

EDUARDO YOSHIKATO SILVA

**Estudo e análise de desempenho de Sistema de
Comunicação sobre Rede de Energia**

Santo André, SP, Brasil

2019

EDUARDO YOSHIKATO SILVA

Estudo e análise de desempenho de Sistema de Comunicação sobre Rede de Energia

Monografia apresentada ao curso de Engenharia de Informação da Universidade Federal do ABC como parte dos requisitos para obtenção do grau de Engenheiro em Eletrônica.

Universidade Federal do ABC – UFABC

Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas — CECS

Graduação em Engenharia de Informação

Orientador: MARCO AURÉLIO CAZAROTTO GOMES

Santo André, SP, Brasil

2019

Aos meus pais, Silvio e Helena. À minha esposa, Simone, por todo apoio, incentivo e paciência durante os momentos mais difíceis de minha graduação.

Agradecimentos

Agradeço à todos os professores que tive durante a graduação. Em especial agradeço ao meu orientador, pela disponibilidade, paciência e dedicação.

Resumo

O tema principal deste trabalho foi o estudo e a análise de desempenho de um sistema de comunicação sobre linhas de energia (PLC - Power Line Communication), apresentando simulações computacionais da transmissão de dados utilizando as modulações BPSK (do inglês, Binary Phase Shift Keying), QPSK (do inglês, Quadrature Phase Shift Keying) e OFDM (do inglês, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) além do código corretor de erros LDPC (do inglês, Low Density Parity Check), tanto na presença de ruído gaussiano quanto na presença de ruído impulsivo. Foram demonstradas que as características do canal PLC degradam significativamente o sinal após ele ser transmitido, durante a propagação, exigindo boas técnicas de transmissão para viabilizar o sistema. Mostramos neste trabalho que o número de iterações na decodificação LDPC melhora a taxa de erro na recepção do sistema, mas que a partir de 30 iterações o ganho é pequeno em relação ao custo computacional. Por fim, foi realizada a comparação do desempenho do sistema na presença de ruído gaussiano aditivo branco e de ruído impulsivo, demonstrando que as características deste último degradam significativamente o sinal recebido.

Palavras-chave: PLC - Power Line Communication, Comunicação por linhas de Energia, Ruído Impulsivo, Codificação LDPC.

Abstract

The main theme of this work was the study and performance analysis of a Power Line Communication (PLC) system, presenting computational simulations of data transmission using the BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) and OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modulation, as well as the corrector code LDPC (Low Density ParityCheck), both in the presence of gaussian and impulsive noise. It has been shown that the characteristics of the PLC channel significantly degrade the signal after it is transmitted, during propagation, requiring good transmission techniques to enable the system. We show in this work that the number of iterations in LDPC decoding improves the system reception error rate, but from 30 iterations the gain is small in relation to the computational cost. Finally, the system performance was compared in the presence of the additive white gaussian noise and impulsive noise, showing that the characteristics of impulsive noise significantly degrade the received signal.

Key-words: PLC, Power Line Communication, Impulsive Noise, LDPC Coding.

Lista de abreviaturas e siglas

AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP	Cyclic Prefix
CDF	Cumulative Distribution Function
DFT	Discrete Fourier Transform
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
ICI	Inter Carrier Interference
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LDPC	Low Density Parity Check
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PCM	Pulse Code Modulation
PDF	Probability Density Function
PDM	Pulse Density Modulation
PLC	Power Line Communication

PLC-BB	Power Line Communication - Broadband
PLC-NB	Power Line Communication - Narrow Band
PM	Phase Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SNR	Signal To Noise Ratio
TLC	Teorema do Limite Central
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
ZF	Zero Forcing

Sumário

1	Introdução	10
1.1	Organização do Trabalho	12
2	Sistemas PLC	13
2.1	Sistemas de Comunicação	13
2.2	Codificação de Canal	14
2.2.1	Códigos corretores de erros	15
2.2.1.1	Códigos de Blocos	15
2.2.1.2	Códigos LDPC	17
2.2.1.3	Representação dos códigos LDPC	18
2.2.1.4	Decodificação LDPC	18
2.3	Modulação	19
2.3.1	Modulação Digital	21
2.3.1.1	BPSK	21
2.3.1.2	QPSK	22
2.3.1.3	PSK M-ário	23
2.3.2	OFDM	24
2.3.2.1	Ortogonalidade e Sub-Portadoras OFDM	25
2.3.2.2	Transmitindo Sinais OFDM	26
2.4	Canal	27
2.4.1	Canal Aditivo Gaussiano (AWGN, additive white Gaussian noise)	28
2.4.2	Canal PLC	29
2.4.2.1	Atenuação e multipercursos	29
2.4.2.2	Ruído Impulsivo	30
2.4.2.3	E_b/N_0 generalizada	32
3	Resultados e Discussão	34
3.1	Ruído Impulsivo	34
3.2	Simulação para o Canal AWGN	34
3.3	Canal PLC com Ruído Branco Aditivo Gaussiano	37
3.4	Canal PLC com Ruído Combinado	38
3.5	Modulação BPSK com Canal PLC e Ruídos Branco Aditivo Gaussiano e Impulsivo	40
3.6	Modulação QPSK com Canal PLC e Ruídos Branco Aditivo Gaussiano e Impulsivo	40

4 Conclusão	42
Referências	44

1 Introdução

A rede de energia atual é um sistema de geração, transmissão e distribuição de eletricidade (BERGER L. T.; KRZYSZTOF, 2015). Inicialmente, a energia é produzida em estações centrais e transportadas em alta tensão, através de linhas de transmissão, até os centros de consumo. Conforme o avanço da sociedade, novas demandas energéticas foram surgindo, seja pelo aumento do número de consumidores e residências, seja pelo aumento da demanda no setor industrial. No entanto, nos últimos cem anos não houve mudanças revolucionárias na estrutura da rede de energia (LI, 2010). Esta estagnação impossibilitou por muito tempo a tomada de medidas necessárias para trazer o equilíbrio do sistema, no sentido de minimizar a diferença entre consumo, desperdício e demanda de energia, além de inibir ações como uso de energia alternativa e intermitente, alcançar metas de economia de energia para redução de picos de demanda e controles digitais para aumentar a confiabilidade e abreviar a restauração (RIVERA; ESPOSITO; TEIXEIRA, 2013). Neste contexto, espera-se que a infraestrutura de energia sofra grande transformação, evoluindo o sistema, integrando a infraestrutura da rede elétrica com redes de comunicações.

A implementação de *Smart Grids*, ou sistema de Redes Elétricas Inteligentes permite uma maior eficiência, confiabilidade e integração na rede elétrica, implicando em um menor consumo de energia e um fornecimento de qualidade igual ou superior ao atual, reduzindo custos e impactos ecológicos (LOPES et al., 2012). Na questão da eficiência, pode-se destacar a possibilidade de resposta à demanda, gerenciamento de carga e tarifação em tempo real. Quanto à confiabilidade, permite a identificação de problemas, como falhas em ativos da rede, fazendo com que a concessionária ou o próprio usuário possam tomar as devidas providências antes que o problema ocorra ou que uma parte maior da rede seja afetada. No caso da integração, existe a possibilidade de automação de subestações ou até mesmo de quadros elétricos residenciais, programados para redistribuição, acionamento de ativos da rede ou até mesmo para comunicação de alertas. Neste contexto, a rede deverá ser capaz de distribuir melhor a energia, administrando melhor a geração, transmissão e distribuição, o que requer comunicação bidirecional. Esta comunicação pode ser realizada através de uma grande variedade de tecnologias como Sistema Universal de Telecomunicações Móveis (UMTS), Serviço Geral de Rádio por Pacotes (GPRS), Transmissão de Rádio WiMax, Comunicação Sobre Linhas de Energia de Banda Estreita (PLC-NB) ou Comunicação Sobre Linha de Energia de Banda Larga (PLC - BB) (MLYNEK et al., 2015), sendo a comunicação sobre linhas de energia o enfoque deste trabalho.

O Power Line Communication (PLC) é uma tecnologia de comunicação que se baseia no aproveitamento da rede elétrica como meio físico para o transporte de dados. Consiste em um sinal de alta frequência, modulado senoidalmente sobreposto à frequência

da rede, na qual são enviados os dados. Este sinal composto (energia elétrica + dados), é enviado pela rede elétrica. Na recepção, filtros e processadores de sinais são utilizados para distinguir os dados da forma de onda de energia elétrica. A transmissão da informação é feita sobre os fios de cobre das redes de energia elétrica de alta, média e baixa tensão, apresentando uma vantagem grande em relação a outras tecnologias de comunicação, pois apresenta um baixo custo de instalação do meio (linhas de energia já existentes), podendo ser utilizada em qualquer lugar que já receba eletricidade (KIM; BAE; KIM, 2011).

Embora conveniente para a transmissão de dados, a rede de energia elétrica não foi projetada para tal fim, apresentando diversos fatores que distorcem e atenuam o sinal, como espalhamento no domínio do tempo e seletividade em frequência provocados por multipercursos, além da presença e ruídos impulsivos, fazendo com que, embora o custo de implementação seja baixo, exista uma forte concorrência com soluções sem fio disponíveis (BIGLIERI, 2003). Essas características negativas da rede de energia tornam inviável o emprego de uma abordagem monoportadora (single carrier) para transmissão, por introduzir interferências que ocasionam danos ao sinal. O combate dos efeitos de perdas de dados por interferência inter-simbólica (ISI), faz com que o uso de sistemas multiportadora seja um requerimento fundamental, por proporcionar maior robustez ao combate de maneira eficiente destes efeitos colaterais. Uma das técnicas mais utilizadas com abordagem multiportadora é a multiplexação por divisão em frequências ortogonais (OFDM) (JÚNIOR et al., 2014). Sua principal característica está no fato de que cada subportadora pode ser considerada livre de ISI, com o uso do prefixo cíclico (CP) de tamanho adequado (RIBEIRO et al., 2005).

Buscando conseguir melhoria no sistema, em conjunto com a técnica OFDM, pode-se adotar constelações mais densas, uma vez que, quanto maior a ordem das constelações utilizadas, proporcionalmente, maior é o incremento na eficiência espectral. Porém tal crescimento da constelação leva a um incremento na taxa de erros. Desta forma, para garantir maior eficiência é importante a utilização da codificação de canal, visando garantir maior efetividade no uso de tais modulações. A classe de códigos que será abordada neste trabalho, e que têm destaque por apresentar elevada capacidade de correção de erros, juntamente com uma relativa baixa complexidade (JÚNIOR et al., 2014), são os códigos de verificação de paridade de baixa densidade (LDPC).

A proposta deste trabalho de graduação é a análise de um sistema PLC ponto a ponto sobre a rede elétrica, observando os efeitos nocivos à transmissão de dados e as técnicas a serem aplicadas para a otimização da mesma. Sua execução consiste em simulações computacionais do sistema de comunicação, quando aplicado a um canal sem desvanecimento e nem multipercurso e ao canal PLC, na presença de ruídos gaussianos e ruídos impulsivos. Cabe ressaltar que na prática, os ruídos acontecem simultaneamente no canal PLC, logo propõe-se a utilização de um ruído combinado. O ruído de fundo é

modelado como ruído gaussiano aditivo com média zero e variância σ^2 e o ruído impulsivo é modelado através da distribuição alpha-estável, conforme proposto em (L.SANCHEZ; L.GUERRERO, 2015).

1.1 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 são apresentadas as revisões bibliográficas referentes a Sistemas de Comunicações, Codificação, Modulação e Canal. No que tange a codificação, são abordados os temas de codificação de canal, códigos corretores de erros e códigos LDPC. Quanto a modulação, são abordados os temas de modulação digital (com enfoque na modulação PSK) e OFDM. Quanto ao canal, é definido o modelo a ser utilizado, mostrando as características do mesmo, sendo também apresentado importantes fatores que degradam o sinal, como atenuação, multipercurso e ruído impulsivo. No Capítulo 3 são apresentadas a metodologia aplicada, as simulações e seus resultados. No Capítulo 4 são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 Sistema PLC

Neste capítulo vamos entender como funciona um sistema PLC. Para isso vamos explicar como funciona um sistema de comunicação digital, abordando tópicos fundamentais como a codificação de canal, modulação digital e a modulação OFDM. Ao final deste veremos o modelo de canal PLC utilizado no trabalho e seu ruído característico, o ruído impulsivo.

2.1 Sistemas de Comunicação

A criação de um projeto de Sistema de Comunicação envolve especificar a fonte de informação, o canal de comunicação e o receptor final. Sendo que, segundo (HAYKIN, 2004), o desafio é projetar um transmissor e um receptor que devem codificar e modular o sinal de mensagem, transmiti-lo através de um canal e reproduzi-lo na saída do receptor, atendendo a demanda desejada do consumidor final. Neste trabalho, iremos nos ater a um Sistema de Comunicação Digital cujo diagrama de blocos pode ser observado na Figura 1.

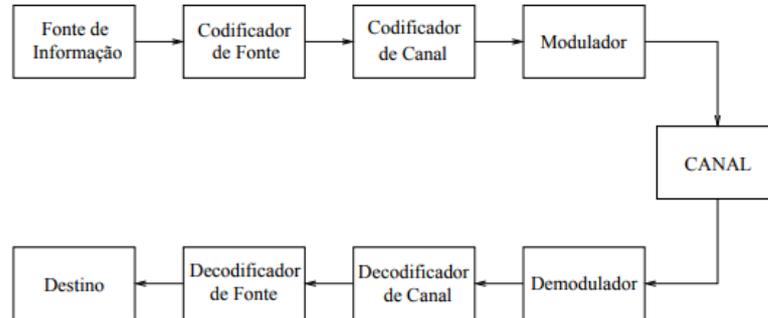


Figura 1 – Diagrama de bloco de Sistema de Comunicação Digital.

A fonte de informação emite símbolos discretos, geralmente binários. Cabe ressaltar que, quando trata-se de fonte de natureza analógica, por exemplo, voz, deve-se realizar o procedimento de digitalização de sinal, convertendo a saída da fonte em uma sequência de símbolos discretos. O codificador de fonte converte uma sequência de símbolos de informação em uma sequência de símbolos codificados com o objetivo de reduzir a redundância contida na informação a ser transmitida. O codificador de canal introduz uma redundância na sequência de símbolos, de forma que o decodificador de canal usa esta redundância para amenizar os efeitos dos ruídos e distorções causados pela passagem do sinal pelo canal de comunicações. O modulador mapeia uma sequência de símbolos na sua entrada em uma sequência de formas de onda adequada para transmissão pelo canal. A modulação se deve ao canal ser analógico. Ao longo do canal, o sinal transmitido é distorcido por sinais

interferentes e por ruídos. Como uma consequência, uma cópia exata do sinal transmitido não pode ser obtida no receptor. Assim, o sinal recebido é descrito em termos estatísticos do canal e da fonte de informação. O Demodulador reproduz a forma de onda transmitida com certa precisão, processando o sinal recebido tendo como base a caracterização estatística e decidindo a sequência de formas de onda transmitida. Após a tomada de decisão, usa um mapeamento inverso em relação ao modulador para determinar a sequência de símbolos discretos em sua saída. A sequência recebida é processada pelo decodificador usando a redundância introduzida para detectar e corrigir erros em relação aos dados transmitidos, transformando a sequência de sua entrada em uma sequência menor e compreensível. O decodificador de fonte re-insere a redundância originalmente removida pelo codificador de fonte, reproduzindo dados da fonte o mais fiel possível, entregando-a ao usuário final (PIMENTEL, 2007). Nas próximas seções serão explicados de forma mais detalhada os principais itens do sistema.

2.2 Codificação de Canal

Uma realidade prática é a presença inevitável do ruído de canal, o qual produz erros entre as sequências de saída e entradas de dados em um sistema de comunicação digital (HAYKIN; MOHER, 2009). Desta forma, o grande obstáculo em um sistema de transmissão está relacionado ao controle de tais erros, o qual se não obtiver um resultado satisfatório pode inviabilizar a implantação do sistema.

Para conseguir uma comunicação confiável, que supere o ruído de canal, recorre-se ao uso da codificação de canal, que consiste no mapeamento da sequência de dados de entrada numa sequência de dados de saída de tal forma que o efeito global do ruído de canal seja minimizado (HAYKIN; MOHER, 2009). A técnica empregada se baseia principalmente na inserção de redundância proposital para reconstruir a sequências de dados original da forma mais precisa possível (GARCIA et al., 2006). Num contexto teórico, um conceito de codificação de canal é o da capacidade do canal, o qual, para um canal discreto sem memória, representa a quantidade máxima de informação que pode ser transmitida por canal. O teorema da capacidade do canal é enunciado da seguinte forma:

Se um canal discreto sem memória tem uma capacidade C e uma fonte gera informações a uma taxa menor que C , então existe uma técnica de codificação tal que a saída da fonte pode ser transmitida ao longo do canal com uma probabilidade arbitrariamente baixa de erros de símbolo (HAYKIN; MOHER, 2009)

Desta forma, o teorema da codificação de canal especifica a capacidade do canal como um limite (limite de Shannon) a uma taxa na qual a transmissão confiável pode acontecer sobre um canal com as características de ser discreto sem memória e possuir

ruído. No entanto, o teorema afirma a existência de bons códigos, porém não diz como determiná-los, sendo que bons códigos referem-se à famílias de códigos que são capazes de prover uma transmissão confiável, gerando uma pequena probabilidade de erro de símbolo (GARCIA et al., 2006).

Nesta seção serão apresentados os princípios e o código corretor de erros utilizado.

2.2.1 Códigos corretores de erros

Os códigos corretores de erros podem ser classificados como códigos convolucionais ou códigos de blocos, que tem como objetivos principal a detecção e correção de erros acarretados por distorções no sinal na passagem por um determinado canal. 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 $C(n, k, m)$, numa 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 (JÚNIOR et al., 2014).

2.2.1.1 Códigos de Blocos

Um determinado código de bloco $C_{(n,k)}$ é caracterizado como linear, somente se respeitar as seguintes propriedades:

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

Estas são parâmetros para a verificação do código e da possibilidade da decodificação. Em um código de bloco linear $C(n, k)$, as palavras-códigos correspondentes a este código podem ser obtidas através de uma determinada matriz geradora G com dimensões (k,n) . Quando utiliza-se da matriz geradora, a obtenção das palavras-códigos pode se apresentar de forma sistemática ou não-sistemática.

Um código é dito sistemático quando é possível, de uma forma direta e sem manipulação, identificar na palavra código os bits da mensagem e os bits de paridade, ou seja os bits de paridade são justapostos aos bits da mensagem a ser codificada, formando assim a palavra código. Já no caso não-sistemático isso não se aplica. (GARCIA et al., 2006)

Dado um vetor de informação u com dimensões $(1,k)$, o vetor palavra-código c é

obtida pela seguinte equação:

$$c = u.G \quad (2.1)$$

Pode-se afirmar pela equação 2.1 que a palavra-código c reúne combinações vetoriais dos bits de informação.

A outra forma de se expressar a relação entre os bits da mensagem com os bits de paridade é através da matriz de verificação de paridade H . Sendo uma característica desejável desta que todas as linhas sejam independentes, tornando-se possível utilizar de maneira plena a capacidade de geração das palavras-código e de correção de erros (LUCENA et al., 2015). Pode-se obter a matriz G pela transformação linear na matriz H devido a matriz G ser ortogonal em relação a esta. Na condição de palavra-código ser pertencente à devido código tem-se que:

$$c.H^T = 0_{1,n} \quad (2.2)$$

e conseqüentemente,

$$G.H^T = 0_{k,(n-k)} \quad (2.3)$$

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. A distância de Hamming (dH) 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 (wH) de um vetor é definido pela quantidade de valores não-nulos de determinada palavra-código.

Em exemplo, podemos considerar as palavras códigos $c1 = [1010011]$ e $c2 = [0011001]$, desta forma obtemos:

$$dH = dH(c1, c2) = 3 \quad (2.4)$$

$$wH = wH(c1) = 4, wH(c2) = 3 \quad (2.5)$$

O menor valor da distância de Hamming existente entre os pares de palavras-código é definido como distância mínima do código. Determinado da seguinte forma:

$$dH(c1, c2) = wH(c1 + c2) \quad (2.6)$$

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 mais aproximada de mensurar a quantidade de bits que podem ser detectados (d) por determinado código corretor, pode ser expresso por:

$$d = d_{min} - 1 \quad (2.7)$$

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

$$\tau = [(d_{min} - 1)/2] \quad (2.8)$$

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

2.2.1.2 Códigos LDPC

Os códigos LDPC (Low Density Parity Check), ou códigos de matriz de paridade de baixa densidade, foram descobertos por Robert G. Gallager em 1962 em sua dissertação de doutorado (GALLAGER, 1962). Por quase 30 anos, os códigos LDPC não tiveram atenção até serem redescobertos na década de 1990. Dada a sua excelente capacidade de decodificação, o desempenho dos códigos LDPC permite que o limiar de ruído seja situado muito perto do limite de Shannon (OLIVATTO, 2016). São códigos binários lineares onde a principal característica é que a matriz de paridade H é esparsa (baixa densidade de elementos não nulos) (GARCIA et al., 2006), 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. Para classificação dos códigos, definimos os valores dos elementos não nulos, tanto nas linhas quanto nas colunas da matriz de paridade H , como sendo w_r e w_c , peso da linha e peso da coluna, respectivamente. O código é dito regular, quando os pesos de todas as linhas e de todas as colunas são constantes, onde $w_r = w_c n / (n - k)$, sendo $w_c \ll (n - k)$. Se o número de elementos não nulos muda entre colunas e/ou linhas de H , o código é dito irregular (PEGORARO et al., 2007). A taxa do código R_c é definida como sendo:

$$R_c = \frac{k}{n} = \frac{w_r - w_c}{w_r} = 1 - \frac{w_c}{w_r} \quad (2.9)$$

2.2.1.3 Representação dos códigos LDPC

Os códigos LDPC podem ser representados pelas matrizes esparsas de verificação de paridade, mas também podem ser representados por um grafo bipartido, conhecido como grafo de Tanner (OLIVATTO, 2016). Um grafo bipartido é um grafo composto de dois conjuntos de nós, denominados de nós de verificação e nós de variável, representando as linhas e as colunas da matriz H , respectivamente. O grafo possui $n - k$ nós de verificação e n nós de variável. Um nó de verificação f_i é conectado a um nó de variável v_j se o elemento $h_{i,j}$ da matriz H for 1. O exemplo do grafo de Tanner pode ser verificado na Figura 2.

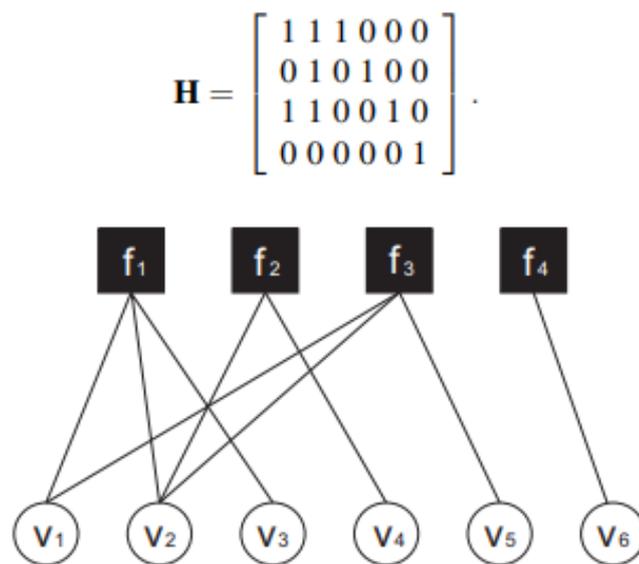


Figura 2 – Exemplo de grafo de Tanner (JÚNIOR et al., 2014).

A característica mais importante dos grafos de Tanner é a facilidade na visualização do tamanho dos percursos fechados, ou ciclos, que abrangem a matriz H . O comprimento do ciclo é dado pelo número de arestas deste caminho e o menor ciclo é denominado *girth*. Na prática, ao se projetar um código LDPC, construindo sua matriz de paridade, busca-se que esse parâmetro seja o maior possível de forma a melhorar o desempenho do algoritmo de decodificação, por estar intimamente ligado a degradação deste (JÚNIOR et al., 2014). Na Figura 3, pode-se observar o comprimento do girth como sendo 4.

2.2.1.4 Decodificação LDPC

Os algoritmos usados para a decodificação de códigos LDPC foram descobertos de forma independente por diversos pesquisadores, possuindo diversas denominações, como *belief propagation*, *message passing*, *soma-produto*, etc. Sendo este último proposto no trabalho de Gallager (GALLAGER, 1962). A classificação dos decodificadores pode ser feita em:

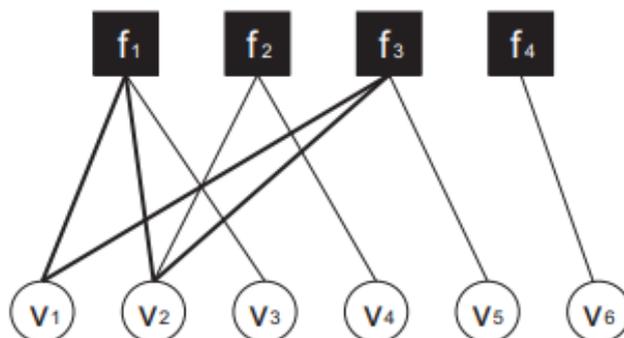


Figura 3 – Grafo de Tanner com visualização do girth (JÚNIOR et al., 2014).

- 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 (JÚNIOR et al., 2014). 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 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 (JÚNIOR et al., 2014). 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. Sendo que a escolha entre estes fica a cargo do sistema a qual se quer empregar.

2.3 Modulação

Um sistema de comunicação tem como objetivo entregar uma informação para um destinatário final, seja qual for a distância entre a fonte e o receptor. Para que a mensagem seja entregue, é necessário que o transmissor a modifique de forma que seja

possível transmiti-la por um canal de comunicação, uma vez que a maioria dos sinais não podem ser enviados diretamente através dos canais de transmissão, sendo necessário a utilização de uma onda portadora. A modificação é realizada por um processo chamado de modulação, que consiste em variar os parâmetro de amplitude, frequência ou fase da onda portadora de acordo como sinal de mensagem. O receptor recria a mensagem original a partir do parâmetro modificado da onda portadora do sinal que se propagou através do canal de comunicação (HAYKIN, 2004). Para a recriação da informação junto ao receptor dá-se o nome de demodulação, é o processo inverso da modulação. Todos os meios de comunicação possuem algum tipo de perturbação no processo de transmissão pelo canal, estas perturbações têm ocorrência devido a ruídos ou distorções da informação que, dependendo da intensidade provocam falhas no processo de reconstituição da informação (demodulação). Em particular, se diversos sinais de mensagens, todos ocupando a mesma faixa de frequências, forem transmitidos simultaneamente no mesmo canal, ocorrerá interferência mútua, sendo impossível separá-los e recuperá-los no receptor (LATHI; DING, 2012).

Pode-se classificar o processo de modulação em dois tipos: modulação de onda contínua e modulação por pulso. Na modulação de onda contínua, quando uma onda senoidal é utilizada como portadora, de forma que a amplitude desta varia conforme a mensagem, temos então uma modulação de amplitude (AM). Quando o ângulo da onda portadora é alterado, temos uma modulação angular. Esta forma de modulação é possível ser classificada em modulação de frequência (FM) e modulação de fase (PM), na qual a frequência e fase instantâneas da portadora são variadas de acordo com o sinal da mensagem. Na modulação de pulso, porém a portadora consiste em uma sequência periódica de pulsos retangulares. A modulação de pulso pode ser do tipo analógica ou digital. Na Modulação de pulso analógica, a amplitude, duração ou posição de um pulso são variadas de acordo com valores de amostra do sinal de mensagem, temos então, respectivamente modulação por amplitude de pulso (PAM), modulação por duração de pulso (PDM) e modulação de posição de pulso (PPM). A forma digital da modulação de pulso é conhecida como modulação por codificação de pulso (PCM), que inicia como uma modulação PAM, contudo a amplitude de cada pulso modulado é quantizada, ou arredondada, ao valor mais próximo em um conjunto prescrito de níveis de amplitude discreta e depois codificado em uma sequência correspondente de símbolos binários (HAYKIN, 2004).

Há outro importante benefício que resulta do processo de modulação, a multiplexação, que consiste no processo de combinação de diversos sinais de mensagem para que sejam simultaneamente transmitidos pelo mesmo canal. A técnica de multiplexação utilizada neste trabalho será apresentada em sessão posterior.

2.3.1 Modulação Digital

É o processo de modulação que possibilita a transmissão de dados em banda passante envolve chaveamento (comutação) de amplitude, frequência ou fase de uma portadora senoidal dos dados de entrada. Desta forma, há três esquemas de sinalização básicos, e eles são conhecidos como chaveamento de amplitude (ASK) chaveamento de frequência (FSK) e chaveamento de fase (PSK) (HAYKIN, 2004), sendo esta última a que será utilizada neste trabalho. Suas características serão apresentadas nas seguintes subseções.

2.3.1.1 BPSK

Em um sistema PSK binário coerente, o par de sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ utilizados para representar os símbolos binários 1 e 0, respectivamente é definido por:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2Eb}{Tb}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.10)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2Eb}{Tb}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2Eb}{Tb}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.11)$$

onde $0 \leq t \leq Tb$, e Eb é a energia do sinal por bit transmitido. Para assegurar que cada bit transmitido contenha um número integral de ciclos da onda portadora, a frequência da portadora f_c é escolhida como igual a n_c/Tb para algum número inteiro fixo n_c . Um par de ondas senoidais que diferem somente em um desvio de fase relativo de 180 graus, como é definido pelas equações (2.13) e (2.14), denomina-se sinais antipodais. Em função desse par de equações, fica claro que, o caso do PSK binário, há somente uma função de base de energia unitária a saber:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{Tb}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq Tb \quad (2.12)$$

Então podemos expressar os sinais transmitidos $s_1(t)$ e $s_2(t)$ em termos de $\phi_1(t)$ da seguinte maneira:

$$s_1(t) = \sqrt{Eb} \phi_1(t), \quad 0 \leq t \leq Tb \quad (2.13)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{Eb} \phi_1(t), \quad 0 \leq t \leq Tb \quad (2.14)$$

Um sistema BPSK coerente, portanto, caracteriza-se por ter um espaço de sinal unidimensional, com uma constelação de sinais que consiste em dois pontos de mensagem. As coordenadas dos pontos de mensagem são:

$$s_{11}(t) = \int_0^{T_b} s_1(t)\phi_1(t)dt = +\sqrt{E_b} \quad (2.15)$$

$$s_{21}(t) = \int_0^{T_b} s_2(t)\phi_1(t)dt = -\sqrt{E_b} \quad (2.16)$$

O ponto de mensagem correspondente a $s_1(t)$ está localizado em S_{11} , e o ponto de mensagem correspondente a $s_2(t)$, em S_{21} . A Figura 4 exibe o diagrama de espaço de sinal correspondente ao PSK binário.

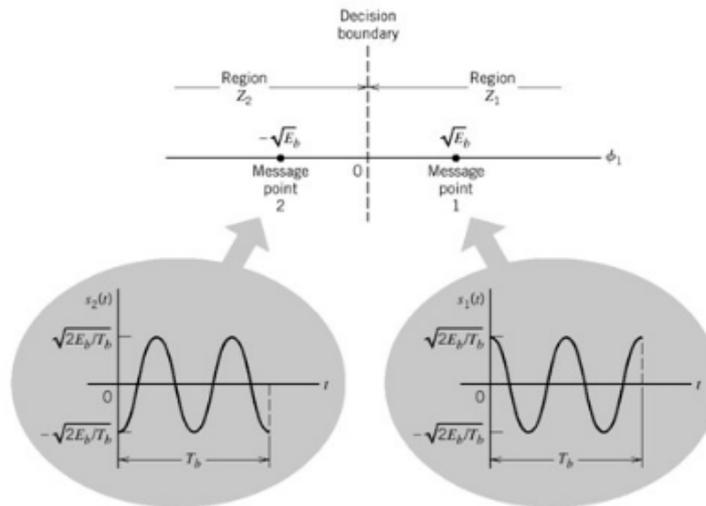


Figura 4 – Diagrama de espaço de sinal de um sistema PSK binário coerente (HAYKIN, 2004).

2.3.1.2 QPSK

Um desempenho confiável, exemplificado por uma probabilidade de erro muito baixa, é uma importante meta no projeto de um sistema de comunicação digital. Outra meta importante é a utilização eficiente da largura de banda de canal. No chaveamento de quadrifase (QPSK), como acontece com o BPSK, a informação portada pelo sinal transmitido está contida na fase. Em especial, a fase da portadora assume um entre quatro valores igualmente espaçados, tais como $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ e $7\pi/4$. Para este conjunto de valores, podemos definir o sinal transmitido como:

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_c t + (2i - 1)\frac{\pi}{4}], & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.17)$$

onde $i=1, 2, 3, 4$; E é a energia do sinal transmitido por símbolo e T , a duração do símbolo. A frequência da portadora f_c é igual a nc/T para qualquer número positivo inteiro fixo nc . Cada valor possível da fase corresponde a um bit único. Desta forma, por exemplo, podemos escolher o conjunto precedente de valores de fase para representar o conjunto de bits codificados pelo código Gray: 10, 00, 01 e 11, onde somente um único bit é mudado de um dabit para o seguinte. Usando uma identidade trigonométrica conhecida, podemos usar a equação 2.20 para redefinir o sinal transmitido $s_i(t)$ para o intervalo $0 \leq t \leq T$ na forma equivalente:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) \quad (2.18)$$

onde $i = 1, 2, 3, 4$. Com base nesta representação, pode-se fazer as seguintes observações:

- Há duas funções de base ortogonais, $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$, contidas na expansão de $s_i(t)$. Especificamente, $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ são definidas por um par de portadoras em quadratura:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.19)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.20)$$

- Há quatro pontos de mensagem, e os vetores sinal associados são definidos por:

$$s_i(t) = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \cos\left((2i-1)\frac{\pi}{4}\right) \\ -\sqrt{E} \sin\left((2i-1)\frac{\pi}{4}\right) \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (2.21)$$

Conseqüentemente, um sinal QPSK tem uma constelação de sinais bidimensionais e quatro pontos de mensagem cujos ângulos de fase crescem no sentido anti-horário, como ilustrado na Figura 5.

2.3.1.3 PSK M-ário

É o caso no qual a fase da portadora assume um dos M valores possíveis, a saber, $\theta_i = 2(i-1)\pi/M$, onde $i = 1, 2, \dots, M$. Conseqüentemente, durante cada intervalo de sinalização de duração T , um dos M sinais possíveis é enviado, onde E é a energia do sinal por símbolo. A frequência da portadora é $f_c = nc/T$ para algum número inteiro fixo nc .

$$s_i = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_c t + (i-1)\frac{2\pi}{M}\right], \quad i = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2.22)$$

Cada $s_i(t)$ pode ser expandido em termos das mesmas duas funções de base $\theta_1(t)$ e $\theta_2(t)$ definidas nas equações 2.21 e 2.22, respectivamente. A constelação de sinais PSK

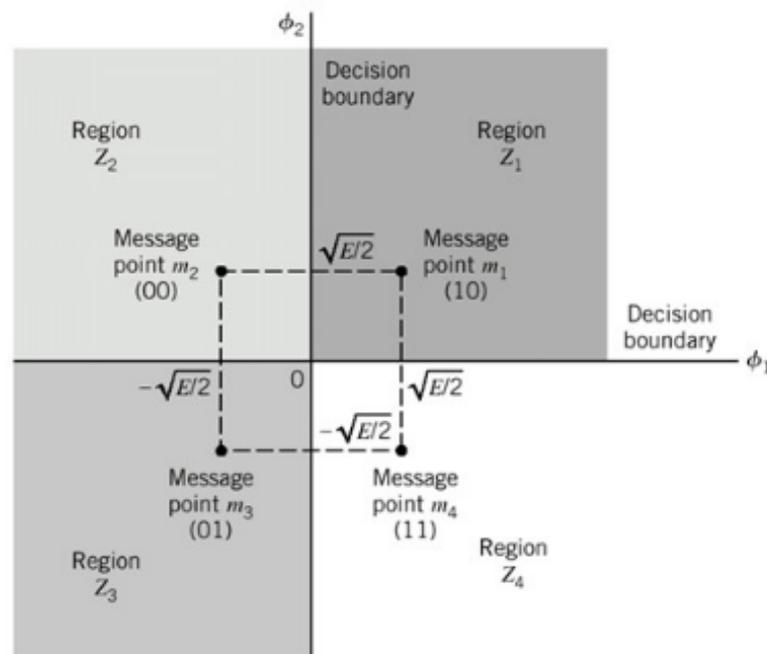


Figura 5 – Diagrama de espaço de sinal do sistema QPSK coerente (HAYKIN, 2004).

M-ários é portanto, bidimensional. Os M pontos de mensagem são igualmente espaçados em círculos de raio \sqrt{E} e centro na origem. Sua representação pode ser verificada na Figura 6.

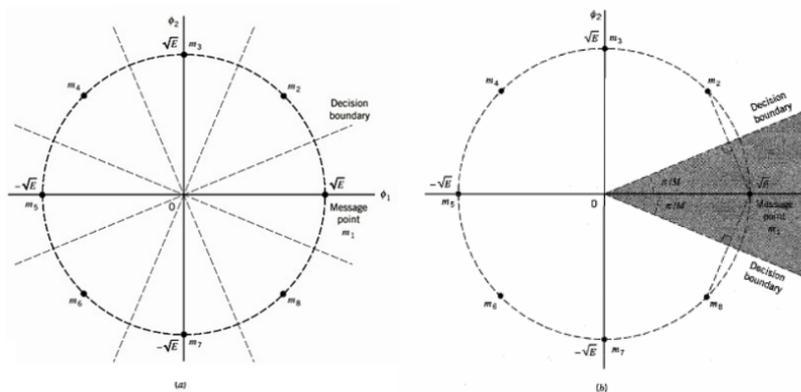


Figura 6 – (a) Diagrama de espaço de sinal para chaveamento de octa fase ($M = 8$). As fronteiras de decisão são mostradas como linhas tracejadas. (b) Diagrama de espaço de sinal para ilustrar a aplicação do limite de união para chaveamento do octa fase (HAYKIN, 2004).

2.3.2 OFDM

A técnica de transmissão OFDM (Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais) surgiu como uma evolução da técnica convencional de Multiplexação por Divisão de Frequência, FDM (Frequency Division Multiplexing) onde, no lugar de utilizar-se

bandas de guarda para a separação das subportadoras na recepção do sinal, trabalha-se com uma particular sobreposição espectral de subportadoras (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Estas subportadoras, com modulação QAM ou PSK, são sobrepostas em diferentes ângulos de fase (ortogonalmente espaçadas), a fim de carregarem um número mais amplo de frequências numa área o menor possível (FACCIONI; TRICHEZ; MACEDO, 2008). O OFDM é uma tecnologia de alta complexidade, a sua função é codificar um sinal de forma a corrigir os erros produzidos na transmissão suprimindo portadoras interferentes, interferidas ou variar o carregamento, números de bits, de cada portadora de acordo com o a relação sinal/ruído ou atenuação do enlace. Esta técnica é a mais utilizada nos sistemas PLC, entre os vários benefícios dessa técnica destaca-se, um maior número de canais para uma mesma faixa espectral se comparada com a técnica FDM, maior resistência à interferência, pouca distorção causada por caminhos múltiplos, e maior eficiência e robustez (BARRETO; ABREU; COELHO, 2013).

2.3.2.1 Ortogonalidade e Sub-Portadoras OFDM

Nos sistemas de comunicação a condição de ortogonalidade entre os sinais a serem transmitidos representa uma importante propriedade. Uma vez satisfeita, esta característica permite que múltiplos sinais sejam transmitidos através de um canal comum sem interferências mútuas, possibilitando a correta recepção dos mesmos. A perda da ortogonalidade durante a transmissão resulta em uma mistura indesejável dos sinais, causando uma degradação no processo de comunicação. Num sistema OFDM o espaçamento na frequência entre as subportadoras é selecionado de forma que cada uma delas tenha seu máximo localizado em pontos de cruzamento de zero no espectro das demais (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Em relação ao domínio do tempo, a característica de ortogonalidade entre as subportadoras implica que ambas diferem por um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolos.

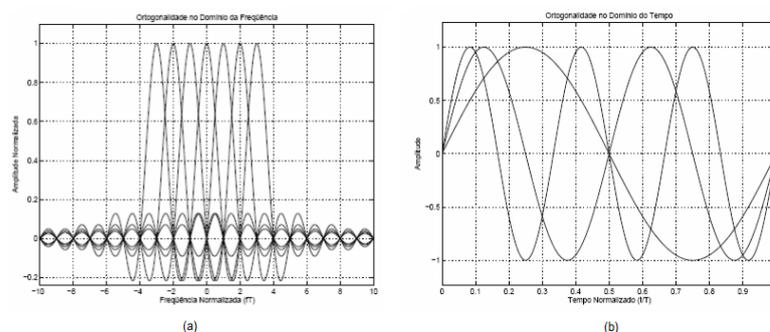


Figura 7 – (a) Ortogonalidade no domínio da frequência, (b) Ortogonalidade no domínio do tempo (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002).

Para melhorar o desempenho da modulação e demodulação em sistemas de transmissão de dados multiportadora, foi proposto, em 1971, a troca de bancos de osciladores

e filtros analógicos para as subportadoras pela utilização da transformada discreta de Fourier (DFT) (WEINSTEIN; EBERT, 1971). Para atenuar os efeitos da interferência intersimbólica (ISI) e da interferência entre portadoras (ICI), foi proposta a utilização de intervalos de guarda entre os símbolos, embora não se obtinha perfeita ortogonalidade entre as subportadoras sobre um canal dispersivo.

Posteriormente, visando reduzir a complexidade computacional, passou-se a utilizar a transformada rápida de Fourier (FFT) e sua inversa (IFFT), utilizando o princípio da simetria da transformada de um quarto de onda, o número de multiplexações complexas é reduzido, passando de N^2 para $N \log_2 N$ (FRANZIN; LOPES, 2017). O problema de se manter a ortogonalidade nas portadoras foi resolvido com a introdução de um prefixo cíclico, substituindo o intervalo de guarda pela inserção de uma cópia das últimas amostras do sinal no início do símbolo OFDM.

2.3.2.2 Transmitindo Sinais OFDM

O princípio básico da modulação OFDM é a conversão de um fluxo de dados serial em múltiplos sub-fluxos paralelos. Inicialmente o transmissor converte a sequência de entrada de serial para paralelo, conforme a taxa de modulação k , ou seja, correspondendo a $k \log_2(M)$ bits (sendo M a taxa da modulação digital). Em seguida os símbolos são obtidos através da modulação digital escolhida. Os mesmos então, são agrupados em N subportadoras paralelas, que deverão compor o símbolo OFDM. A estes é aplicada a IFFT, o que resulta em alterar o domínio da frequência, na qual ocorre a modulação digital, para o domínio do tempo. A montagem do símbolo OFDM se conclui ao adicionar o prefixo cíclico (pc), que copia as últimas N_{cp} amostras da IFFT e as adiciona ao início das amostras de saída da IFFT. Cabe ressaltar que é necessário que o tamanho do prefixo cíclico seja igual ou maior do que o tempo de espalhamento do canal para evitar a ISI. Por fim, cada símbolo OFDM é serializado para a transmissão, gerando a sequência de sinais representa por s_n .

O sinal transmitido s_n passa pelo canal, modelado por um filtro de resposta impulsiva finita, indicado por h_n . Na entrada do receptor, é adicionado o ruído representado por z_n . O sinal recebido, representado por y_n é o resultado da convolução do sinal transmitido com a resposta impulsiva do canal, adicionada ao ruído, conforme:

$$y_n = h_n * s_n + z_n \quad (2.23)$$

Os símbolos recebidos y_n passam por um bloco conversor serial-paralelo, com tamanho $N + N_{cp}$ onde ocorrerá a remoção do prefixo cíclico, ou seja, as primeiras N_{cp} amostras de cada símbolo OFDM são retiradas. Em seguinte, é efetuada a FFT, alterando o domínio do tempo, para o domínio da frequência. O conjunto de amostras após a FFT é

expresso conforme:

$$Y_n = H_n X_n + Z_n \quad (2.24)$$

em que H_n é a resposta em frequência do canal correspondente a portadora, X_n é o subsímbolo transmitido e Z_n o ruído adicionado ao sinal.

Da saída da FFT, a amostra Y_n passa pelo processo de equalização, que no caso deste trabalho, utiliza a técnica de forçagem à zero, com o intuito de cancelar os efeitos do canal. O processo consiste na multiplicação do sinal Y_n pelo fator $1 / H_n$ que resulta em $X_n + Z_n/H_n$. Os subsímbolos X_n são os sinais resultantes após a equalização e Z_n/H_n é a parcela do ruído. Os N subsímbolos então são demodulados, conforme a técnica estabelecida na transmissão e o conversor paralelo-serial, transforma os bits recebidos na sequência recebida. O diagrama do processo descrito pode ser verificado na Figura 8.

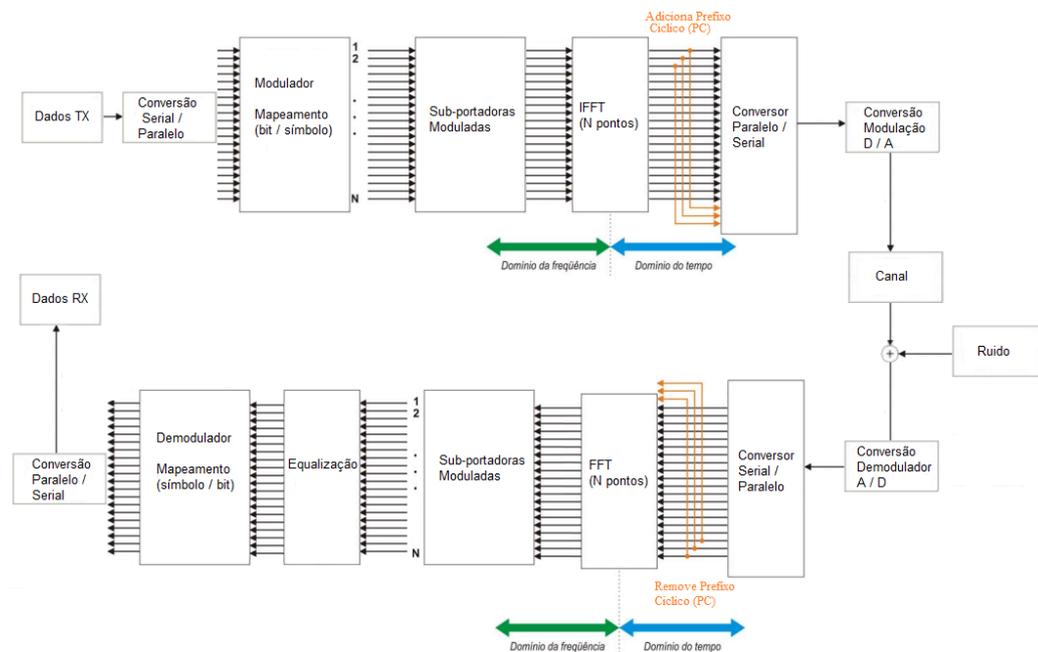


Figura 8 – Diagrama de Sistema OFDM.

Uma vez explicado o sinal, o mesmo deve ser transmitido através de um canal, os modelos utilizados para as simulações deste trabalho serão apresentados na seguinte seção.

2.4 Canal

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 e são corrompidos de forma aleatória por alguns tipos de ruídos, como o ruído aditivo térmico, gerado pela agitação de elétrons e componentes eletrônicos. Criar

modelos matemáticos que reflitam as principais características do canal de comunicação é importante para o projeto Sistemas de Comunicações. Segundo (PIMENTEL, 2007), existe um compromisso entre a simplicidade do modelo e a sua precisão em caracterizar o meio de transmissão. Nesta seção serão apresentados os canais utilizados nas simulações.

2.4.1 Canal Aditivo Gaussiano (AWGN, additive white Gaussian noise)

Neste modelo considera-se que o sinal transmitido $s_i(t)$ é corrompido por um ruído aditivo modelado como um processo estocástico Gaussiano com densidade espectral de potência plana em toda a faixa de frequência, denotado por $n(t)$. Neste ruído está incluso o ruído térmico. Este modelo leva em consideração o Teorema do Limite Central, estabelecendo que a distribuição de probabilidade de uma variável aleatória, obtida através da soma de várias variáveis aleatórias independentes tende a uma distribuição Gaussiana. Este canal é classificado como canal sem memória. O canal AWGN é matematicamente tratável e descreve razoavelmente o tipo de ruído presente em vários sistemas de comunicações. Conforme (SANTOS et al., 2014) o sinal recebido escreve-se na forma:

$$r(t) = s_i(t) + n(t) \quad (2.25)$$

onde $n(t)$ tem a seguinte função de densidade de probabilidade,

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{\sigma^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.26)$$

Conforme (TSE; VISWANATH, 2005), a capacidade do canal AWGN para símbolos reais é dada por:

$$C = \frac{1}{2} \log_2\left(1 + \frac{S}{\sigma^2}\right) \quad (2.27)$$

e para símbolos complexos:

$$C = \log_2\left(1 + \frac{S}{\sigma^2}\right) \quad (2.28)$$

onde S é a variância do sinal transmitido e σ^2 é a variância do ruído gaussiano.

Conforme visto na seção 2.2, o limite de Shannon é atingido quando se iguala a taxa de codificação R (número de bits por símbolo multiplicado pela taxa do código) com a capacidade do canal, resultando em:

$$\frac{S}{\sigma^2} = 2^{2R} - 1 \quad (2.29)$$

para símbolos reais e para símbolos complexos:

$$\frac{S}{\sigma^2} = 2^R - 1 \quad (2.30)$$

A verificação de tal limite se torna importante para a avaliação das simulações do sistema que comporta a codificação de canal, uma vez que o mesmo não deve ser ultrapassado.

2.4.2 Canal PLC

As propriedades mais cruciais das redes de energia que degradam o desempenho das comunicações de alta velocidade são: distorção de sinal devido a perdas de cabos dependentes de frequência, propagação de múltiplos caminhos, e ruído. Em contraste com muitos outros canais de comunicação, o ruído em um ambiente de linha de energia não pode ser descrito por um ruído gaussiano branco (AWGN), de modo que uma análise completa da interferência é um pré-requisito inevitável para a modelagem apropriada (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a).

O modelo de canal PLC utilizado neste trabalho foi proposto por Zimmerman (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). Tratando-se de um dos modelos mais citados na literatura, apresentando uma construção *top-down* que explora as características multipercurso do canal.

2.4.2.1 Atenuação e multipercursos

No canal PLC, a propagação de sinal não ocorre apenas ao longo de um caminho de linha de visão entre transmissor e receptor, mas também em caminhos adicionais (reflexões) que devem ser considerados. O resultado é um cenário de multipercursos com desvanecimento seletivo de frequência (L.SANCHEZ; L.GUERRERO, 2015). A propagação do sinal por multipercursos pode ser verificada através de um exemplo simples, mostrado na Figura 9.

A resposta em frequência complexa do canal PLC pode ser descrito através da equação (2.31), que representa um modelo paramétrico, cobrindo todos os efeitos substanciais das características de faixa de frequência de 500 kHz a 20 MHz (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b).

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i} e^{-j2\pi f(\tau_i)} \quad (2.31)$$

Onde:

- i , número do caminho, onde o caminho com o menor atraso tem o índice $i=1$;

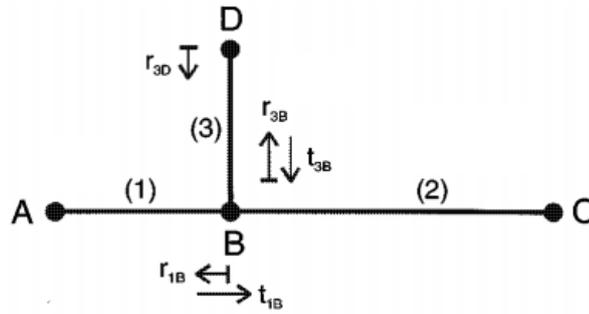


Figura 9 – Link dos pontos A-C, apresentando os segmentos (1), (3) e (2), coeficientes de reflexão r_{1B} , r_{3D} e r_{3B} , coeficientes de transmissão t_{1B} e t_{3B} e pontos B e D onde ocorrem as reflexões (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). Apresentando um número infinito de possíveis caminhos para propagação do sinal devido as múltiplas reflexões (em exemplo, A-B-C, A-B-D-B-C, A-B-D-B-D-B-C, e assim por diante).

- g_i , fator de ponderação do caminho i , geralmente complexo, é a combinação dos fatores de reflexão e transmissão envolvidos ;
- a_0 e a_1 , parâmetros de atenuação;
- k , expoente dos fatores de atenuação (valores típicos entre 0,5 e 1);
- d_i , comprimento do caminho i ;
- τ_i , atraso do caminho i .

Cabe ressaltar que o atraso do caminho i pode ser calculado a partir da constante dielétrica ε_r do material isolante, da velocidade da luz C_0 e do comprimento d_i dos cabos, ficando:

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p} = d_i \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{C_0} \quad (2.32)$$

Além disso, o número de caminhos N , permite um controle da precisão do modelo, que é especialmente importante para definir a referência dos canais para análise de desempenho do sistema PLC. Na figura 10 são observados os resultados da simulação do canal PLC com 4 caminhos, conforme visto em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b), baseadas nos parâmetros encontrados nas tabelas 1 e 2.

Tabela 1 – Parâmetros de Atenuação

k=1	$a_0 = 0$	$a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10} s/m$
-----	-----------	--------------------------------

2.4.2.2 Ruído Impulsivo

O ruído impulsivo é um dos fatores mais importantes quando se trata de comunicação em linhas de energia, uma vez que introduz a maioria dos erros nos dados transmitidos e é difícil de se prever (ANDREADOU; PAVLIDOU, 2009). Muitas tentativas foram feitas

Tabela 2 – Parâmetros dos Percursos

i	g_i	d_i/m
1	0,64	200
2	0,38	222,4
3	-0,15	244,8
4	0,05	267,5

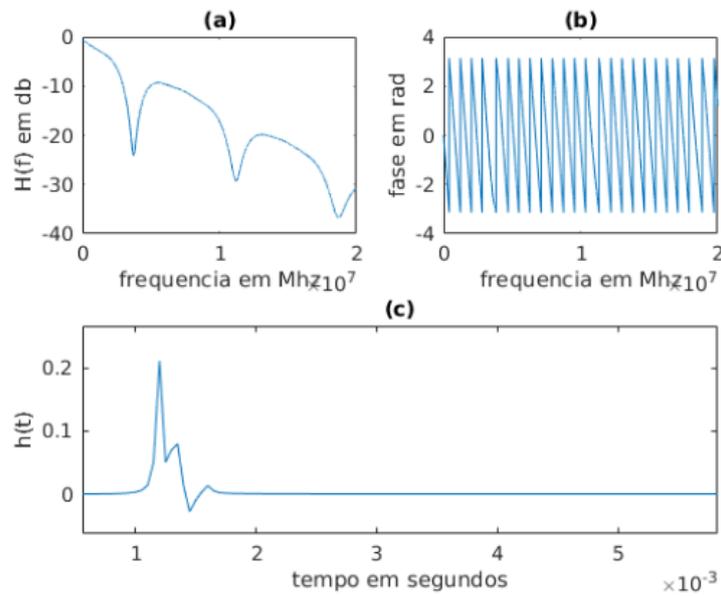


Figura 10 – Simulações realizadas com $N=4$ caminhos: (a) resposta em frequência, (b) detalhes de fase e (c) resposta ao impulso.

para abordar a características do ruído do canal, sendo que a maioria dos modelos tiveram como base as medições realizadas em pesquisas. No entanto, segundo (L.SANCHEZ; L.GUERRERO, 2015), o modelo alfa-estável pode ser utilizado para descrever os ruídos em sistemas PLC, tanto em um ambiente industrial, quanto em outros cenários. Desta forma, esta modelagem será abordada.

O Teorema do Limite Central (TLC) afirma que a soma normalizada de um grande número variáveis aleatórias, independentes e igualmente distribuídas, de variância finita convergem em uma distribuição gaussiana. Quando a restrição da variância finita é removida do TLC, este teorema torna-se generalizado e a soma converge na distribuição alfa-estável. Desta forma, a distribuição gaussiana é um caso particular da família de distribuições alfa-estáveis (ANDREADOU; PAVLIDOU, 2009). Com exceção do caso gaussiano, as distribuições alfa-estáveis mostram uma calda de decaimento lento. Por causa de suas caudas pesadas, as variáveis aleatórias alfa-estável tendem a produzir excursões de grande amplitude que podem ser usadas para modelar fenômenos impulsivos.

Na figura 11, foram simuladas as PDFs (Funções densidade de Probabilidade) das distribuições estáveis com alterações nos parâmetros alfa. Sendo que a distribuição com o

parâmetro alfa = 2, corresponde a distribuição gaussiana.

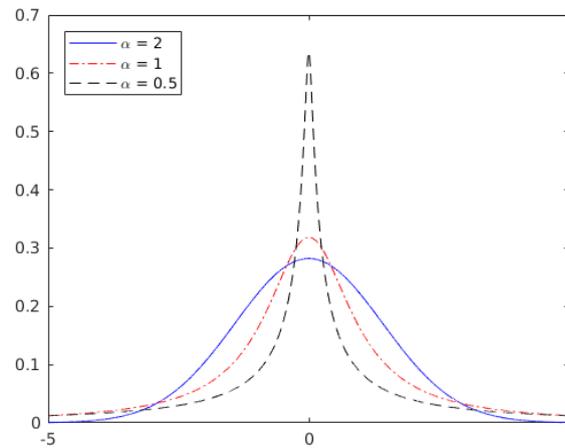


Figura 11 – Comparação das PDFs das distribuições simuladas com alteração nos parâmetros alfa.

A notação, $S\alpha(\beta, \delta, \gamma)$, significa uma distribuição alfa-estável com um índice de estabilidade $\alpha(0 < \alpha < 2)$, parâmetro de escala $\gamma(\gamma > 0)$, parâmetro de distorção $\beta(-1 < \beta < 1)$ e parâmetro de deslocamento $\delta(\delta \in \mathbb{R})$, sendo \mathbb{R} o conjunto de números reais. Os parâmetros α está relacionado com a cauda de decaimento da distribuição. Na pesquisa de (L.SANCHEZ; L.GUERRERO, 2015), foram estimados os parâmetros médios da distribuição alfa-estável para o ruído PLC, conforme tabela 3, através de comparações de um grande número de amostras de ruído, obtidas em uma residência típica, com eletrodomésticos conectados às tomadas de energia, forno microondas, geladeira, TV, console de videogame, computadores pessoais, etc.

Tabela 3 – Parâmetros médios estimados para o ruído PLC-Indoor(L.SANCHEZ; L.GUERRERO, 2015)

Índice	Cenário	α	β	$\gamma[\mathbf{V}]$	$\delta[\mathbf{V}]$
1	Manhã Ativa	1,4663	-0,0739	0,0513	0,00537
2	Noite Ativa	1,6089	-0,0813	0,0475	0,00438
3	Noite Inativa	1,8981	0,0703	0,1063	0,00141
4	Manhã Inativa	1,8145	-0,1880	0,0400	0,00445

Na Figura 12 observam-se as PDFs e CDFs obtidas através dos parâmetros encontrados na Tabela 3.

2.4.2.3 E_b/N_0 generalizada

Para que fossem realizadas simulações do sistema de comunicação foi necessário adicionar-se o ruído proposto após o multipercurso e desvanecimento do canal. No entanto, diferentemente de como é feito no caso do ruído AWGN, devido momento de segunda

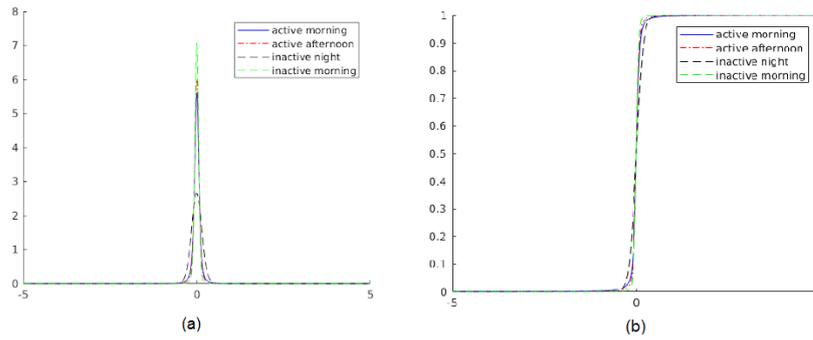


Figura 12 – Distribuições simuladas através dos parâmetros indicados na tabela 3, (a) PDFs e (b) CDFs.

ordem de uma sequência estável não ser finito, quando o parâmetro alfa é menor que 2, a variância não pode ser usada como uma medida de potência de ruído.

Como visto por (ANDREADOU; PAVLIDOU, 2009), é proposto a utilização da relação E_b/N_0 Generalizada, onde o parâmetro γ (dispersão) é utilizado como uma medida proporcional da potência do ruído, conforme a seguinte equação:

$$GE_bN_0 = \frac{E_b}{4\gamma^{\frac{2}{\alpha}}} \quad (2.33)$$

Desta forma, para cada valor da relação E_b/N_0 Generalizada a energia do sinal foi utilizada como referência para calcular o parâmetro de escala γ , que em conjunto com os demais parâmetros (α , β e δ) serviram para gerar o ruído.

3 Resultados e Discussão

Neste capítulo serão apresentadas os resultados das simulações, da geração de ruído impulsivo (seção 3.1) e dos sistemas de comunicação, sendo que os resultados obtidos destas são apresentados em termos de BER (Bit Error Ratio) x SNR (Signal Noise Ratio). As simulações foram realizadas através do software matemático MATLAB. Em todos os casos das simulações dos sistemas, 30 blocos de 32400 bits de informação foram gerados e transmitidos. A codificação foi realizada utilizando LDPC no padrão DVB-S2, disponível no próprio software, com taxa 1/2, gerando palavras-códigos de 64800 bits. As modulações digitais utilizadas foram BPSK e QPSK e a técnica OFDM foi empregada.

3.1 Ruído Impulsivo

Para que o ruído impulsivo fosse obtido, os parâmetros da distribuição alpha-estável encontrados na tabela 3 foram utilizados. No entanto, o parâmetro de escala γ teve que ser recalculado. Conforme a equação 2.33, utilizando a relação $GEbNo$, a energia do bit foi normalizada para 1, seguindo a seguinte equação:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{(4GEbNo)^\alpha}} \quad (3.1)$$

Desta forma, definindo a relação Sinal – Ruído para 10dB, o valor de γ foi obtido. A partir deste, as PDFs foram geradas e com estas, através de função própria do software que gera números aleatórios através das funções de densidade de probabilidade, os ruídos característicos foram obtidos. Seus resultados podem ser verificados nas Figuras 13 e 14.

O ruído verificado na Figura 13 corresponde ao ruído gaussiano, uma vez que a distribuição alfa-estável contou com o fator de estabilidade $\alpha = 2$. Na Figura 14, os diferentes tipos de ruído impulsivo foram obtidos. Sendo que, visualmente, o ruído obtido na manhã ativa apresenta um “maior grau de impulsividade” devido a apresentar o menor, dentre todos, grau de estabilidade ($\alpha = 1,4663$).

3.2 Simulação para o Canal AWGN

Neste cenário, o primeiro usuário não utiliza a codificação LDPC e a transmissão é realizada com BPSK. Para os demais usuários a codificação LDPC é utilizada com a taxa indicada anteriormente. Do segundo ao quinto foi utilizada a modulação BPSK, porém as decodificações LDPC foram limitadas ao número de iterações 10, 20, 30 e 50

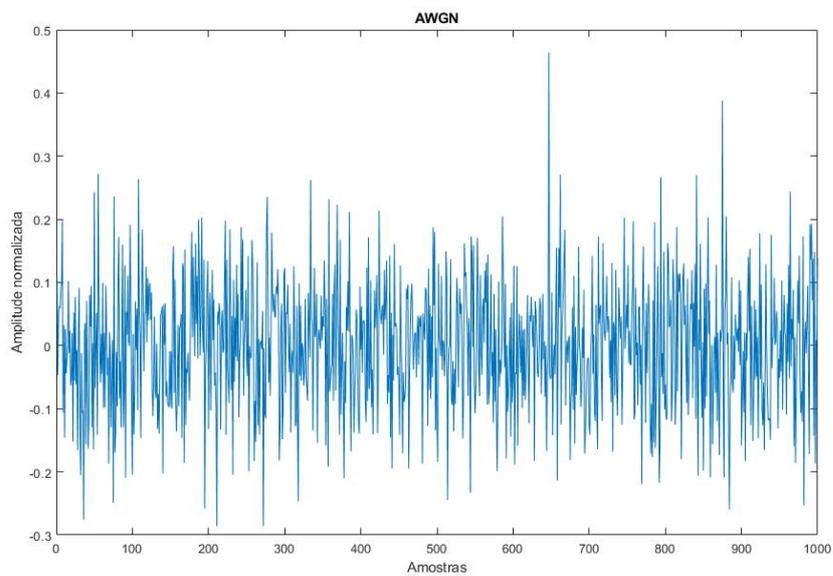


Figura 13 – Ruído gerado com os parâmetros de distribuição correspondentes ao ruído gaussiano ($\alpha = 2$, $\beta = 0$ e $\delta = 0$).

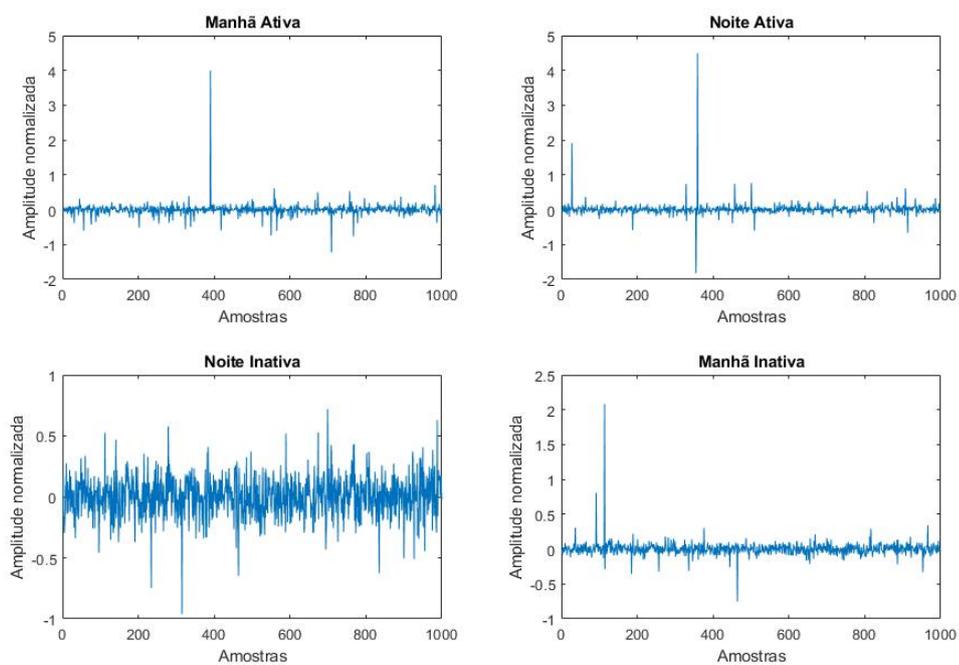


Figura 14 – Ruído impulsivo gerado com os parâmetros de distribuição correspondentes, conforme a tabela 3.

respectivamente. Do sexto ao nono a modulação QPSK foi utilizada e também com os limites de iterações na decodificação de 10, 20, 30 e 50 respectivamente.

O ruído adicionado é AWGN, com média zero e variância σ^2 . Visando um melhor controle no nível do ruído adicionado, optou-se por não utilizar as funções prontas do software, tornando possível a visualização do processo. Desta forma, a energia do símbolo foi obtida juntamente com a amplitude do sinal e, a partir desta, a amplitude do ruído conforme a SNR desejada. A figura 15 apresenta a comparação das curvas obtidas. Cabe ressaltar que se considerou o conhecimento variância do ruído para a tomada de decisão da demodulação BPSK e QPSK, sendo que em sistemas reais a estimação da mesma pode ser obtida através da transmissão de símbolos conhecidos previamente. A importância da estimação da variância do ruído se dá pela melhor recuperação do sinal nos processos de demodulação e de decodificação.

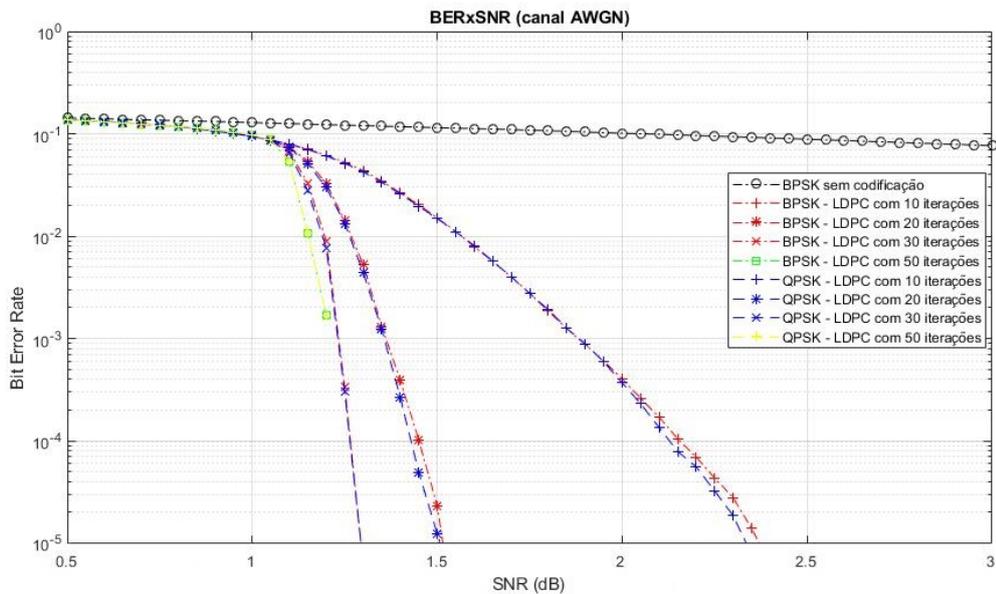


Figura 15 – BERxSNR para o canal AWGN, modulações BPSK e QPSK, com e sem codificação LDPC.

O resultado observado desta simulação evidencia a capacidade da codificação LDPC de melhorar o desempenho da transmissão. Foi verificado que a BER melhora conforme o aumento das iterações. Tomando como referência a BER 10^{-5} observa-se que, no caso de 10 iterações, a mesma é atingida com uma SNR de cerca de 2,35dB, no caso de 20 iterações, cerca de 1,5dB, no caso de 30 iterações, cerca de 1,25dB e no caso de 50 iterações a tendência da curva é que atinja cerca de 1,2dB. Em termos de capacidade do canal, o aumento de iterações aproxima as curvas ao limite de Shannon. Uma vez que, utilizando as equações 2.31 e 2.32 obtemos, tanto para o caso da modulação BPSK, quanto para a QPSK, o limite de 1dB. Nas equações 3.2 e 3.3 são demonstrados os cálculos para as

respectivas capacidades.

$$C_{BPSK} = 2^{2R} - 1 = 2^{2(1 \cdot \frac{1}{2})} - 1 = 2 - 1 = 1dB \quad (3.2)$$

$$C_{QPSK} = 2^R - 1 = 2^{(2 \cdot \frac{1}{2})} - 1 = 2 - 1 = 1dB \quad (3.3)$$

3.3 Canal PLC com Ruído Branco Aditivo Gaussiano

O cenário desta simulação segue, em parte, como na realizada na seção 3.2. O primeiro usuário não utiliza a codificação LDPC e a transmissão é realizada com a modulação BPSK. Os demais usuários utilizam a codificação LDPC com a taxa 1/2. Do segundo ao quinto foi utilizada a modulação BPSK e do sexto ao nono a modulação QPSK. O canal utilizado foi simulado conforme explicado na seção 2.4.2, sendo obtido a função de transferência e sua respectiva resposta ao impulso, vistos na Figura 10. Por tratar-se de um canal seletivo em frequência e com múltiplos percursos, a modulação OFDM foi, conforme explicado na seção 2.3.2, aplicada. Foram utilizadas 512 subportadoras e o tamanho do prefixo cíclico correspondente ao tamanho da resposta impulsiva do canal. A adição do ruído se deu conforme a seção 3.2, onde a energia do símbolo foi obtida e a partir desta a amplitude do ruído conforme a SNR desejada. Na recepção, após a IFFT e a retirada do prefixo cíclico foi utilizada a equalização ZF, sendo considerado que o canal foi estimado através de mensagens prévias. Após a demodulação, as decodificações, assim como na seção 3.2, do segundo ao quinto usuário foram limitadas quanto ao número de iterações para 10, 20, 30 e 50 respectivamente e do sexto ao nono usuário para 10, 20, 30 e 50 respectivamente.

Diferentemente do canal AWGN, a estimação da potência do ruído no canal PLC, foi realizada levando-se em conta o que foi apresentado na seção 2.3.2, onde a parcela do ruído recebido, após a equalização do processo de demodulação OFDM, é Z_n/H_n , ou seja, a amplitude do ruído obtido anteriormente foi dividida pela resposta em frequência do canal, os valores encontrados foram elevados ao quadrado, somados e a média foi obtida. Esta estimativa foi utilizada nas demodulações BPSK e QPSK. A Figura 16 apresenta os resultados da simulação.

O resultado da simulação mostra a melhora significativa na transmissão utilizando a codificação LDPC, com ganhos ligeiramente melhores para a modulação BPSK entre 10dB e 15dB. Tomando como referência a BER 10^{-5} , para os usuários que tiveram 10 iterações na decodificação LDPC, a modulação QPSK atingiu esse valor com 14,9dB e a BPSK com 13,9dB. Para os usuários que tiveram 20 iterações na decodificação LDPC, a modulação QPSK atingiu o valor com 13,2dB e a BPSK com 12,8dB. Para os usuários que tiveram 30 iterações na decodificação LDPC, a modulação QPSK atingiu o valor com

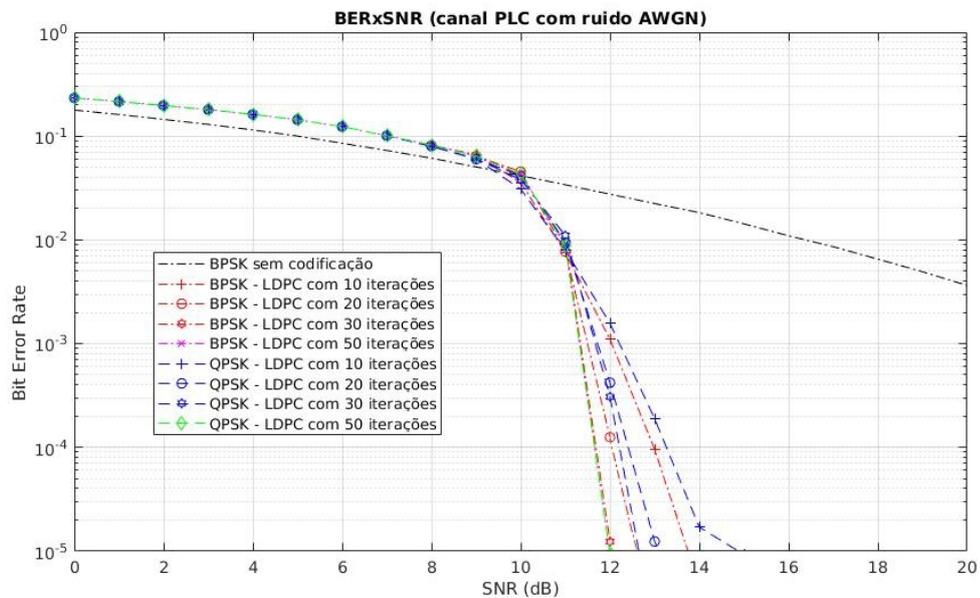


Figura 16 – BERxSNR para o canal PLC e ruído branco aditivo gaussiano, modulações BPSK e QPSK, com e sem codificação LDPC.

12,8dB e a BPSK com 12dB. Já os usuários que tiveram 50 iterações na decodificação LDPC ambas modulações atingiram o valor com 12dB.

3.4 Canal PLC com Ruído Combinado

O cenário desta simulação segue, em parte, como na realizada na seção 3.3. O primeiro usuário não utiliza a codificação e a transmissão é realizada com a modulação BPSK. Os demais usuários utilizam a codificação LDPC com a taxa 1/2. Do segundo ao quinto foi utilizada a modulação BPSK e do sexto ao nono a modulação QPSK. O canal utilizado foi simulado conforme explicado na seção 2.4.2, sendo obtido a função de transferência e sua respectiva resposta ao impulso conforme Figura 10. Novamente, por tratar-se de um canal seletivo em frequência e com múltiplos percursos, a modulação OFDM foi, conforme explicado na seção 2.3.2, aplicada. Foram utilizadas 512 subportadoras e o tamanho do prefixo cíclico correspondente ao tamanho da resposta impulsiva do canal. A adição do ruído se deu conforme a simulação na seção 3.3, onde a energia do símbolo foi obtida e a partir desta a amplitude do ruído branco aditivo gaussiano, conforme a SNR desejada. Porém, diferentemente da seção anterior, nesta simulação o ruído impulsivo foi adicionado. O modelo deste ruído seguiu aquele apresentado na seção 3.1, correspondente a distribuição alfa-estável caracterizada como "manhã - ativa", por apresentar maior grau de impulsividade. Da mesma forma que na seção 3.1 a energia do símbolo foi tomada como referência e a partir desta, o parâmetro γ foi obtido de acordo com a SNR desejada. Na recepção, após a IFFT e a retirada do prefixo cíclico foi utilizada a equalização ZF. Após

a demodulação, na decodificação, assim como na seção 3.3, do segundo ao quinto usuário foram limitadas ao número de iterações para 10, 20, 30 e 50 respectivamente e do sexto ao nono usuário para 10, 20, 30 e 50 respectivamente.

Para a estimar a potência média do ruído impulsivo, foi utilizada a relação proposta por (L.SANCHEZ; L.GUERRERO, 2015), onde o parâmetro de dispersão $v = \gamma^\alpha$ é utilizado como uma medida proporcional, sendo os valores de γ e α obtidos através da distribuição alfa-estável do ruído impulsivo. A Figura 17 apresenta os resultados da simulação.

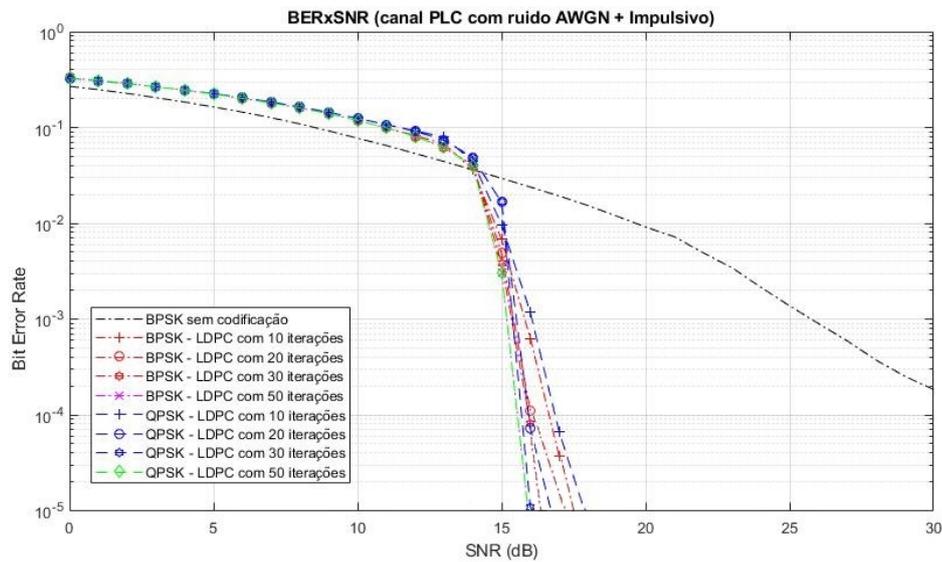


Figura 17 – BERxSNR para o canal PLC e ruído branco aditivo gaussiano, modulações BPSK e QPSK, com e sem codificação LDPC.

O resultado da simulação mostra novamente a melhora significativa na transmissão utilizando a codificação LDPC, porém com ganhos entre os dois tipos de modulação muito próximos. Tomando como referência a BER 10^{-5} , para os usuários que tiveram 10 iterações na decodificação LDPC, a modulação QPSK atingiu esse valor com 17,9dB e a BPSK com 17,5dB. Para os usuários que tiveram 20 iterações na decodificação LDPC, a modulação QPSK atingiu o valor com 16,7dB e a BPSK com 17,2dB. Para os usuários que tiveram 30 iterações na decodificação LDPC, a modulação QPSK atingiu o valor com 16dB e a BPSK com 16,3dB. Já os usuários que tiveram 50 iterações na decodificação LDPC ambas modulações atingiram o valor com 15,9dB.

3.5 Modulação BPSK com Canal PLC e Ruídos Branco Aditivo Gaussiano e Impulsivo

Neste cenário, dois usuários utilizam a modulação BPSK para a transmissão de blocos de 32400 bits, juntamente com a modulação OFDM e uma codificação LDPC de taxa 1/2, sendo a decodificação limitada a 50 interações, conforme melhor caso encontrado nas seções 3.3 e 3.4. Em ambos os casos o canal PLC utilizado é aquele apresentado na seção 2.4.2. A transmissão do primeiro usuário é afetada por um ruído branco aditivo gaussiano e o segundo por um ruído impulsivo combinado. A Figura 18 apresenta o resultado da simulação.

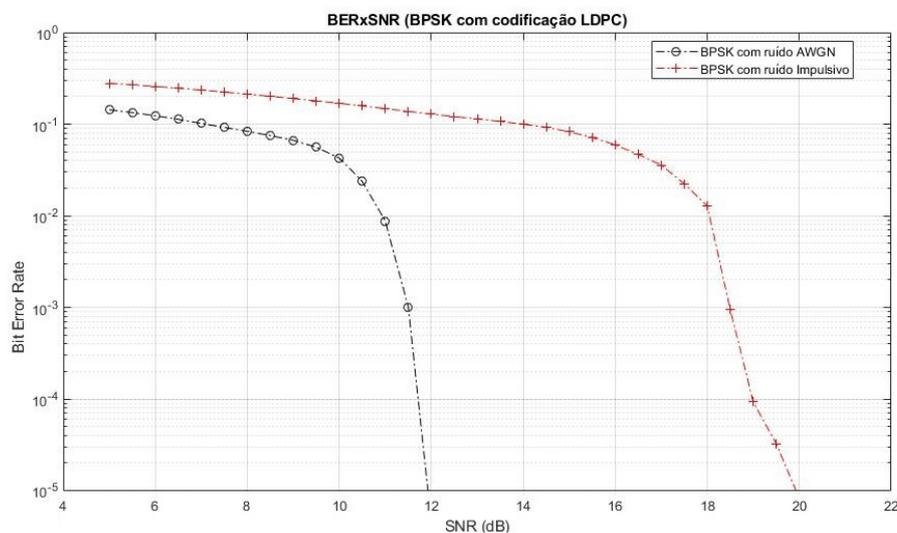


Figura 18 – BERxSNR para a modulação BPSK, canal PLC com ruído branco aditivo gaussiano e ruído impulsivo.

Tomando como referência a BER 10^{-5} o primeiro usuário com o ruído branco aditivo gaussiano, atinge este valor com uma SNR de 11,9dB. O segundo usuário, com ruído impulsivo, atinge o valor a 20dB. O resultado apresenta uma diferença de cerca de 8,1dB entre os casos.

3.6 Modulação QPSK com Canal PLC e Ruídos Branco Aditivo Gaussiano e Impulsivo

Neste cenário, dois usuários utilizam a modulação QPSK para a transmissão de blocos de 32400 bits, juntamente com a modulação OFDM e uma codificação LDPC de taxa 1/2, sendo a decodificação limitada a 50 interações, conforme melhor caso encontrado nas seções 3.4 e 3.5. Em ambos os casos o canal PLC utilizado é aquele apresentado na

seção 2.4.2 e simulado na seção 3.1. A transmissão do primeiro usuário é afetada por um ruído branco aditivo gaussiano e o segundo por um ruído impulsivo combinado.

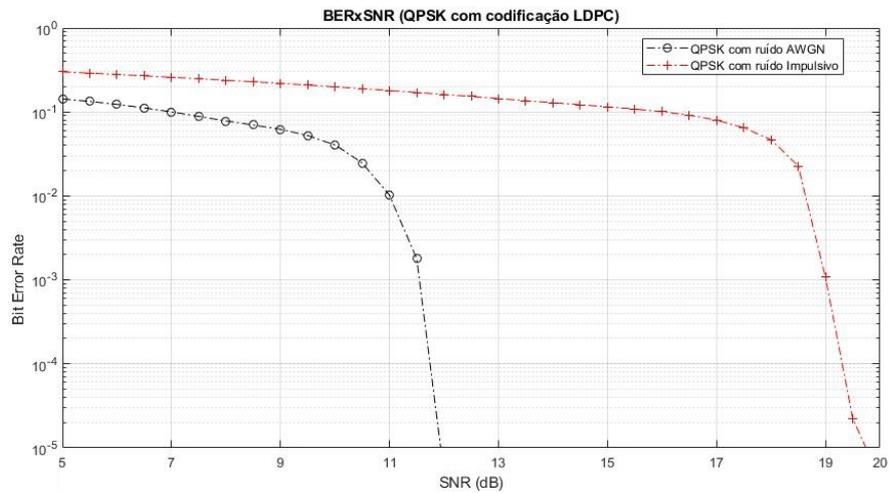


Figura 19 – BERxSNR para a modulação QPSK, canal PLC com ruído branco aditivo gaussiano e ruído impulsivo.

Tomando como referência a BER 10^{-5} o primeiro usuário com o ruído branco aditivo gaussiano, atinge este valor com uma SNR de 11,9dB. O segundo usuário, com ruído impulsivo, atinge o valor a 19,8dB. O resultado apresenta uma diferença de cerca de 7,9dB entre os casos.

4 Conclusão

Este trabalho de graduação foi dividido em duas partes. Na primeira, foram estudados e simulados as características do canal PLC, juntamente com o ruído impulsivo. Na segunda parte foram estudados e simulados sistemas de comunicação através deste canal, com e sem o ruído impulsivo, utilizando a codificação LDPC e as modulações BPSK, QPSK e OFDM.

A primeira etapa do trabalho possibilitou o aprofundamento do conhecimento sobre canais com multipercurso e atenuação, características fortemente encontradas em redes de energia. O modelo de canal PLC utilizado, proposto por (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b), se mostrou de simples implementação. A modelagem do ruído impulsivo através da distribuição alfa-estável, apresentado em (ANDREADOU; PAVLIDOU, 2009), também se mostrou de simples implementação, evidenciando no momento das simulações as características aleatórias dos impulsos.

A segunda etapa proporcionou a revisão de temas recorrentes durante a graduação, como tipos de modulação digitais, códigos corretores de erro, e trouxe conhecimentos novos quanto ao código LDPC e sobre a comunicação via rede elétrica. A primeira simulação desta etapa mostrou que o aumento no número de iterações na decodificação LDPC melhora o sistema, contudo, a partir de determinado valor, o custo computacional se torna grande em comparação com o ganho adquirido, fator este que se deve levar em consideração no projeto do sistema. As simulações dos sistemas de comunicação sobre o canal PLC, com o ruído branco aditivo gaussiano e ruído impulsivo combinado, mostraram que o código LDPC juntamente com a modulação OFDM tornam possível a transmissão e recepção de informação sobre a rede elétrica, apresentando os melhores casos com 50 iterações na decodificação LDPC e não apresentando diferenças significativa entre as modulações QPSK e BPSK. Cabe ressaltar que a estimativa da variância dos ruídos foi realizada utilizando-se da resposta ao impulso do canal, sendo que na literatura poucos artigos que abordam o tema foram encontrados. As últimas simulações deste trabalho mostraram os diferentes ganhos das modulações BPSK e QPSK utilizando a decodificação LDPC com 50 iterações (melhor caso simulado), para os casos de ruídos branco aditivo gaussiano e impulsivo. Estas evidenciam a diferença e a maior deterioração da informação causada pelo ruído impulsivo em comparação com o ruído branco.

Quanto às perspectivas de trabalhos futuros, vislumbra-se a melhora do sistema, utilizando-se de um processo de equalização, na modulação OFDM, que apresente melhores resultados do que a utilizada (ZF), uma vez que o ruído impulsivo mostrou um papel importante na degradação do desempenho do sistema, mesmo com o código corretor de

erros. O estudo de outras formas de simulações do ruído impulsivo, juntamente com novas formas de estimação da potência do mesmo, se mostra importante para compreensão de sistemas reais, uma vez que a abordagem utilizada não considerou ruído de fundo colorido, apenas o ruído de fundo branco. Ainda existe a possibilidade de estudo sobre os padrões existentes de comunicação via rede elétrica, como o padrão IEEE 1901, e a criação de simulações dos mesmos sistemas utilizando as especificações do padrão.

Referências

- ANDREADOU, N.; PAVLIDOU, F.-N. Modeling the noise on the ofdm power-line communications system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 25, n. 1, p. 150–157, 2009. Citado 4 vezes nas páginas [30](#), [31](#), [33](#) e [42](#).
- BARRETO, F. d. A. G.; ABREU, G.; COELHO, W. V. K. A tecnologia PLC e o acesso à internet banda larga. Instituto Federal Fluminense, 2013. Citado na página [25](#).
- BERGER L. T.; KRZYSZTOF, I. *Redes Elétricas Inteligentes—Aplicações, comunicação e segurança*. [S.l.]: LTC, 2015. Citado na página [10](#).
- BIGLIERI, E. Coding and modulation for a horrible channel. *IEEE Communications magazine*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 92–98, 2003. Citado na página [11](#).
- FACCIONI, A. U.; TRICHEZ, L. M.; MACEDO, R. L. Análise sobre a tecnologia PLC (Power Line Communication) Analysis technology of PLC (Power Line Communication). *Revista E-Tech: Tecnologias para Competitividade Industrial-ISSN-1983-1838*, v. 1, n. 2, p. 54–74, 2008. Citado na página [25](#).
- FRANZIN, R. P.; LOPES, P. B. A performance comparison between OFDM and FBMC in PLC applications. In: IEEE. *2017 IEEE Second Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*. [S.l.], 2017. p. 1–6. Citado na página [26](#).
- GALLAGER, R. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on information theory*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 21–28, 1962. Citado 2 vezes nas páginas [17](#) e [18](#).
- GARCIA, F. L. et al. Implementação de codificador LDPC para um sistema de TV digital usando ferramentas de prototipagem rápida. Universidade Estadual de Campinas, 2006. Citado 3 vezes nas páginas [14](#), [15](#) e [17](#).
- HAYKIN, S. *Sistemas de comunicação*. [S.l.]: Bookman, 2004. Citado 5 vezes nas páginas [13](#), [20](#), [21](#), [22](#) e [24](#).
- HAYKIN, S.; MOHER, M. *Sistemas modernos de comunicações wireless*. [S.l.]: Bookman Editora, 2009. Citado na página [14](#).
- JÚNIOR, J. C. M. et al. Estudo de códigos LDPC em sistemas OFDM com modulações 16-APSK sobre canal Rayleigh. Universidade Federal de Santa Maria, 2014. Citado 4 vezes nas páginas [11](#), [15](#), [18](#) e [19](#).
- KIM, Y.; BAE, J. N.; KIM, J. Y. Performance of power line communication systems with noise reduction scheme for smart grid applications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, IEEE, v. 57, n. 1, p. 46–52, 2011. Citado na página [11](#).
- LATHI, B. P.; DING, Z. *Sistemas de Comunicações Analógicos e Digitais Modernos*. [S.l.]: LTC, 2012. Citado na página [20](#).
- LI, F. e. a. Smart transmission grid: Vision and framework. *IEEE transactions on Smart Grid*, v. 1, n. 2, p. 168–177, 2010. Citado na página [10](#).

- LOPES, Y. et al. Smart grid e iec 61850: Novos desafios em redes e telecomunicações para o sistema elétrico. *XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2012. Citado na página 10.
- L.SANCHEZ, G.; L.GUERRERO, M. On the use of alpha-stable distributions in noise modeling for PLC. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 30, n. 4, p. 1863–1870, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 12, 29, 31, 32 e 39.
- LUCENA, A. U. d. et al. Um estudo sobre a construção, desempenho e implementação em VHDL de códigos LDPC binários, irregulares e estruturados para aplicação em comunicações ópticas. Universidade Estadual de Campinas, 2015. Citado na página 16.
- MLYNEK, P. et al. Heterogeneous networks for smart metering–power line and radio communication. *Elektronika ir Elektrotechnika*, v. 21, n. 2, p. 85–92, 2015. Citado na página 10.
- OLIVATTO, V. B. *Analysis of LDPC decoders for DVB-S2 using LLR approximations*. Tese (Doutorado) — MS thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade . . . , 2016. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- PEGORARO, T. F. et al. Codificação LDPC em sistemas de televisão digital. *Revista Científica Periódica-Telecomunicações*, v. 9, n. 02, 2007. Citado na página 17.
- PIMENTEL, C. J. L. *Comunicação Digital*. [S.l.]: Brasport, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 28.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão OFDM. *Revista Científica Periódica-Telecomunicações ISSN*, v. 1516, p. 2338, 2002. Citado na página 25.
- RIBEIRO, M. V. et al. Técnicas de processamento de sinais aplicadas a transmissão de dados via rede elétrica e ao monitoramento da qualidade de energia. [sn], 2005. Citado na página 11.
- RIVERA, R.; ESPOSITO, A. S.; TEIXEIRA, I. Redes elétricas inteligentes (smart grid): oportunidade para adensamento produtivo e tecnológico local. Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social, 2013. Citado na página 10.
- SANTOS, L. F. d. et al. Decodificadores de baixa complexidade para códigos LDPC q-ários. [sn], 2014. Citado na página 28.
- TSE, D.; VISWANATH, P. *Fundamentals of wireless communication*. [S.l.]: Cambridge university press, 2005. Citado na página 28.
- WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE transactions on Communication Technology*, IEEE, v. 19, n. 5, p. 628–634, 1971. Citado na página 26.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, IEEE, v. 44, n. 1, p. 249–258, 2002. Citado na página 29.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on communications*, IEEE, v. 50, n. 4, p. 553–559, 2002. Citado 3 vezes nas páginas 29, 30 e 42.