentado o sistema proposto. Apresentou-se o modelo do sistema multiportadora considerando o uso da técnica OFDM, o procedimento para geração das palavras-código em si, o modelo de canal adotado. Uma das contribuições deste trabalho foi referente à redução de complexidade ao decodificador SPA. A simplificação reduz a complexidade na primeira etapa do processo de decodificação. Ao final do capítulo foi apresentada a metodologia empregada neste trabalho com as devidas considerações e foram demonstrados os resultados finais obtidos por via de simulação.

Constatou-se através dos resultados obtidos por simulação que a constelação 16-APSK com configuração (4,12) obtém melhor desempenho de BER tanto em canal AWGN como em canais do tipo Rayleigh para o caso com codificação LDPC. Notou-se que o desempenho da modulação 16-APSK(8,8), mesmo apresentando uma leve degradação em relação às curvas de  $BER \times SNR$  em relação às modulações 16-APSK(4,12) e 16-QAM, promove melhor desempenho em termos de redução da PAPR. As curvas de CCDF foram geradas com intuito de avaliação de PAPR visto ser um dos grandes entraves intrínsecos ao sistema OFDM. Foi demonstrado pelos resultados obtidos nas Figuras 5.11 e 5.12 que as modulações 16-APSK(4,12),

16-APSK(8,8) e A16-QAM apresentaram menor relação de PAPR em relação à tradicional 16-QAM. Com os resultados obtidos, conclui-se ser interessante o emprego destas modulações em sistemas modernos de comunicação. A simplificação na complexidade computacional aplicada ao algoritmo de decodificação SPA, foi obtida graças à distribuição dos pontos da constelação 16-APSK(4,12) e ao rotulamento adotado.

Para trabalhos futuros sugere-se a extensão da proposta para sistemas com múltiplas antenas (MIMO), visto ser um tema que apresenta-se em evidência na atualidade. Também recomenda-se a ampliação da proposta sobre outros modelos de canais de comunicação para averiguar o comportamento em termos de taxa de erro e PAPR. Outra opção interessante seria a busca de otimização dos códigos LDPC considerando o uso de técnicas de *Density Evolution* e *Exit Charts*. Sugere-se também a determinação da equação de BER analítica para o sistema proposto.

## REFERÊNCIAS

- [1] NEE, R. V.; WILD, A. de. Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm. In: **48th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 3, p. 2072–2076 vol.3. ISSN 1090-3038.
- [2] CIOCHINA, C.; BUDA, F.; SARI, H. An analysis of ofdm peak power reduction techniques for wimax systems. In: **IEEE International Conference on Communications (ICC '06)**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 10, p. 4676–4681. ISSN 8164-9547.
- [3] SHANNON, C. E. A Mathematical Theory of Communication. **Bell Systems Technical Journal**, v. 27, p. 379–423 and 623–656, Fev 1948.
- [4] HAMMING, R. Error Detecting and Error Correcting Codes. **Bell Systems Technical Journal**, v. 29, p. 147–160, Apr 1950.
- [5] HOCQUENGHEM, A. Codes correcteurs d'erreurs. In: **Chiffres (Paris)**. [S.l.: s.n.], 1959.
- [6] BOSE., R. C.; RAY-CHAUDHURI, D. K. On a class of error correcting binary group codes. In: **Information and Control**. [S.l.: s.n.], 1960.
- [7] IRVING, R. S.; SOLOMON, G. Polynomial Codes over Certain Finite Fields. **Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics** , v. 8, p. 300–304, 1960.
- [8] ELIAS, P.; CAIN, J. Coding for noisy channels. In: **IRE Conv. Rec.** [S.l.: s.n.], 1955.
- [9] BERROU, C.; GLAVIEUX, A.; THITIMAJSHIMA, P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes . **IEEE International Conference on Communications**, v. 2, p. 1064–1070, May 1993.
- [10] MACKAY, D.; NEAL, R. Near shannon limit performance of low density parity check codes. **Electronics Letters**, v. 32, p. 1645–1646, 1996.
- [11] SCHLEGEL, C. B.; PÉREZ, L. C. **Trellis and Turbo Coding**. Cambridge: IEEE Press and Wiley-Interscience, 2004.
- [12] GALLAGER, R. **Low-Density Parity-Check Codes**. — Massachusetts: MIT Press, 1963.
- [13] MACKAY, D. Good Error-Correcting Codes based on Very Sparse Matrices. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 45, n. 2, p. 399–431, Mar 1999.
- [14] RICHARDSON, T. J.; URBANKE, R. L. The capacity of Low-density parity check codes under message-passing decoding. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 599–618, Feb 2001.
- [15] RICHARDSON, T.; SHOKROLLAHI, A.; URBANKE, R. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 619–637, Sep 2001.
- [16] LUBY, M. G. et al. Improved low-density parity-check codes using irregular graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, p. 585–598, 2001.

- [17] CHUNG, S. et al. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the shannon limit. **IEEE Communications Letters**, v. 5, p. 58–60, 2001.
- [18] MORELLO, A.; MIGNONE, V. Dvb-s2: the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting. **Int. J. Satell. Commun. Network**, 2004.
- [19] IEEE 802.16m-2011. **IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment 3: Advanced Air Interface**. [S.l.], 2011.
- [20] BLAHUT, R. **Introduction to Error Correcting Codes**. New York: Cambridge University Press, 1983.
- [21] TANNER, R. M. A recursive approach to low complexity codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 27, n. 5, p. 533–547, Sep 1981.
- [22] WIBERG, N.; LOELIGER, H.; KUTER, R. Codes and iterative decoding on general graphs. **Euro. Trans. Telecommun**, v. 6, p. 513–525, 1995.
- [23] LOELIGER, H. An introduction to factor graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 21, p. 28–41, 2004.
- [24] KSCHISCHANG, F. R.; FREY, B. J.; LOELIGER, H. Factor Graphs and the Sum-Product Algorithm. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 498–519, Feb 2001.
- [25] MCGOWAN, J. A.; WILLIAMSON, R. C. Loop removal from ldpc codes. In: **Information Theory Workshop**. [S.l.: s.n.], 2003.
- [26] RICHARDSON, T. J.; URBANKE, R. L. Efficient encoding of low-density parity-check codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 638–656, Feb 2001.
- [27] LEGG, A. P. **Codificação LDPC para aplicações em códigos de barra 2D coloridos**. Thesis — UFSC, 2011.
- [28] ZHANG, T.; PARHI, K. K. A class of efficient-encoding generalized low-density parity-check codes. In: ACOUSTICS, I. I. C. on (Ed.). **Speech, and Signal Processing**. [S.l.: s.n.], 2001.
- [29] KSCHISCHANG, F. R.; FREY, B. J. Iterative Decoding of Compound Codes by Probability Propagation in Graphical Models. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 16, n. 2, p. 219–230, Feb 1998.
- [30] ETZION, T.; TRACHTENBERG, A.; VARDY, A. Which Codes Have Cycle-Free Tanner Graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 45, n. 6, p. 2173–2181, Sep 1999.
- [31] ADACHI, F.; SAWAHASHI, M. Performance analysis of various 16 level modulation schemes under rayleigh fading. In: **Electron. Lett.** [S.l.: s.n.], 1992. v. 28, p. 1579–1581.
- [32] PERVAIZ, A.; FARHAN, H.; JECHANG, J. A new demapping technique for 16-apsk modulation for digital video broadcasting in awgn channel. **International Conference on Convergence and Hybrid Information Technology**, v. 2, p. 9–12, 2008.
- [33] LIU, X. Corrections to Low PMEPR code based on Star-16-QAM constellations for OFDM. **IEEE Communications Letters**, v. 12, n. 1, p. 7, Jan 2008.

- [34] HAN, S. H.; LEE, J. H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. In: **IEEE Wireless Communications**. [S.l.: s.n.], 2005.
- [35] LIU, X.; WU, H.-C. Analysis and evaluation of novel asterisk-16qam constellation family and its application for pmep control in golay-coded ofdm systems. In: **IEEE International Conference Communications (ICC)**. [S.l.: s.n.], 2010.
- [36] ETSI EN 302 583 (V1.1.1). **Framing structure, channel coding and modulation for Satellite services to Handheld devices (SH) below 3 GHz**. [S.l.], 2007.
- [37] ETSI TS 102 354 (V1.2.1). **Satellite Earth Stations and Systems (SES); Broadband Satellite Multimedia (BSM); Transparent Satellite Star - B (TSS-B); IP over Satellite (IPoS) Air Interface Specification**. [S.l.], 2006.
- [38] O.AFELUMO; AWOSEYILA, A.; EVANS, B. Simplified evaluation of apsk error performance. **Electronics Letters**, v. 48, n. 14, p. 886–888, 2012. ISSN 0013-5194.
- [39] LIOLIS, K.; ALAGHA, N. On 64-apsk constellation design optimization. In: **10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications**. [S.l.: s.n.], 2008.
- [40] BENEDETTO, S. et al. Mhoms: high-speed acm modem for satellite applications. **IEEE Wireless Communications**, v. 12, n. 2, p. 66–77, 2005. ISSN 1536-1284.
- [41] ORANGE, C. **Flexible Serially Concatenated Convolutional Turbo Codes with Near-Shannon Bound Performance for Telemetry Applications**. [S.l.: s.n.], 2007.
- [42] TAHA, Z. Q.; LIU, X. Low pmep code based on star-16-qam constellation for ofdm. **IEEE Communications Letters**, v. 11, n. 9, p. 747–749, sep 2007.
- [43] THUAKAEW, S.; CHAYRATSAMI, P. The optimum ring ratio of 16-apsk in lte uplink over nonlinear system. In: **15th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 805–809. ISBN 978-89-968650-1-8.
- [44] YAO, E.; YANG, S.; JIANG, W. A simplified soft decision demapping algorithm of 16-apsk signals in awgn channel. **COSNWCC**, v. 1, p. 103–106, 2010.
- [45] DONG, X.; BEAULIEU, N. C.; WITTKE, P. H. Error probabilities of two-dimensional m-ary signaling in fading. **IEEE Transactions on Communications**, v. 47, n. 3, p. 352–355, Mar 1999.
- [46] MANIMEGALAI, C.; KUMAR, R. Efficacy of 16-apsk modulation for multiband pulsed-ofdm uwb-communication systems. In: **World Congress Information and Communication Technologies (WICT)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 150–155.
- [47] SABERINIA, E. et al. Pulsed-ofdm modulation for ultrawideband communications. **IEEE Transactions on vehicular Technology**, v. 58, n. 2, p. 720–726, Feb 2009.
- [48] LIU, X.; WU, H.-C. Novel Asterisk 16QAM Constellation for COFDM. **IEEE Communications Letters**, v. 14, n. 7, Jul 2010.
- [49] CHANG, R. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data. **BSTJ**, p. 1775–1797, Dec 1966.

- [50] SALTZBERG, B. Performance of an efficient parallel data transmission systems. **IEEE Trans. on Comm. Tech.**, p. 805–811, Dec 1967.
- [51] WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. **IEEE Trans. on Comm. Tech.**, p. 628–634, Oct 1971.
- [52] PELED, A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In: **Proc. of ICASSP '80**. [S.l.: s.n.], 1980.
- [53] LI, Y. G.; STUBER, G. **Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications**. Atlanta: Springer, 2006. ISBN 9781441939708.
- [54] BAHAI, A.; SALTZBERG, B. **Multi-carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM**. Kluwer Academic/Plenum, 1999. (Information Technology Series). ISBN 9780306462962. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=XJHFY0jTcEsC>>.
- [55] OCHIAI, H.; IMAI, H. Performance analysis of deliberately clipped ofdm signals. **IEEE Transactions on Communications**, v. 50, n. 1, Jan 2002. ISSN 0090-6778.
- [56] LIN, C.-T.; WU, W.-R. Clipping ratio estimation for ofdm receivers. In: **Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring, 2005 IEEE 61st**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 797–800 Vol. 2. ISSN 1550-2252.
- [57] GUOGUANG, C.; ANSARI, R.; YINGWEI, Y. Improved peak windowing for papr reduction in ofdm. In: **Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 1550-2252.
- [58] SIEGL, C.; FISCHER, R. Comparison of partial transmit sequences and selected mapping for peak-to-average power ratio reduction in mimo ofdm. In: **International ITG Workshop on Smart Antennas**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 324–331.
- [59] YANG, X.; WANG, J.; LI, D. Selected mapping in correlatively coded ofdm. In: **Second International Conference on Communications and Networking**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1121–1125.
- [60] JUNG-CHIEH, C. Partial transmit sequences for papr reduction of ofdm signals with stochastic optimization techniques. **Consumer Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 3, p. 1229–1234, Aug 2010. ISSN 0098-3063.
- [61] MOSIER, R.; CLABAUGH, R. Kineplex, a Bandwidth efficient binary transmission system. **AIEE Trans.**, v. 76, p. 723–728, Jan 1958.
- [62] ZIMMERMAN, M.; KIRSH, A. The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable rate data modem for HF radio. **IEEE Trans. Communications**, v. 15, p. 197–205, Apr 1967.
- [63] ETSI EN 300 744 (V1.4.1). **Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial televisio**. [S.l.], 2000.
- [64] IEEE Std 802.11a-1999. **Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band**. [S.l.], 1999.



- [65] MYUNG, S.; YANG, K.; KIM, J. Quasi-Cyclic LDPC Codes for Fast Encoding. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 51, n. 8, p. 2894–2900, Aug 2005.
- [66] HU, X. Y.; ELEFThERIOU, E.; ARNOLD, D. Progressive edge-growth Tanner graphs. **IEEE GLOBECOM**, p. 995–1001, Nov 2001.
- [67] SRIDHARAN, G. et al. Optimizing Burst Erasure Correction of LDPC Codes by Interleaving. **ISIT**, p. 1143–1147, Jul 2008.
- [68] J.MEDBO; SCHRAMM, P. **Channel Models for HIPERLAN/2**. 1998.
- [69] METROPOLIS, N.; ULAM, S. The Monte Carlo Method. **Journal of the American Statistical Association**, v. 44, n. 247, p. 335–345, Sep 1949.