

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E COMPUTAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO**

**TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO ADAPTATIVA PARA
CANAL MIMO PLC**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Andrei Camponogara

Santa Maria, RS, Brasil

2014

Técnicas de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC

por

Ândrei Camponogara

Trabalho de conclusão de curso de graduação do curso de Engenharia Computação,
na área de Comunicações e Processamentos de Sinais,
na Universidade Federal de Santa Maria, RS,
como requisito parcial para obtenção do grau de
Engenheiro de Computação

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado

Santa Maria, RS, Brasil
2014

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Departamento de Eletrônica e Computação
Curso de Engenharia de Computação

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova o Trabalho de Conclusão de Curso

Técnicas de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC

elaborado por
Andrei Camponogara

como requisito parcial para obtenção do grau de
Engenheiro de Computação

COMISSÃO EXAMINADORA:

Dr. Renato Machado
(Presidente/Orientador)

Dr. Natanael Rodrigues Gomes

Dr. Andrei Piccinini Legg

Santa Maria, RS, Brasil
2014

Aos meus queridos pais ...

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, porque sem Ele nada seria.

Ao meu pai Luiz F. Camponogara e minha mãe Ivani T. Camponogara pelo apoio incondicional à minha formação acadêmica. Devo muito a vocês.

Aos meus irmãos Gláuber Camponogara e Douglas Camponogara por sempre estarem ao meu lado.

Ao meu orientador e amigo Renato Machado pelo constante apoio e pela excelente orientação durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores Natanael R. Gomes e Andrei P. Legg pela disponibilidade em esclarecer minhas dúvidas.

A minha amada Clarissa Farencena Arruda por acreditar em mim e estar comigo em todos os momentos.

Ao amigo Paulo H. Carabajal pela amizade e pela força nos momentos difíceis.

Aos amigos e colegas do laboratório GPSCoM com quem pude compartilhar conhecimento e descontraídas conversas.

E aos demais amigos que direta ou indiretamente contribuíram com esta conquista.

Muitíssimo Obrigado.

“A persistência é o menor caminho do êxito”

(Charles Chaplin)

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Departamento de Eletrônica e Computação
Curso de Engenharia de Computação

RESUMO

Ândrei Camponogara

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado

Data e local da defesa: Santa Maria, 28 de março de 2014.

Atualmente, tem-se estudado a utilização de sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*) na busca por uma melhor performance da Comunicação via Rede de Energia Elétrica (*Power Line Communications* - PLC). A grande demanda de serviços em banda larga tem impulsionado o desenvolvimento de aplicações PLC que exijam altas taxas de transferência de dados. Entretanto, pouca atenção vem sendo dada para a melhoria de tecnologias em banda estreita. Dessa forma, através deste trabalho de conclusão de curso, propõe-se uma nova técnica de transmissão para sistemas MIMO PLC em banda estreita, a qual consiste na utilização de pré-codificadores no modem transmissor, adaptados através do envio de informação por um canal de realimentação. Os pré-codificadores ponderam a potência do sinal a ser transmitido de forma a maximizar a SNR (*signal-to-noise ratio*) instantânea no modem receptor. Os resultados das simulações apontam que a técnica proposta possui uma eficiência superior ao esquema comparado, desenvolvido por Campos, Machado e Ribeiro. Por fim, observa-se que a técnica proposta permite alcançar um desempenho de BER (*bit error rate*) próximo do limitante inferior, com o uso de apenas poucos bits de realimentação.

Palavras-chave: Codificação de canal, comunicação via rede de energia elétrica, canal de realimentação e sistemas MIMO.

Federal University of Santa Maria
Technology Center
Department of Electronics and Computing
Computing Engineering Course

ABSTRACT

Adaptive Transmission Techniques for MIMO PLC

Author: Ândrei Camponogara

Advisor: Prof. Dr. Renato Machado

Place and time of presentation: Santa Maria, March, 2014.

Along the last years, it has been investigated the use of multiple-input multiple-output (MIMO) systems to improve the performance of Power Line Communications (PLC). The high demand of broadband services has pushed forward the development of high-speed PLC applications. However, few attention has been given to the improvement of narrowband technologies. Thus, in this study, we propose a novel transmission technique for narrowband MIMO PLC systems, by using a pre-processor in the transmitter modem which is configured through the information received from the feedback channel. The pre-processors determine the signal transmitted by each power line in order to maximize the instantaneous signal-to-noise ratio (SNR) in the receiver. Simulation results show that the technique proposed exhibits a performance gain over the scheme proposed by Campos, Machado and Ribeiro. Finally, the technique proposed achieve a BER (*bit error rate*) performance close of the lower bound, considering only a few feedback bits.

Keywords: Channel coding, power line communications, feedback channel and MIMO systems.

Sumário

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Introdução | 5 |
| 2 | Sistemas de Comunicação Digital | 7 |
| 2.1 | Sistemas de Comunicação Digital | 7 |
| 2.2 | Modulação Digital | 8 |
| 2.2.1 | Modulação PSK | 8 |
| 2.2.2 | Modulação QAM | 9 |
| 3 | Sistemas de Comunicação MIMO | 10 |
| 3.1 | Diversidade | 10 |
| 3.2 | Código de Alamouti | 11 |
| 3.3 | Códigos Grupo-Coerente Generalizados | 13 |
| 3.4 | Estratégias de Transmissão para Sistemas MIMO com Canal de Realimentação Quantizado | 15 |
| 4 | Comunicação via Rede de Energia Elétrica | 18 |
| 4.1 | Introdução | 18 |
| 4.2 | Infraestrutura e Aplicações | 19 |
| 4.3 | Canais PLC | 21 |
| 4.3.1 | Modelando o Canal PLC | 22 |
| 4.4 | Ruído Aditivo | 23 |
| 5 | Técnicas de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC | 28 |
| 5.1 | Sistemas MIMO PLC | 28 |
| 5.2 | Sistema MISO com Mono-Portadora e Canal de Realimentação de Informação para Aplicações PLC em Banda Estreita | 31 |
| 5.3 | Nova Técnica de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC | 32 |
| 6 | Resultados | 35 |
| 7 | Conclusões e Comentários Finais | 38 |
| | Referências Bibliográficas | 39 |

Lista de Figuras

| | | |
|-----|---|----|
| 2.1 | Diagrama de blocos de um sistema de comunicação digital. | 7 |
| 2.2 | Modulações BPSK e QPSK. | 8 |
| 2.3 | Modulações 4-QAM e 16-QAM. | 9 |
| 3.1 | Esquema de Alamouti para duas antenas transmissoras e uma antena receptora. Baseada em [5]. | 12 |
| 3.2 | Esquema de transmissão GGCC para pN_T antenas transmissoras e uma antena receptora. Baseada em: [15]. | 14 |
| 3.3 | Imagen ilustrativa: (i) estratégia de transmissão baseada em rotação de fase, (ii) estratégia de transmissão baseada em alocação ponderada de potência. | 16 |
| 3.4 | Resultados de simulação para estratégias (i) e (ii): $bf = 1, 2$ e 3 bits. | 17 |
| 4.1 | Tecnologia PLC: presente e futuro. Baseada em: [1]. | 20 |
| 4.2 | Atenuação do canal PLC em função da distância e da frequência. Fonte: [24]. | 21 |
| 4.3 | Módulo da resposta ao impulso de três canais PLC em função da frequência. Fonte: [20]. | 21 |
| 4.4 | Evolução de um canal PLC para um período de duas horas. Fonte: [25]. | 22 |
| 4.5 | Ruído impulsivo periódico síncrono com a componente fundamental. Fonte: [28]- [24]. | 25 |
| 4.6 | Ruídos PLC. Fonte: [20]. | 27 |
| 5.1 | Resposta em frequência de dois canais PLC. | 29 |
| 5.2 | Ruído PLC. | 29 |
| 5.3 | Efeito <i>crosstalk</i> | 30 |
| 5.4 | Diagrama em blocos referente às técnicas de transmissão adaptativa para canal MIMO PLC. | 31 |
| 6.1 | Simulação comparativa da técnica proposta \times o esquema de Campos et. al [4] para a frequência de 5,2Mhz. | 36 |
| 6.2 | Simulação comparativa da técnica proposta \times o esquema de Campos et. al [4] para a frequência de 6,3Mhz. | 36 |
| 6.3 | Simulação da técnica proposta considerando sistemas SISO e MISO para a frequência de 5,2Mhz. | 37 |
| 6.4 | Simulação da técnica proposta considerando as modulações BPSK e QPSK para a frequência de 6,3Mhz. | 37 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|--|----|
| 3.1 | Sequência de transmissão dos símbolos s_1 e s_2 do código de Alamouti. Fonte: [5]. | 11 |
| 4.1 | Descrição dos parâmetros das Equações (4.1) e (4.2). | 23 |
| 4.2 | Parâmetros para o modelo de ruído colorido de fundo. | 24 |
| 5.1 | Formato da palavra enviada pelo canal de realimentação. Fonte: [4]. | 32 |
| 5.2 | Métrica para a seleção da fase a ser transmitida pelo canal de realimentação. Fonte: [10]. | 34 |

Lista de Abreviaturas

| | |
|----------------|--|
| ASK | <i>Amplitude Shift Keying</i> |
| AT | Alta Tensão |
| AWGN | <i>Additive White Gaussian Noise</i> |
| BER | <i>Bit Error Rate</i> |
| BPSK | <i>Binary-Phase Shift Keying</i> |
| BS | <i>Base Station</i> |
| BoPLC | <i>Broadband Power Line Communications</i> |
| BT | Baixa Tensão |
| CENELEC | <i>Comité Européen de Normalisation Électrotechnique</i> |
| CSI | <i>Channel State Information</i> |
| DSP | <i>Digital Signal Processor</i> |
| FEXT | <i>Far-end Crosstalk</i> |
| FSK | <i>Frequency Shift Keying</i> |
| GGCC | <i>Generalized Group-Coherent Code</i> |
| GCC | <i>Group-Coherent Code</i> |
| IBGE | Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística |
| MIMO | <i>Multiple-Input Multiple-Output</i> |
| MISO | <i>Multiple-Input Single-Output</i> |
| MT | Média Tensão |
| NaPLC | <i>Narrowband Power Line Communications</i> |
| NEXT | <i>Near-end Crosstalk</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| OSTBC | <i>Orthogonal Space-Time Block Code</i> |
| PLC | <i>Power Line Communications</i> |
| PSK | <i>Phase Shift Keying</i> |
| QAM | <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| QPSK | <i>Quadrature-Phase Shift Keying</i> |
| SISO | <i>Single-Input Single-Output</i> |
| SNR | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> |

1

Introdução

A necessidade de soluções que atendam a demanda por serviços de banda larga tem impulsionado o desenvolvimento de novas tecnologias de telecomunicações. Em meio a esse contexto, a Comunicação via Rede de Energia Elétrica (*Power Line Communications - PLC*) aparece como uma opção promissora. Um dos motivos que a tornam bastante atrativa é devido ao fato de sua infraestrutura física, correspondente à rede de acesso, já estar instalada.

Em uma infraestrutura de telecomunicações, o custo para a construção de uma rede de acesso corresponde aproximadamente a 50% do total de investimentos [1]. Considerando que em termos de Brasil, a cobertura da rede de energia elétrica atinge aproximadamente 97,8% das residências, segundo o Censo 2010, divulgado pelo IBGE (Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística) [2], a escolha da tecnologia PLC como solução para as últimas milhas implica em uma redução significativa dos gastos em infraestrutura.

É importante ressaltar que a rede de energia elétrica não foi projetada inicialmente para a comunicação de dados, porém o desenvolvimento de novas técnicas de processamento de sinais, a diminuição dos custos e o aumento da eficiência dos processadores digitais de sinal (*digital signal processors - DSPs*) e o emprego dos códigos detectores e corretores de erro tornaram a rede de energia elétrica um meio viável para a comunicação de dados.

Conforme descrito anteriormente, a procura pelos serviços em banda larga impulsionou o desenvolvimento de tecnologias PLC. Entretanto, há uma grande demanda por aplicações que requerem baixa transferência de dados como, por exemplo, automação residencial, *smart metering* e *smart grid*, apontando, assim, a necessidade de desenvolver aplicações PLC em banda estreita.

Para lidar com as adversidades impostas pelo canal PLC em banda estreita, a utilização de modulações multiportadora vêm sendo amplamente estudadas, como é o caso da OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) [3]. Esse estudo é necessário pois as modulações digitais (FSK, PSK, ASK, QAM, etc.) em sistemas com monoportadora não oferecem a confiabilidade necessária sob a presença do desvanecimento profundo e do ruido impulsivo. No entanto, os resultados obtidos em sistemas mono e multiportadora indicam que ainda há muito espaço para a realização de trabalhos de pesquisa nessa área, com o intuito de encontrar mecanismos mais eficazes no combate às adversidades impostas pelo canal PLC [4].

Uma maneira interessante para se combater as adversidades do canal de comunicação consiste no uso de técnicas de transmissão que exploram a diversidade espacial existente em sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*). O conceito MIMO foi inicialmente utilizado na comunicação sem fio (*wireless*) através dos códigos de Alamouti [5] e depois estendido por Tarokh et. al [6] com os códigos espacotemporais de bloco (*orthogonal space-time block codes - OSTBCs*). A grande vantagem oferecida pelo conceito MIMO são os ganhos máximos de diversidade obtidos quando códigos ortogonais são utilizados

[4]. O uso de técnicas MIMO em sistemas PLC foram consideradas em [7] e [8]. Nessas contribuições, os autores mostram a melhora de performance alcançada com o uso de técnicas MIMO aplicadas de forma a explorar a diversidade espacial entre os cabos de energia elétrica.

Outra questão importante explorada em [7] e [8] é o uso de um canal de realimentação, o qual pode melhorar consideravelmente o desempenho de um sistema MIMO. Segundo Machado [9], se um canal de realimentação é disponível e os coeficientes de desvanecimentos são conhecidos no transmissor, a máxima diversidade pode ser alcançada através do uso de técnicas de transmissão assistidas pelo canal de realimentação.

Dessa forma, neste trabalho de conclusão de curso, propõe-se uma nova técnica de transmissão de dados para sistemas MIMO PLC monoportadora de banda estreita, intitulada de "Nova Técnica Adaptativa para Canal MIMO PLC". A técnica proposta explora o uso de pré-codificadores no modem transmissor. Esses pré-codificadores ponderam a potência do sinal a ser transmitido, de maneira a maximizar a razão sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR) instantânea. Apesar de ser uma estratégia nova para sistemas PLC, a ponderação de potência já é bem conhecida na comunicação sem fio [10–12].

O presente trabalho encontra-se dividido da seguinte maneira: o Capítulo 2 aborda alguns conceitos básicos referentes aos sistemas de comunicação e modulação digital; o Capítulo 3 descreve algumas características e técnicas de comunicação MIMO; o Capítulo 4 apresenta a tecnologia PLC, bem como os modelos de canal e ruído utilizados nas simulações; o Capítulo 5 descreve as características de sistemas MIMO PLC consideradas nas simulações e as técnicas MIMO PLC simuladas: técnica de Campos et. al [4] e o esquema proposto por este trabalho; o Capítulo 6 apresenta os resultados das simulações; e, por fim, o Capítulo 7 descreve as conclusões e comentários finais.

2

Sistemas de Comunicação Digital

Este capítulo tem o objetivo de definir alguns conceitos gerais referentes a um sistema de comunicação digital e algumas técnicas de modulação digital consideradas na análise dos resultados da técnica proposta.

2.1 Sistemas de Comunicação Digital

O objetivo de um sistema de comunicação é garantir que a informação chegue ao seu destino de maneira confiável. Neste trabalho de conclusão de curso considera-se um sistema de comunicação digital, o qual pode ser descrito pelo seguinte diagrama de blocos:

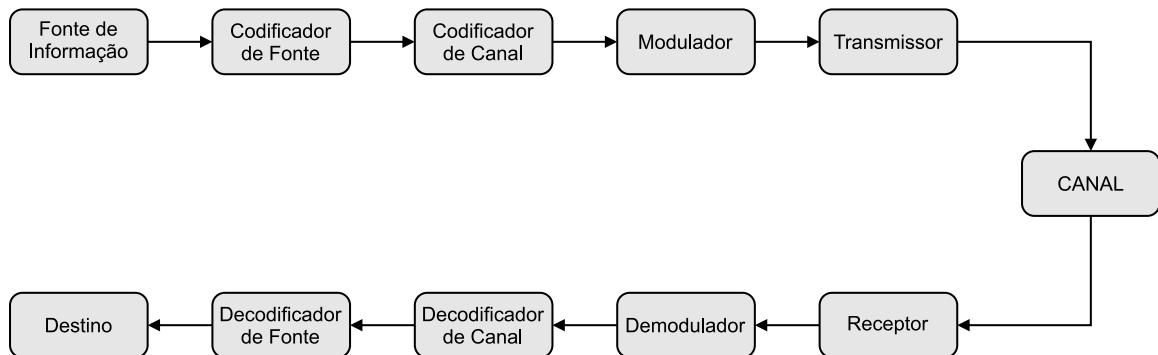


Figura 2.1: Diagrama de blocos de um sistema de comunicação digital.

Cada bloco apresentado pela Figura 2.1 possui uma função específica, a saber:

- Fonte de Informação - gera os símbolos de informação a serem transmitidos;
- Codificador de Fonte - retira o excesso de redundância proveniente da fonte de informação;
- Codificador de Canal - insere redundância no sinal de informação de forma a tornar a transmissão mais confiável;
- Modulador - converte os símbolos de informação em forma de onda analógica, de forma a aumentar a eficiência da transmissão;
- Transmissor - transmite o sinal modulado;
- Canal - meio físico por onde o sinal se propaga, podendo ser sem fio (ar e água), rede de energia elétrica, cabo coaxial, cabo de par trançado, fibra ótica, etc.;
- Receptor - recebe o sinal modulado;

- Demodulador - converte o sinal modulado em uma sequência de símbolos;
- Decodificador de Canal - faz uso da redundância inserida pelo codificador de canal para detectar e corrigir erros ocasionados durante a transmissão do sinal;
- Decodificador de Fonte - com base no codificador de fonte, procura reproduzir fielmente o sinal da fonte de informação adicionando novamente a redundância suprimida pelo codificador de fonte;
- Destino: fim da transmissão, podendo ser o usuário final, um circuito de comando ou qualquer dispositivo que faça uso da informação transmitida.

2.2 Modulação Digital

A técnica de modulação digital consiste no transporte de informação digital através de um sinal análogo, conhecido como portadora, cujas características (amplitude, fase e frequência) são modificadas de acordo com a informação digital a ser transmitida e a técnica de modulação digital a ser empregada. Uma das características da modulação é o deslocamento do sinal de uma banda base (baixa frequência) para uma banda passante (alta frequência), tornando, em geral, o sinal mais imune a ruídos e interferências e, no caso da comunicação sem fio, acarretando na diminuição das dimensões da antena receptora.

2.2.1 Modulação PSK

A modulação por mudança de fase (*phase shift keying* - PSK) consiste em alterar a fase da portadora de acordo com o símbolo de informação. A Figura 2.2 ilustra dois exemplos de modulações PSK utilizando o rotulamento de Gray para o mapeamento de bits.

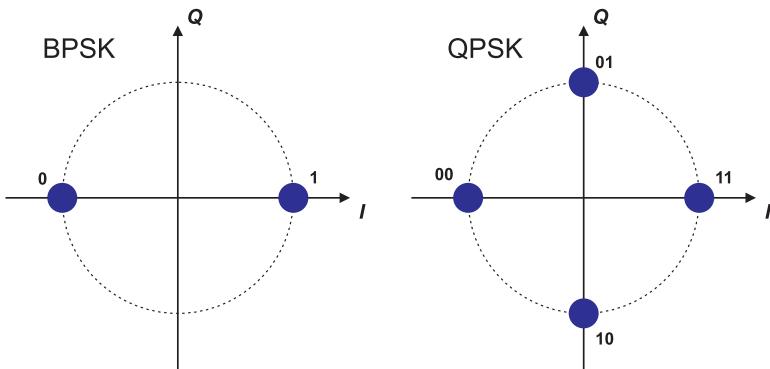


Figura 2.2: Modulações BPSK e QPSK.

Observando a Figura 2.2, nota-se que a modulação BPSK (*binary-phase shift keying*) utiliza apenas 1 bit/símbolo, enquanto que a modulação QPSK (*quadrature-phase shift keying*) utiliza 2 bits/símbolo. Dessa forma, pode-se constatar que a modulação BPSK é uma técnica bastante robusta, e, por esse motivo, muito utilizada na comunicação via satélite, apesar do uso ineficiente da banda do canal. Já a modulação QPSK, conforme ilustrado na Figura 2.2, perde um pouco de robustez com o aumento de bits por símbolo, mas tem o dobro de eficiência espectral.

2.2.2 Modulação QAM

A técnica de modulação QAM (*quadrature amplitude modulation*) consiste em modificar a amplitude e a fase da portadora de acordo com o símbolo de informação. A Figura 2.3 apresenta dois exemplos de modulação QAM com 2 e 4 bits/símbolo, utilizando o rotulamento de Gray para o mapeamento de bits.

Uma vantagem da modulação QAM em relação às modulações PSK é que o uso desta constelação proporciona uma melhor eficiência quanto a utilização de banda do canal, mantendo a simplicidade de implementação. Dessa forma, as constelações QAM são mais adequadas para transmissões de símbolos mais densos (com maior número de bits), uma vez que sua constelação apresenta um mapeamento que torna a transmissão menos susceptível a erros causados por ruído e interferências, quando comparadas com a transmissão de símbolos PSK.

Outro fator importante a ser observado é que a modulação 4-QAM quando rotacionada em 45° torna-se idêntica à modulação QPSK. Há uma série de outras constelações que poderiam ser apresentadas, mas foge do escopo deste trabalho de conclusão de curso.

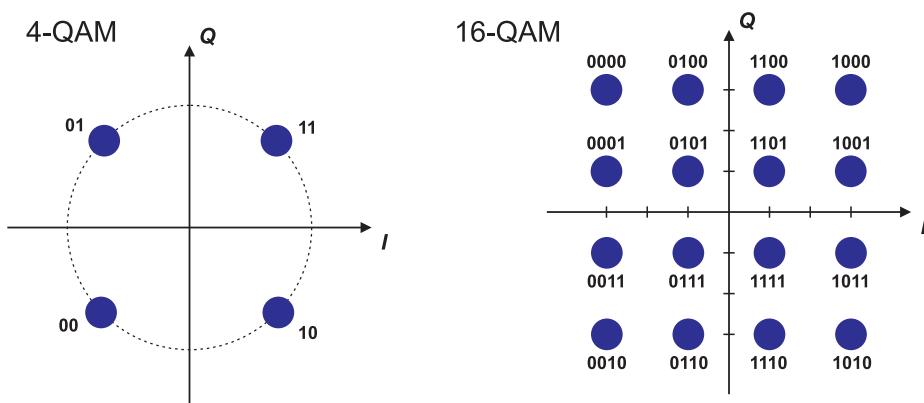


Figura 2.3: Modulações 4-QAM e 16-QAM.

3

Sistemas de Comunicação MIMO

Os sistemas de comunicação baseados no emprego de múltiplas antenas no transmissor e múltiplas antenas no receptor (*multiple-input multiple-output* - MIMO) permitem uma melhora de eficiência na transmissão de dados e uma redução da taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER). Neste capítulo são descritas algumas técnicas MIMO que contribuíram na geração dos resultados apresentados neste trabalho. A Seção 3.1 conceitua alguns tipos de diversidade. Já a Seção 3.2 descreve o esquema de Alamouti. A Seção 3.3 descreve os códigos grupo-coerentes generalizados. Por fim, a Seção 3.4 descreve um estudo publicado pelo autor deste trabalho, o qual faz uma comparação entre duas estratégias MIMO com canal de realimentação quantizado¹.

3.1 Diversidade

A técnica de diversidade consiste em explorar a baixa probabilidade de que todos os canais de um determinado sistema de comunicação sofram com o desvanecimento profundo. Transmite-se, então, diversas réplicas do sinal de informação ao receptor por meio do canal de comunicação, de modo que estejam completamente descorrelacionadas umas das outras. Assim, se algumas delas sofram desvanecimento profundo, ainda há uma boa probabilidade de que pelo menos uma réplica chegue ao receptor com pouca distorção. Para melhor entendimento, segue alguns dos tipos de diversidades mais utilizados:

- Diversidade Temporal: Réplicas do sinal de informação são enviadas ao receptor em intervalos de tempo que excedem o tempo de coerência do canal, de forma que elas estejam completamente descorrelacionadas. Isso implicará que essas réplicas sofram diferentes atenuações, possibilitando a diminuição da probabilidade de erro de bit média do sinal de informação que chega ao receptor. No entanto, sistemas que utilizam essa técnica têm a diminuição da taxa de transmissão proporcional à ordem de diversidade alcançada. Sendo assim, para um sistema de diversidade temporal de ordem 2 a taxa de transmissão será de $\frac{1}{2}$.
- Diversidade Espacial: O transmissor envia réplicas do sinal de informação por meio de antenas espaçadas suficientemente para que haja uma descorrelação completa do sinal, permitindo que as réplicas sofram atenuações distintas. Essa distância de espaçamento entre as antenas está diretamente ligada ao comprimento de onda, geralmente entre 3 e 10 comprimentos de onda dependendo do tipo de antenas empregadas no transmissor/receptor.
- Diversidade em Frequência: As réplicas do sinal de informação são enviadas ao receptor por diferentes portadoras, de modo que a separação em frequência entre elas exceda a banda de coerência

¹Quantização é o processo de conversão de um sinal analógico para uma quantidade limitada de amplitudes, permitindo assim, que o mesmo possa ser representado por 0s e 1s. Quanto maior o número de amplitudes consideradas no processo de quantização, maior será a quantidade de bits necessária representar o sinal analógico em formato digital.

do canal. Dessa forma, as réplicas serão afetadas por desvanecimentos descorrelacionados.

3.2 Código de Alamouti

Proposto em [5], o esquema de Alamouti se dá por meio de uma simples matriz ortogonal quadrada de ordem dois:

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Tabela 3.1: Sequência de transmissão dos símbolos s_1 e s_2 do código de Alamouti. Fonte: [5].

| Tempo | Antena 0 | Antena 1 |
|---------|----------|----------|
| t | s_0 | s_1 |
| $t + T$ | $-s_1^*$ | s_0^* |

s_0 e s_1 representam, respectivamente, os sinais transmitidos pelas *Antena 0* e *Antena 1*. Conforme exposto na Tabela 3.1, após o período de tempo T são transmitidos $-s_1^*$ e s_0^* , de forma que $*$ indica o conjugado de um número complexo. A codificação utilizada por Alamouti é dita espaço-temporal, pois distribui as réplicas do sinal de informação em duas dimensões, espacial e temporal, representadas pelas colunas e linhas da matriz em (3.1), respectivamente, como pode ser observado na Tabela 3.1. No entanto, períodos de símbolos subsequentes podem ser substituídos por portadoras adjacentes, migrando o esquema para uma codificação espaço-frequencial. Nota-se que tanto em uma codificação espaço-temporal quanto em uma codificação espaço-frequencial, há o emprego da diversidade espacial, uma vez que as antenas são espaçadas de maneira que haja uma completa descorrelação dos sinais a serem transmitidos.

A Figura 3.1 mostra a representação em banda base do código de Alamouti para uma configuração de duas antenas transmissoras e uma antena receptora.

De acordo com a Figura 3.1, considerando que os canais respectivos às antenas possuam variações temporais suficientemente lentas, os ganhos $h_0(t)$ e $h_1(t)$ podem ser representados da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t + T) = h_0 = \alpha e^{j\theta_0}, \\ h_1(t) &= h_1(t + T) = h_1 = \alpha e^{j\theta_1}, \end{aligned}$$

sendo T a duração de um símbolo. Os sinais recebidos nos instantes t e $t + T$ são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + \eta_0, \\ r_1 &= r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + \eta_1, \end{aligned}$$

em que η_0 e η_1 denotam o ruído aditivo e outras interferências no receptor, sendo modeladas como variáveis aleatórias Gaussianas, circularmente simétricas e estatisticamente independentes.

A estimativa dos sinais transmitidos \tilde{s}_0 e \tilde{s}_1 é realizada pelo combinador através de um simples

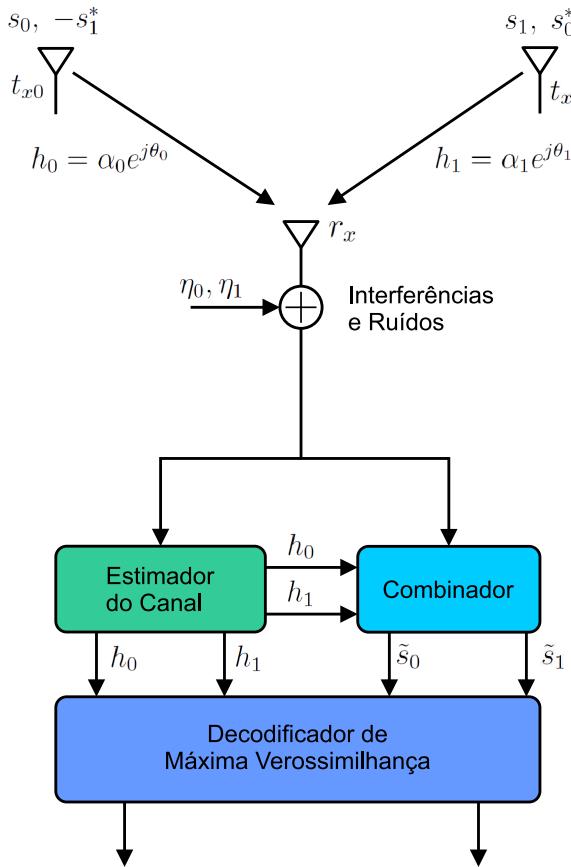


Figura 3.1: Esquema de Alamouti para duas antenas transmissoras e uma antena receptora. Baseada em [5].

processamento linear:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\
 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* \eta_0 + h_1 \eta_1^*, \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \\
 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 \eta_0^* + h_1^* \eta_1
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Esses sinais são enviados para o detector de máxima verossimilhança. Considerando a distância Euclidiana quadrática entre dois sinais, x e y , tem-se:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \tag{3.3}$$

Considerando as Equações (3.2) e (3.3) pode-se descrever o processo de detecção dos sinais feito pelo detector de máxima verossimilhança, levando-se em conta apenas s_0 , já que a detecção de s_1 é realizada da mesma forma, como:

$$d^2(r_0, h_0 s') + d^2(r_1, h_1 s') \leq d^2(r_0, h_0 s'') + d^2(r_1, h_1 s''), \forall s'' \in S, s' \neq s'' \tag{3.4}$$

Para o caso em que se utiliza uma constelação do tipo PSK, tem-se:

$$d^2(\tilde{s}_0, s') \leq d^2(\tilde{s}_0, s''), \forall s'' \in S, s' \neq s'' \tag{3.5}$$

É importante notar que a ordem de diversidade resultante para o sistema considerado (duas antenas transmissoras e uma antena receptora) é igual a dois. Outro fato válido a ser observado é que o esquema de Alamouti permite a utilização de duas ou mais antenas na recepção do sinal, ao passo que o número de antenas na transmissão deve ser sempre dois. Assim, o grau de diversidade do sistema MIMO Alamouti torna-se igual ao produto entre o número de antenas transmissoras e o número de antenas receptoras.

3.3 Códigos Grupo-Coerente Generalizados

Tarokh *et al.* em [6] propuseram os códigos espaço-temporais de bloco ortogonais (OSTBCs), que são uma extensão do código de Alamouti. Os OSTBCs possibilitaram a utilização de mais de duas antenas na transmissão, continuando a oferecer, assim como Alamouti, simplicidade no processo de detecção e grau máximo de diversidade. Eles são apropriados para um cenário em que a informação sobre o estado do canal (*channel state information - CSI*) é conhecida apenas pelo receptor. Em contrapartida, quando o transmissor possui o conhecimento da CSI, os OSTBCs não são mais a melhor opção e novas estratégias são consideradas [13–15].

Propostos por Machado e Uchôa-Filho em [15], os códigos grupo-coerente generalizados (*generalized group-coherent codes - GGCCs*) são uma generalização dos códigos grupo coerentes (*group-coherent codes - GCC*) publicados em [13] e [14]. Considera-se um código espaço-temporal ortogonal em bloco \mathbf{C} para N_T antenas transmissoras, em que $N_T \geq 1$. Um GGCC para pN_T antenas transmissoras, sendo p um número inteiro ≥ 2 , pode ser obtido da seguinte forma:

$$\mathbf{GD}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{C} \quad \beta_1 \mathbf{C} \quad \beta_2 \mathbf{C} \quad \dots \quad \beta_{p-1} \mathbf{C}], \quad (3.6)$$

em que \mathbf{GD}_k é o código utilizado para a transmissão formado por $p\mathbf{C}$ matrizes, sendo $\beta_i = e^{j\theta_i}$ com $\theta_i \in [0, 2\pi)$. Adota-se, por conveniência, $\theta_0 = 0$. As colunas das matrizes \mathbf{C} representam as antenas transmissoras, enquanto as linhas se referem aos instantes de tempo. $1/\sqrt{p}$ é o fator que normaliza a energia de transmissão, de maneira que para cada uma das pN_T antenas a energia do símbolo transmitido seja E_s/pN_T .

Considerando que a recepção do sinal transmitido se dê por apenas uma antena receptora, tem-se a expressão:

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}_k \mathbf{h} + \mathbf{n}, \quad (3.7)$$

em que \mathbf{r} é o vetor coluna que contém os sinais recebidos nos instantes de tempo 1, 2, ..., l e \mathbf{n} o ruído aditivo nos l instantes de tempo. O vetor coluna \mathbf{h} contém pN_T ganhos complexos respectivos a cada código \mathbf{D}_k , podendo ser descrito como um vetor composto por p subgrupos de canais, $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_p^T]$, de forma que, o i -ésimo ($i = 1, 2, \dots, p$) subgrupo de canais, o vetor coluna \mathbf{h}_i , está associado ao i -ésimo sub-bloco de \mathbf{GD}_k . Sendo assim, pode-se reescrever \mathbf{r} da seguinte forma:

$$\mathbf{r} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{n}, \quad (3.8)$$

em que $\hat{\mathbf{h}}_k$ é um canal equivalente definido por:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{h}_1 \quad \beta_1 \mathbf{h}_2 \quad \beta_2 \mathbf{h}_3 \quad \dots \quad \beta_{(p-1)} \mathbf{h}_p] \quad (3.9)$$

Como descrito em [15], embora os códigos \mathbf{GD}_k não apresentem os requerimentos de ortogonalidade apresentados em [6], os GGCCs possuem as seguintes propriedades:

- Para quaisquer valores de $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{(p-1)}$, \mathbf{D}_k pode ser decodificado utilizando-se apenas processamento linear, assim como é feito para os OSTBCs;
- Para um GGCC com pN_T antenas transmissoras, uma antena receptora e $(p-1)$ bits de realimentação, o grau de diversidade será igual a pN_T .

No esquema GGCC, o transmissor possui o conhecimento parcial da CSI, o qual é avaliado e enviado pelo receptor através do canal de realimentação. O conhecimento parcial da CSI no transmissor possibilita uma menor BER, ou equivalente maior sinal-ruído (*signal to noise ratio* - SNR) do sinal transmitido. Em uma situação ideal, em que o canal de realimentação tenha capacidade infinita para a transmissão da informação, considera-se o valor mais apropriado para cada $\theta_i, i = 1, \dots, (p-1)$. Porém, como na prática o número de bits é limitado, quantiza-se o canal para um número finito de bits, com $\theta_i \in \text{MPSK}$. A Figura 3.2 ilustra o esquema GGCC.

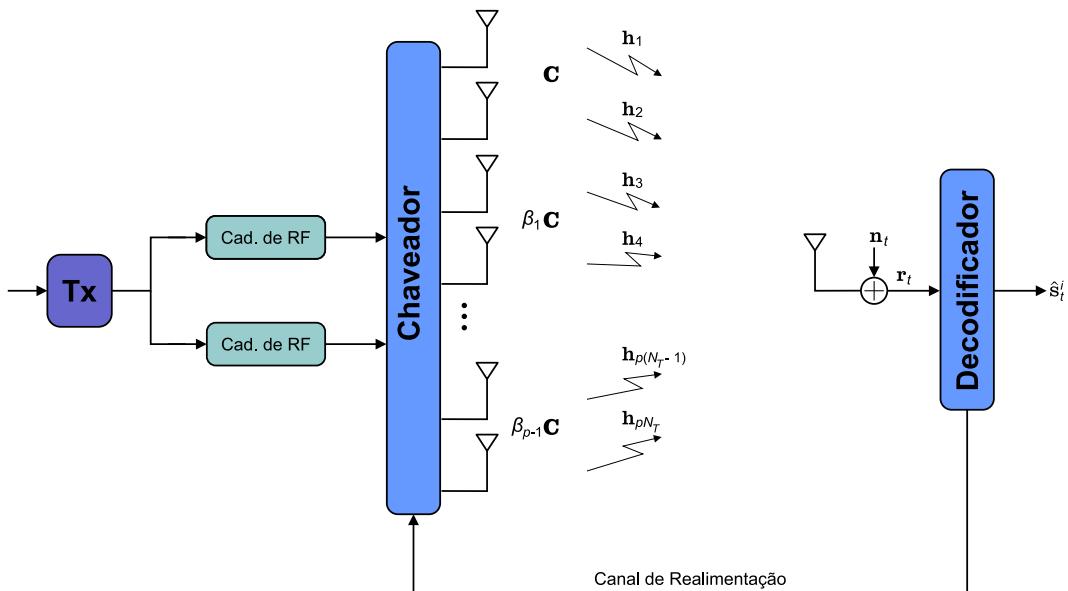


Figura 3.2: Esquema de transmissão GGCC para pN_T antenas transmissoras e uma antena receptora. Baseada em: [15].

Para um melhor entendimento, segue o exemplo publicado em [15].

Exemplo de um GGCC

Considere o código de Alamouti representado por:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Considerando um GGCC para quatro antenas transmissoras, tem-se:

$$\mathbf{GD} = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad \mathbf{C} e^{j\theta_1}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_1 e^{j\theta_1} & s_2 e^{j\theta_1} \\ -s_2^* & s_1^* & -s_2^* e^{j\theta_1} & s_1^* e^{j\theta_1} \end{bmatrix}$$

Os sinais recebidos nos intervalos de tempo 1 e 2 são, respectivamente:

$$r_1 = \frac{1}{2}(h_1s_1 + h_2s_2 + h_3s_1e^{j\theta_1} + h_4s_2e^{j\theta_1}) + \eta_1 \quad (3.10)$$

$$r_2 = \frac{1}{2}(-h_1s_2^* + h_2s_1^* - h_3s_2^*e^{j\theta_1} + h_4s_1^*e^{j\theta_1}) + \eta_2$$

O processamento linear produz as entradas desejadas para o decodificador de ML:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= (h_1 + h_3e^{j\theta_1})^*r_1 + (h_2 + h_4e^{j\theta_1})r_2^* \\ &= \frac{1}{2}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta)s_1 + (h_1 + h_3e^{j\theta_1})\eta_1 + (h_2 + h_4e^{j\theta_1})\eta_2, \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \hat{s}_2 &= (h_2 + h_4e^{j\theta_1})^*r_1 - (h_1 + h_3e^{j\theta_1})r_2^* \\ &= \frac{1}{2}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta)s_2 - (h_1 + h_3e^{j\theta_1})\eta_2 + (h_2 + h_4e^{j\theta_1})\eta_1, \end{aligned}$$

em que $\beta = h_1h_3^*e^{-j\theta_1} + h_1^*h_3e^{-j\theta_1} + h_2h_4^*e^{-j\theta_1} + h_2^*h_4e^{-j\theta_1}$ e $h_i = \alpha_i e^{j\xi_i}$.

Reescrevendo β em termos dos módulos e das fases dos ganhos complexos do canal, tem-se:

$$\beta = \alpha_{13}e^{-j(\xi_3 - \xi_1 + \theta_1)} + \alpha_{13}e^{-j(\xi_1 - \xi_3 - \theta_1)} + \alpha_{24}e^{-j(\xi_4 - \xi_2 + \theta_1)} + \alpha_{24}e^{-j(\xi_2 - \xi_4 - \theta_1)}, \quad (3.12)$$

sendo $\alpha_{ij} = \alpha_i \alpha_j$. O objetivo é encontrar o valor de θ_1 que maximize (3.12). Derivando β em relação a θ_1 , e igualando o resultado a zero, chega-se a:

$$\tan(\theta_1^*) = \frac{\tan(\xi_1 - \xi_3)}{(1 + \Delta)\Gamma} + \frac{\tan(\xi_2 - \xi_4)}{(1 + 1/\Delta)\Gamma} \quad (3.13)$$

em que $\Delta = \frac{\alpha_{24}}{\alpha_{13}}$ e $\Gamma = \frac{\cos(\xi_2 - \xi_4)}{\cos(\xi_1 - \xi_3)}$. O valor de θ_1^* em (3.13) maximiza a seguinte SNR:

$$\gamma_A = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta^*}{4} \gamma_0 \quad (3.14)$$

β^* é obtido substituindo-se θ_1 por θ_1^* na Equação (3.12). Como já mencionado, para o caso quantizado devemos encontrar o valor ótimo em (3.13). O número de bits de realimentação requerido será igual a $p \log_2(M)$.

3.4 Estratégias de Transmissão para Sistemas MIMO com Canal de Realimentação Quantizado

Esta seção apresenta um estudo publicado pelo autor deste trabalho em [16], preconizando o presente trabalho de conclusão de curso.

Esse estudo trata de uma comparação entre duas estratégias de transmissão para sistemas MIMO considerando o uso de pré-codificadores no transmissor. Os pré-codificadores são atualizados a cada novo quadro de transmissão e suas atualizações são baseadas na informação recebida pelo canal de realimentação. Um dos esquemas de transmissão utiliza o pré-codificador para rotacionar a fase do

símbolo a ser transmitido, enquanto o outro esquema utiliza o pré-codificador para ponderar a potência de transmissão em cada uma das antenas transmissoras.

Para tanto, considera-se um sistema de comunicação sem fio com duas antenas transmissoras, uma antena receptora, um de canal de realimentação quantizado e taxa de transmissão espacial unitária. O canal sofre desvanecimento do tipo Rayleigh, plano e quase estático ². Utiliza-se a constelação BPSK como técnica de modulação digital. O ruído é representado por variáveis aleatórias Gaussianas, complexas, independentes, com média zero e variância $\sigma^2/2$ por dimensão complexa.

Descreve-se as estratégias da seguinte maneira:

- Estratégia de transmissão baseada em rotação de fase: Este método consiste em rotacionar a fase dos símbolos a serem transmitidos por uma das antenas, conforme ilustra a Figura 3.3 (i). O símbolo a ser rotacionado é multiplicado por um fator $G = e^{j\phi_i}$, com $\phi_i \in [0 \pi]$, sendo esse espaço amostral quantizado em 2^n níveis, em que n é o número de bits transmitidos através do canal de realimentação.
- Estratégia de transmissão baseada em alocação ponderada de potência: O objetivo dessa técnica consiste em ponderar a potência de transmissão empregada nas duas antenas, conforme ilustra a Figura 3.3 (ii). O sinal transmitido por uma das antenas é multiplicado por um fator $G_1 = \text{sen}(\phi_i)$, e pela segunda antena, multiplicado por $G_2 = \cos(\phi_i)$, com $\phi_i \in [-\pi/4 \pi/4]$, sendo esse espaço amostral quantizado em 2^n níveis, em que n é o número de bits transmitidos através do canal de realimentação.

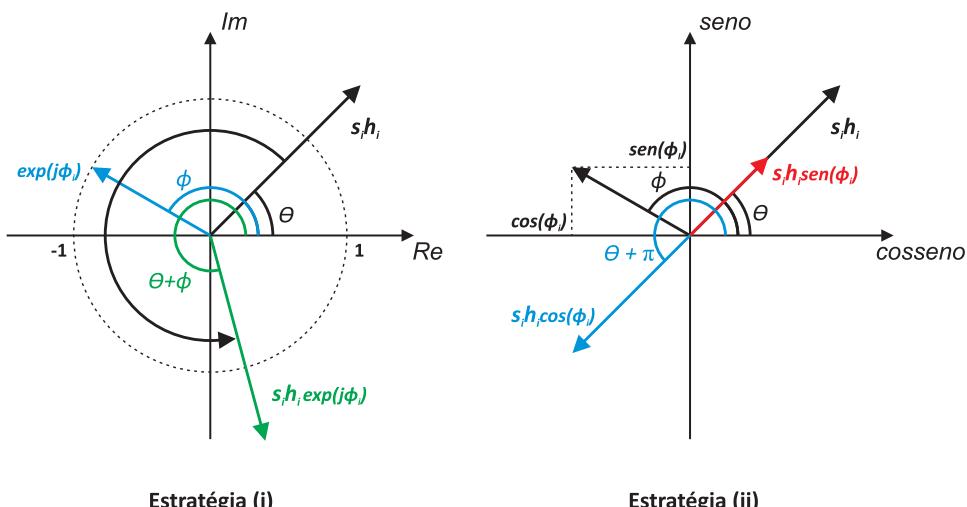


Figura 3.3: Imagem ilustrativa: (i) estratégia de transmissão baseada em rotação de fase, (ii) estratégia de transmissão baseada em alocação ponderada de potência.

A recepção em ambas as estratégias se dá de maneira muito semelhante. Os sinais recebidos pelas estratégias (i) e (ii) são representados, respectivamente, por:

$$y_i = \frac{1}{\sqrt{2}}(s_i h_i + s_i h_i e^{j\phi}) + \eta, \quad (3.15)$$

²As características pertinentes ao canal de comunicação considerado na geração dos resultados do presente trabalho de conclusão de curso são abordadas nos Capítulos 4 e 5.

$$y_{ii} = \frac{1}{\sqrt{2}}(sh_1\sin(\phi) + sh_2\cos(\phi)) + \eta \quad (3.16)$$

A detecção dos sinais se dá de maneira simples, através de um processamento linear, conforme se segue:

$$s_{est(i)} = y_i(h_1 + h_2 e^{j\phi})^*, \quad (3.17)$$

$$s_{est(ii)} = y_{ii}(h_1 \sin(\phi) + h_2 \cos(\phi))^*, \quad (3.18)$$

os quais servem como entrada para o detector de máxima verossimilhança.

A Figura 3.4 apresenta os resultados de simulações referentes à estratégia (i) e (ii), com quantização do canal de realimentação representado por bf para 1, 2 e 3 bits. Os resultados do método (i) mostram que a diversidade máxima (ordem 2) é obtida, mesmo quando se considera o uso de apenas 1 bit de realimentação. O resultado é ligeiramente melhorado para $bf = 2$ bits e se observa uma saturação no desempenho para $bf = 3$ bits.

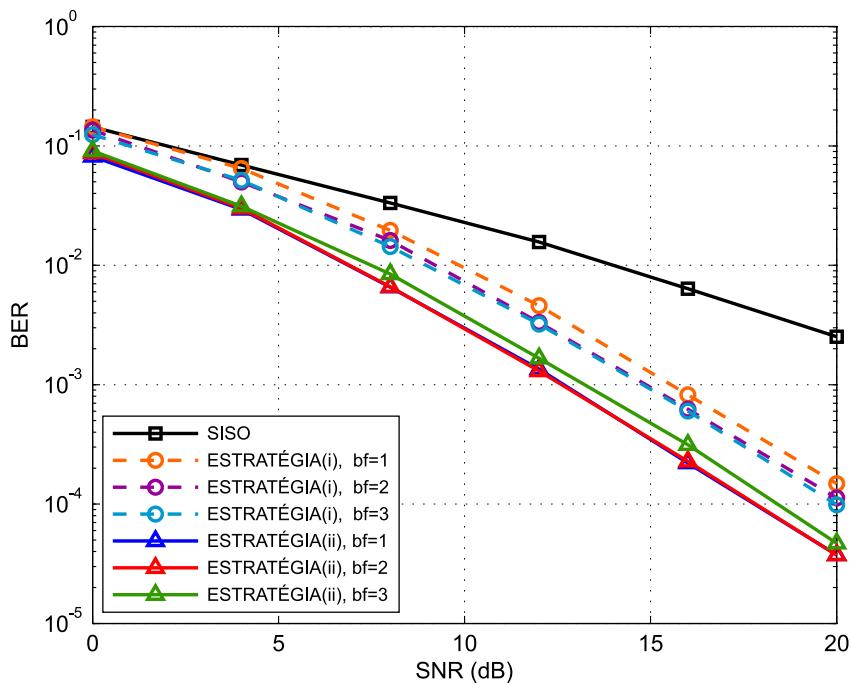


Figura 3.4: Resultados de simulação para estratégias (i) e (ii): $bf = 1, 2$ e 3 bits.

As mesmas observações consideradas sobre estratégia (i) são observadas na estratégia (ii). No entanto, ao compararmos as duas técnicas, a estratégia (ii) tem um desempenho de BER em torno de 2,5dB melhor do que a estratégia (i).

4

Comunicação via Rede de Energia Elétrica

A demanda pelos sistemas de telecomunicações vem crescendo vertiginosamente, impulsionando o desenvolvimento de novas tecnologias de transmissão de dados empregadas nos mais variados setores. Em meio a esse contexto, a Comunicação via Rede de Energia Elétrica (*Power Line Communications - PLC*) aparece como uma alternativa aos métodos já existentes.

Neste capítulo aborda-se a tecnologia PLC, descrevendo algumas de suas características. A Seção 4.1 introduz uma pequena revisão histórica, bem como a motivação para este trabalho. Já a Seção 4.2 descreve a infraestrutura da rede de energia elétrica e algumas aplicações em PLC. Em seguida, a Seção 4.3 aborda o modelo de canal considerado para este trabalho. Por fim, a Seção 4.4 apresenta o modelo adotado para descrever o ruído PLC.

4.1 Introdução

Os primeiros registros do uso de tecnologia PLC datam a partir de 1838 com a transmissão de comandos por meio de uma rede de alimentação. No entanto, a primeira patente foi registrada apenas em 1897, no Reino Unido. Em 1905, aplicações foram patenteadas nos Estados Unidos e, em 1913, ocorreu a primeira produção comercial [17].

Com o avanço de tecnologias como a modulação de sinal, o processamento digital de sinais e os códigos detectores e corretores de erro; que acabaram por minimizar as restrições impostas pelas imperfeições dos canais PLC, surge a comunicação bi-direcional no final dos anos 80 e início dos anos 90 [1]. Desde então, pesquisas em PLC tem atraído cada vez mais pesquisadores e profissionais de engenharia oriundos de universidades, indústrias e companhias prestadoras de serviço público [18].

Em 1998, ocorreu a desregulamentação do mercado de telecomunicações em um grande número de países. Porém, as redes de acesso¹ continuaram como propriedade das empresas de telefonia, fazendo com que as novas empresas que surgiam procurassem sua própria solução para as redes de acesso [19]. Em meio a este ambiente, a tecnologia PLC surge com uma opção viável, uma vez que a infraestrutura física já se encontra instalada, corroborado pelo fato de que o custo para a construção de uma rede de acesso corresponde em média a 50% do total de investimentos em uma infraestrutura de telecomunicações.

Obviamente, não se pode desconsiderar o fato de que as redes de energia elétrica não foram inicialmente projetadas para a transmissão de dados, e sim, apenas para alimentação de dispositivos conectados a elas. Deste modo, afirma-se que as redes de energia elétrica não são adequadas para a transmissão de

¹A infraestrutura de uma rede de telecomunicações divide-se basicamente em: rede de transporte, rede de distribuição e rede de acesso. A rede de transporte é responsável pela conexão entre os nós de diferentes provedores de rede. Enquanto que a rede de distribuição faz a conexão entre a rede de transporte e a rede de acesso. A conexão direta com os assinantes é realizada pela rede de acesso.

sinais [20]. Porém, o baixo custo de implementação, uma vez que a infraestrutura já se encontra instalada, e a capacidade teórica dos canais PLC podendo ultrapassar 2,5Gbps [21], posicionam a tecnologia PLC como uma opção muito promissora.

A rede PLC de acesso está localizada nas últimas centenas de metros de uma rede de comunicação, conectando o usuário às redes de telecomunicações. Os assinantes da rede PLC são conectados por meio de um modem PLC que garante a transferência de dados sobre redes de energia elétrica de BT até um concentrador ou estação rádio-base (*base station* - BS). Por outro lado, a BS é conectada ao *backbone* da rede de telecomunicação através de um link de comunicação, podendo ser por fibra óptica, tecnologia DSL, rádio frequência, etc. Assim, a construção de novas infraestruturas de redes de acesso na última milha (redes de BT externas) pode ser evitada, empregando-se a tecnologia PLC [20].

4.2 Infraestrutura e Aplicações

De acordo com [19], as redes de energia elétrica podem ser classificadas como:

- Alta Tensão (AT) (110-380kV): São responsáveis pela conexão das estações geradoras de energia elétrica às estações de distribuição. Cobrem grandes distâncias, podendo se estender por dezenas a centenas de quilômetros.
- Redes de Média Tensão (MT) (10-30kV): Conectam as estações de distribuição aos transformadores que fazem a conversão de energia elétrica de MT para BT. Suas linhas de transmissão apresentam comprimentos que variam entre 5 e 25km.
- Baixa Tensão (BT) (110-400V): Fazem a ligação entre os transformadores MT/BT e os consumidores de energia elétrica. Suas linhas possuem comprimentos inferiores a 1km.

As linhas de AT apresentam características físicas favoráveis à transmissão de dados. Isso se deve, principalmente, ao fato de que há poucos usuários finais conectados a ela, o que acaba acarretando em uma impedância praticamente contínua por toda a linha e quase que invariante no tempo. Contudo, o perigo e o alto custo de se acoplar dispositivos de transmissão e recepção de dados dificulta sua utilização. Além disso, como a atenuação do sinal em linhas elétricas aumenta consideravelmente com o aumento da frequência e da distância, o uso das linhas de AT demandaria a injeção de potência considerável para vencer as longas distâncias envolvidas [22]. Atualmente não há muitas pesquisas direcionadas às linhas de AT e as poucas aplicações a ela direcionadas restringem-se à banda estreita (*narrowband*) (NaPLC).

Os maiores estudos e aplicações em PLC estão concentrados nas linhas de transmissão de MT e BT. As linhas de MT possuem características similares às linhas de AT, no entanto, o fato de haver um número maior de usuários diretamente conectados a elas, faz com que haja uma maior variação temporal de suas características. Contudo, como essa variação temporal é lenta, elas ainda são consideradas invariantes no tempo e adicionando o fato de que as linhas de MT possuem uma grande capilaridade, torna-as o meio mais adequado para aplicações em banda larga (*broadband*) (BoPLC) [22].

O maior número de soluções em PLC está concentrado nas linhas de BT, apesar de ser a mais problemática, em termos de qualidade de canal, quando comparada às linhas de AT e de MT. A maior parte dos problemas estão diretamente relacionados a maciça quantidade de consumidores a elas conectados, fazendo com que suas características sejam altamente variantes no tempo e implicando na existência de

uma maior variedade de ruídos, com diversos graus de severidade. Este e os demais problemas encontrados serão descritos nas próximas seções deste capítulo. A grande quantidade de aplicações relacionadas a ela se deve, principalmente, a sua proximidade com o usuário final. Podemos dividir as linhas de BT em internas (*indoor*) e externas (*outdoor*). As linhas de BT internas compreendem o ponto de entrega ao consumidor, o medidor de energia elétrica, até as tomadas internas às unidades consumidoras. Em contrapartida, as linhas de BT externas correspondem a toda a extensão desde o transformador MT/BT até o medidor de consumo de energia, seja residencial, comercial ou industrial.

As soluções em tecnologia PLC compreendem aplicações tanto em banda estreita quanto em banda larga. Considera-se banda estreita aplicações com banda inferior a 500kHz, já para a banda larga, no Brasil, ainda não existe uma regulamentação de banda mínima. Infraestruturas NaPLC e BoPLC para voz, vídeo e tráfego de dados, tanto para BT quanto MT, podem ser providos pelas concessionárias de energia elétrica, necessitando de bem menos investimento que os meios já conhecidos, como os sistema a cabo (TV a cabo, xDSL e fibra ótica) e sem fio (WiMax e comunicações via satélite) [1]. Dessa forma, pode-se oferecer os seguintes serviços [23]: (i) navegação segura e rápida na internet, *e-commerce*, *e-mail* e *e-banking*; boa conexão de telefone através da internet, oferecendo segurança e uma boa qualidade de voz, sendo o envio e recebimento mensagens de fax também possível; (iii) aplicações para automação residencial com gerenciamento remoto e controle de dispositivos como refrigerador, sistemas de aquecimento e sistemas de alarmes de fumaça e incêndio, tudo feito através da internet; (iv) sistemas de vigilância com detectores visuais e de movimento que podem ser monitorados pelo usuário; (v) serviços de saúde; (vi) leitura online de medidores de energia; (vii) fácil conexão de computadores, telefones e dispositivos de multimídia, necessitando apenas plugá-los na tomada.

A Figura 4.1 ilustra algumas das aplicações atuais e futuras de acordo com a respectiva taxa de transmissão.

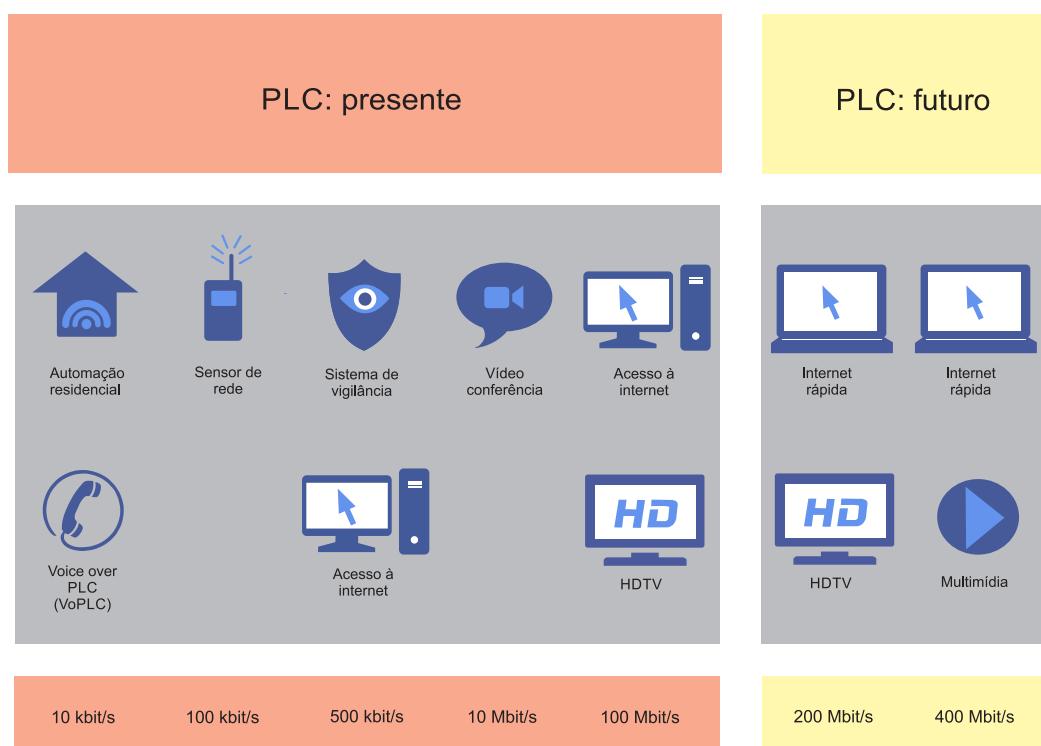


Figura 4.1: Tecnologia PLC: presente e futuro. Baseada em: [1].

4.3 Canais PLC

A rede de energia elétrica difere consideravelmente em topologia, estrutura e propriedades físicas dos meios convencionais como par trançado, coaxial e fibra ótica [24]. Além disso, o fato de não ter sido inicialmente projetada para a transmissão de dados, ocasiona em uma série de problemas que precisam ser contornados quando se objetiva utilizá-la para esse fim.

Os canais PLC caracterizam-se como um meio hostil, sujeito ao desvanecimento seletivo em frequência², considerável atenuação do sinal em função da distância e da frequência, além de ruídos com elevados níveis de potência capazes de corromper grandes sequências de dados transmitidos, mais conhecidos como erros em rajada. A Figura 4.2 demonstra a atenuação de um sinal transmitido por meio de um canal PLC em redes de BT externas, a qual se encontra em função da frequência e parametrizado pela distância.

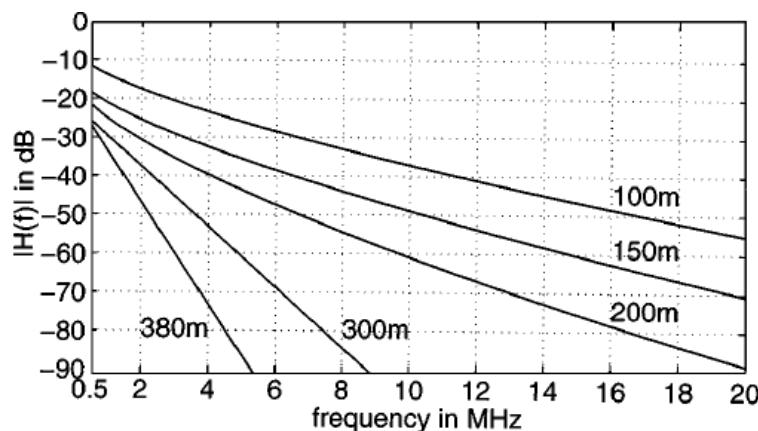


Figura 4.2: Atenuação do canal PLC em função da distância e da frequência. Fonte: [24].

Oriunda da Equação (4.1), a Figura 4.3 ilustra a atenuação seletiva em frequência e como o ganho do canal diminui conforme a frequência aumenta.

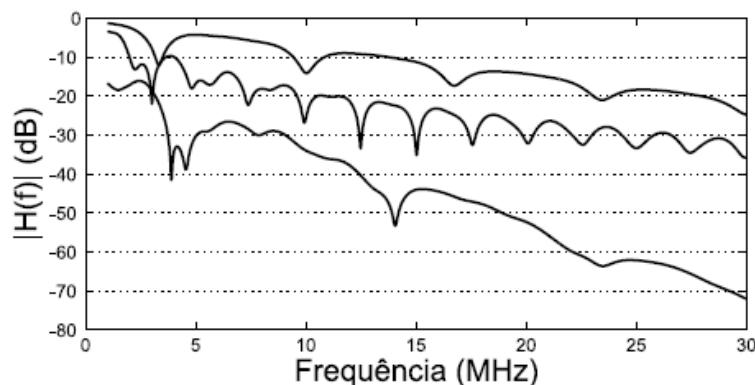


Figura 4.3: Módulo da resposta ao impulso de três canais PLC em função da frequência. Fonte: [20].

A impedância de entrada dos canais em sistemas PLC é altamente variante com a frequência, fortemente dependente da localização, tipo e topologia das redes e equipamentos a ela conectados, podendo variar de alguns ohms (Ω) até alguns kilo-ohms ($k\Omega$) [19], obtendo picos em algumas frequências.

²Diz-se que um canal está sob desvanecimento seletivo em frequência quando a faixa de frequência na qual ele tem um ganho constante e uma resposta de fase linear é menor do que a largura de faixa do sinal transmitido.

Na maioria das frequências analisadas essa impedância mostra-se indutiva ou capacitiva podendo variar entre $90(\Omega)$ e $100(\Omega)$. Desse modo, as cargas devem ser modeladas como impedâncias variantes em frequência [17].

Outra característica importante é o comportamento ciclo variante no tempo do canal PLC. Estudos relacionados às propriedades de alta frequência de dispositivos elétricos conectados à rede de energia elétrica de BT foram apresentados em [25]. Os resultados experimentais revelam um comportamento variante no tempo e sincronizados com a componente fundamental da rede. Exemplos de medições em canais PLC confirmaram esse comportamento, que deve ser considerado no desenvolvimento de sistemas de transmissão [20]. Neste caso, a variação temporal da resposta do canal PLC deve ser compensada, caso contrário, o desempenho do receptor é degradado severamente [25]. A Figura 4.4 mostra o comportamento ciclo variante de um canal PLC, onde pode-se observar a evolução da amplitude do canal em função da frequência ao longo de duas horas. Observa-se variações de até 15dB entre as frequências 7MHz e 15MHz, provavelmente causadas pela mudança de cargas conectadas.

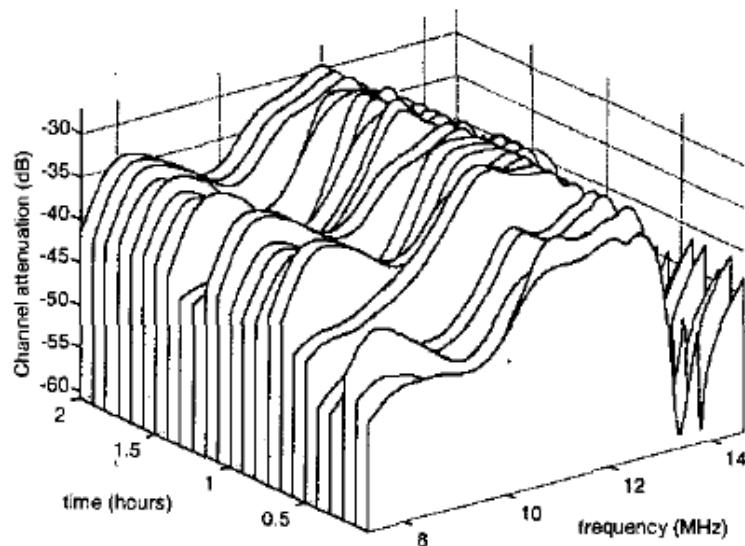


Figura 4.4: Evolução de um canal PLC para um período de duas horas. Fonte: [25].

4.3.1 Modelando o Canal PLC

Baseado no que foi descrito anteriormente, podemos compreender a rede de energia elétrica como um conjunto de canais de transmissão que apresentam impedância de entrada que varia com o tempo e com a frequência. Entendendo que as variações temporais são devidas a grande diversidade de equipamentos a ela conectados e desconectados aleatoriamente, podemos considerá-la como um conjunto de canais multipropagação, cujas reflexões são provocadas pela descontinuidade de impedância nos ramos da rede.

Considerando a abordagem *top-down*³, assumindo a ausência de ruído e supondo-se invariância no tempo durante o intervalo de transmissão dos sinais de comunicação de dados, o modelo de multipropagação, proposto em [24], pode ser obtido. Assim, temos a resposta em frequência do canal PLC dada por:

³Considera o canal PLC com uma caixa preta, descrevendo-o através de uma função de transferência.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)| e^{\varphi g_i(f)}}_{\text{Fator Peso}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k)}}_{\text{Fator Atenuação}} \underbrace{e^{-j2\pi f \tau_i}}_{\text{Fator de Atraso}} , \quad f > 0, \quad (4.1)$$

sendo

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} . \quad (4.2)$$

Os parâmetros das expressões acima estão descritos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Descrição dos parâmetros das Equações (4.1) e (4.2).

| | |
|---------------|--|
| N | Número total de caminhos de propagação |
| i | Número de caminhos onde o caminho com menor atraso tem índice $i = 1$ |
| a_0 e a_1 | Parâmetros de atenuação |
| k | Expoente do fator de atenuação (os valores típicos estão entre 0,5 e 1) |
| g_i | Fator peso para o caminho i , em geral complexo, pode ser considerado como uma combinação dos fatores de transmissão e reflexão envolvidos |
| d_i | Comprimento do caminho i |
| τ_i | Atraso do caminho i |
| ϵ_r | Constante dielétrica do cabo |
| c_0 | Velocidade da luz |

Utilizando a transformada inversa de Fourier na Equação (4.1) obtém-se a resposta ao impulso de $H(f)$. Sendo assim, tem-se:

$$h(t) = \sum_{i=1}^N a_i f(t - t_i) , \quad (4.3)$$

em que $t_i \geq 0$, pois assume-se que o modelo de canal PLC é causal; e a_i é uma constante. Então, pode-se definir a saída de um canal PLC como:

$$y(t) = x(t) * h(t) , \quad (4.4)$$

sendo $x(t)$ o símbolo transmitido em T segundos; $*$, o operador de convolução; $y(t)$, o símbolo recebido livre da influência de ruído; e $h(t)$, a resposta ao impulso do canal PLC.

4.4 Ruído Aditivo

A presença de ruído superposto a um sinal tende a obscurecer-lo ou mascará-lo, limitando a capacidade do receptor de fazer decisões corretas sobre os símbolos recebidos, diminuindo a taxa da transferência de dados ou aumentando a probabilidade de erro [26]. Ao contrário de outros canais de comunicação, em redes de energia elétrica o ruído não pode ser modelado como um ruído Gaussiano branco (AWGN), cuja densidade espectral é constante por todo o espectro de transmissão [19].

Através de um grande número de investigações procurou-se obter uma detalhada descrição das características do ruído em sistemas PLC. A descrição mais aceita até hoje foi publicada em [26], em que classifica o ruído como uma superposição de cinco tipos de ruído, distinguindo-os pela origem, duração, previsibilidade e intensidade no espectro. Desse modo, o modelo do ruído é dado por:

$$v(t) = v_{bkgr}(t) + v_{nb}(t) + v_{pa}(t) + v_{ps}(t) + v_{imp}(t) , \quad (4.5)$$

em que $v_{bkgr}(t)$ é o ruído colorido de fundo, $v_{nb}(t)$ é o ruído em banda estreita, $v_{pa}(t)$ é o ruído impulsivo periódico e assíncrono com a componente fundamental ou de potência da rede elétrica, $v_{ps}(t)$ é o ruído impulsivo periódico e síncrono com a componente fundamental, e, finalmente, $v_{imp}(t)$ é o ruído impulsivo assíncrono que de todos é o mais severo, dada sua imprevisibilidade e elevada potência.

Com o objetivo de se obter um ambiente de simulação próximo ao real, neste trabalho são considerados os seguintes modelos de ruído: (i) ruído colorido de fundo, (ii) ruído impulsivo periódico e síncrono com a componente fundamental e (iii) ruído impulsivo assíncrono. São desconsiderados o ruído em banda estreia, pois ele estaria em bandas de frequências não utilizadas neste trabalho, e o ruído periódico e assíncrono com a componente fundamental, pois compreende-se que seus efeitos seriam similares ao ruído impulsivo assíncrono com menor densidade espectral de potência. Podemos então, redefinir o ruído como:

$$v(t) = v_{bkgr}(t) + v_{ps}(t) + v_{imp}(t) \quad (4.6)$$

A seguir, são descritos os seguintes ruídos: (i) ruído colorido de fundo, (ii) ruído impulsivo periódico e síncrono com a componente fundamental e (iii) ruído impulsivo assíncrono.

(i) Ruído Colorido de Fundo:

Possui densidade espectral de potência relativamente baixa e que diminui com a frequência [19]. Causado pela superposição de várias fontes de ruído de baixa intensidade, está sempre presente na rede de energia elétrica e, ao contrário do ruído branco, é fortemente dependente da frequência, cujos parâmetros podem variar no tempo em termos de minutos e até mesmo horas. A densidade espectral de potência do ruído colorido de fundo pode ser modelada como uma curva similar ao decaimento exponencial. O modelo obtido de [27] baseia-se em três parâmetros e é dado por:

$$S_{bkgr}(f) = a + b \cdot |f|^c \text{ dBm/Hz} , \quad (4.7)$$

em que a , b e c são parâmetros dependentes da localização das medidas, sendo que a obtenção dos seus valores está descrita em [27], e f é a frequência em MHz. A Tabela 4.2 apresenta os valores de a , b e c considerando o melhor e o pior cenários. Estes valores são adotados na literatura como apropriados para redes PLC. Como o objetivo deste trabalho é comparar a técnica aqui proposta com a estratégia descrita em [20], adota-se para a modelagem do ruído de fundo $a = -145$, $b = 53,23$ e $c = -0,337$.

Tabela 4.2: Parâmetros para o modelo de ruído colorido de fundo.

| Parâmetros | a | b | c |
|-------------|------|-------|--------|
| Melhor Caso | -140 | 38,75 | -0,720 |
| Pior Caso | -145 | 53,23 | -0,337 |

(ii) Ruído Impulsivo Periódico e Síncrono com a Componente Fundamental:

É constituído por impulsos, com taxa de repetição de 50Hz ou 100Hz, sincronizados com a frequência fundamental da linha de transmissão. Estes impulsos são de curta duração, na ordem de microsegundos, e apresentam uma densidade espectral de potência que decresce com a frequência [19]. Eles são variantes no tempo e surgem devido ao chaveamento dos retificadores de tensão dos conversores eletrônicos.

Sabendo que o ruído impulsivo consiste em um conjunto de senoides amortecidas [27], com elevada densidade espectral de potência nas baixas frequências, pode-se modelar o impulso periódico como uma coleção de senoides amortecidas, I_s , assim com apresentado em [28]:

$$v_{ps}(t) = \sum_{i=1}^{I_s} A_i \sin(2\pi f_i(t - t_{arr,s}) + \alpha_i) e^{-\frac{t-t_{arr,s}}{\tau_i}} \prod \left(\frac{t - t_{arr,s}}{t_{w,s}} \right), \quad (4.8)$$

em que f_i corresponde a "pseudo-frequência" e α_i à fase da i -ésima senoide amortecida. O termo $\prod(t)$, conhecido como envoltória do ruído impulsivo é definido como um pulso quadrado de duração $t_{w,s}$ e de amplitude constante no intervalo $0 < t \leq 1$, sendo 0 para qualquer outro instante. $t_{arr,s}$ representa o tempo entre as ocorrências de ruído e A_i denota a amplitude da i -ésima senoide. Entende-se $A_i \sim N(0, G_i \sigma_v^2)$, $i = 1, \dots, I_s$, em que G_i representa o acréscimo sobre a variância do ruído fundo Gaussiano, $N(0, \sigma_v^2)$, e está na faixa entre 20dB e 30dB acima da potência do ruído de fundo. O termo τ_i denota o fator de amortecimento. Assim como em [4] e [20], utiliza-se impulsos de aproximadamente $t_{w,s} = 50\mu s$ e considera-se para modelagem três "pseudo-frequências", $I_s = 3$, de 300kHz, 2MHz e 3MHz cada.

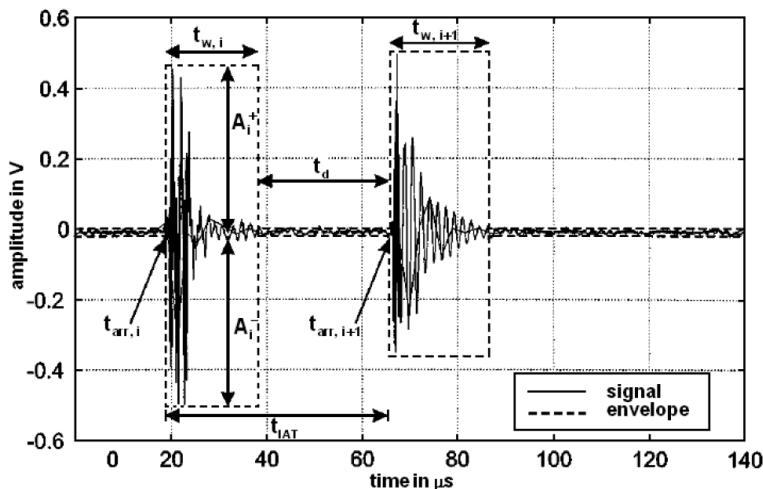


Figura 4.5: Ruído impulsivo periódico síncrono com a componente fundamental. Fonte: [28] - [24].

A Figura 4.5 ilustra alguns dos parâmetros utilizados na Equação (4.8). De acordo com a mesma, temos o intervalo de tempo relativo entre as chegadas dos impulsos t_{IAT} , dado por:

$$t_{IAT} = t_{w,s} + t_d = t_{arr,i+1} - t_{arr,i}, \quad (4.9)$$

em que t_d é o intervalo de tempo entre o fim de um impulso e início do impulso seguinte, $t_{w,s}$ é a largura de ocorrência do impulso e $t_{arr,s}$ são os tempos de chegada de cada ruído impulsivo.

(iii) Ruído Impulsivo Assíncrono:

É formado por impulsos causados principalmente pelo chaveamentos de cargas na rede. Com duração que pode variar de alguns microsegundos até alguns milisegundos, esses impulsos apresentam intervalo de tempo arbitrário e densidade espectral de potência que pode alcançar valores de até 50dB acima do ruído de fundo [19]. Dessa modo, esse tipo de ruído é apontado como a principal causa de erro na

transmissão de dados em sistemas PLC.

A combinação de todas as fontes de ruído impulsivo, que são assíncronos à fundamental, pode ser modelada como a soma de senoides amortecidas de acordo com a Equação (4.8), porém, o termo $t_{arr,a}$ é modelado como uma variável aleatória [26]. Tem-se $t_{IAT,a} = t_{arr,a}^{(r)} - t_{arr,a}^{(r-1)}$ como o tempo relativo de chegada entre rajadas de ruído assíncrono impulsivo consecutivas, ou seja, rajadas r e $r - 1$. Dessa forma, $t_{IAT,a}$ é modelado por uma distribuição exponencial [28]. Assim como em [20] e [4], seguindo as recomendações da literatura, assume-se que $t_{IAT,a}$ tem uma distribuição exponencial com média igual a $100ms$, que $t_{w,a}$ é constante, com valor de $100\mu s$, e que as amplitudes das senoides amortecidas A_i , com $i = 1 \dots I_a$, são modelados de forma idêntica às amplitudes das senoides amortecidas dos ruídos impulsivos síncronos.

Retirada de [20], a Figura 4.6 apresenta a modelagem dos ruídos descritos acima. Desse modo, o ruído colorido de fundo é ilustrado pela Figura 4.6(a), enquanto o ruído periódico e síncrono com a componente fundamental pode ser observado na Figura 4.6(b), ao passo que, o ruído assíncrono é apresentado pela Figura 4.6(c) e, por fim, a Figura 4.6(d) ilustra o ruído obtido pela soma dos outros ruídos modelados, o qual é semelhante ao encontrado em uma rede de energia elétrica.

Podemos então, definir a saída de um canal PLC pela equação:

$$y(t) = x(t) * h(t) + v(t), \quad (4.10)$$

em que $y(t)$ é o símbolo recebido pelo receptor, $x(t)$ representa o símbolo transmitido em T segundos, $*$ é o operador de convolução, $h(t)$ simboliza a resposta ao impulso do canal PLC e $v(t)$ é o ruído aditivo.

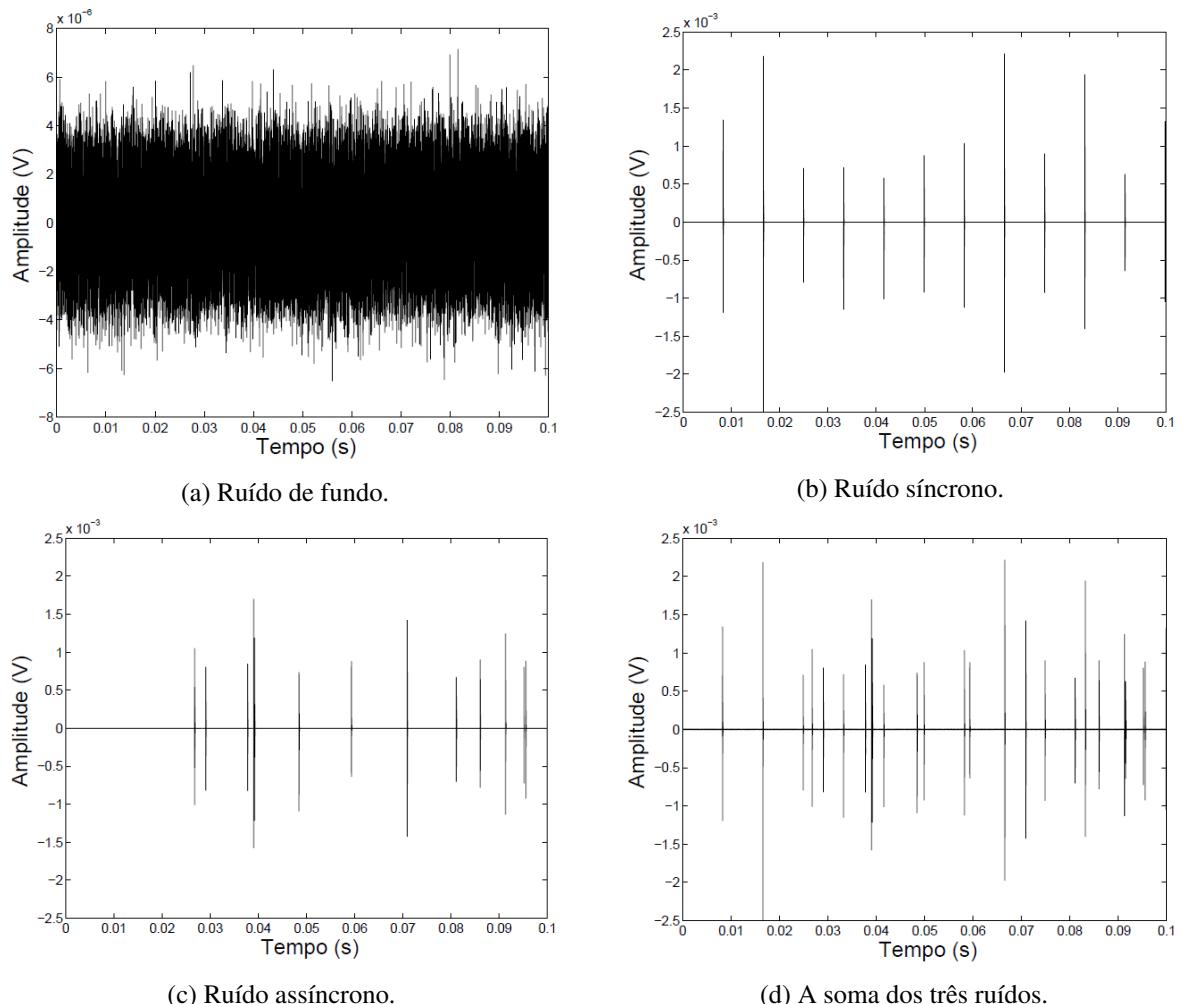


Figura 4.6: Ruídos PLC. Fonte: [20].

5

Técnicas de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC

As redes de energia elétrica são consideradas um meio de comunicação hostil, cujo ganho do canal é fortemente dependente da frequência, distância, topologia da rede e cargas a ela conectadas. Além disso, o sinal transmitido é afetado pela superposição de diversas fontes de ruído, que podem apresentar elevados níveis de potência e assim corromper rajadas de dados inteiras. Dessa forma, para lidar com esta adversidade e contribuir com o avanço da tecnologia PLC, buscou-se o desenvolvimento de uma nova técnica de transmissão de dados para aplicações nas últimas milhas. O presente capítulo está dividido da seguinte forma: a Seção 5.1 descreve a formulação do problema, ao passo que a Seção 5.2 apresenta o esquema desenvolvido por Campos et.al em [4], considerado nas simulações, e, por fim, a Seção 5.3 apresenta a estratégia proposta.

5.1 Sistemas MIMO PLC

Recentemente, tem-se dado grande atenção ao desenvolvimento de tecnologias PLC com alta taxa de transmissão de dados, podendo alcançar valores na ordem de centenas de megabits por segundo [1]. No entanto, há uma grande demanda por aplicações com baixa taxa de transmissão de dados, como automação residencial, *smart grid* e *smart metering* [4], corroborando a necessidade do desenvolvimento de tecnologias PLC de banda estreita.

Apesar de NaPLC permitir a utilização de modulações complexas, típicas para aplicações em banda larga, como OFDM, geralmente considera-se a utilização de esquemas mais simples, como ASK (*amplitude shift keying*), FSK (*frequency shift keying*), PSK, BPSK, etc. [19]. A robustez e a simplicidade de implementação colocam a constelação BPSK como uma escolha adequada para a avaliação da técnica proposta. Além disso, é o esquema escolhido em [4], cujos resultados são utilizados nas simulações apresentadas no capítulo posterior.

Como descrito no Capítulo 4, considera-se o modelo apresentando em [24] para o obtenção da resposta ao impulso dos canais PLC em redes de BT externas. A Figura 5.1 ilustra os ganhos dos dois canais PLC (duas fases das linhas de transmissão) considerados nas simulações em Matlab, na qual se observa que os cabos de energia elétrica tem perfis de atenuação distintos e que o espectro de frequências varia de 1 a 9MHz. Além disso, como as linhas de BT externas pertencem à rede de acesso PLC, a escolha do espectro é justificada pelo *draft* do padrão ES 59013, lançado pela CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Électrotechnique*) em 2005, o qual determina uma banda de 1,6MHz até 12,7MHz para sistemas de acesso, e de 14,35MHz até 30MHz para sistemas domiciliares [1]. Assume-se que o canal PLC pode ser tratado com desvanecimento quase-estático, ou seja, o canal é considerado constante durante T_i segundos e varia randomicamente após esse intervalo de tempo.

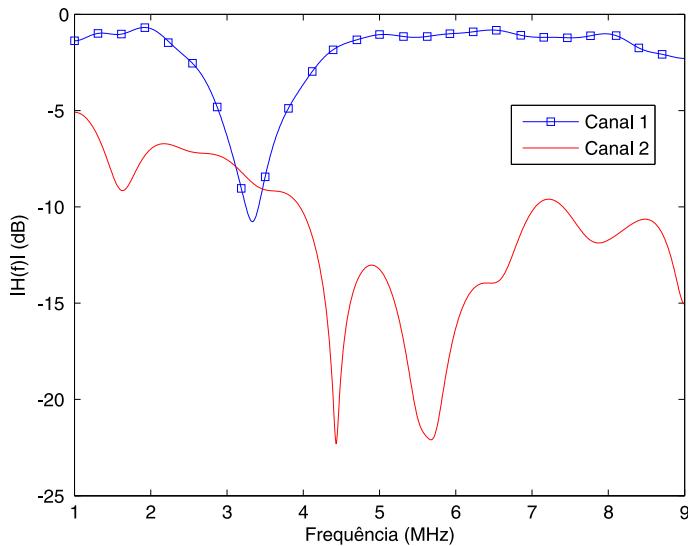


Figura 5.1: Resposta em frequência de dois canais PLC.

O ruído aditivo foi modelado de acordo com a descrição do capítulo anterior. Sendo assim, a Figura 5.2 apresenta os valores do ruído PLC utilizado na verificação dos ganhos do esquema proposto.

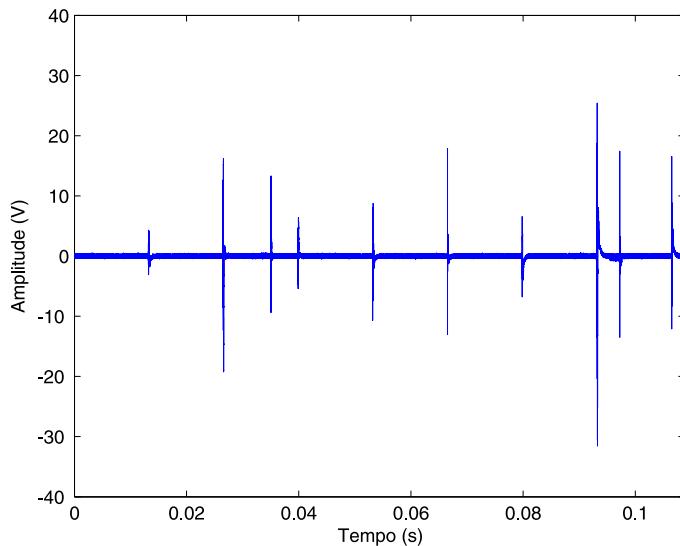


Figura 5.2: Ruído PLC.

Como pode ser observado nas Figuras 5.1 e 5.2, a transmissão de dados através das linhas de transmissão de energia elétrica de BT externas está susceptível a grande degradação. Dessa forma, a utilização de modulação digital em banda estreita não é suficiente para lidar com tamanha adversidade. Uma possível solução trata-se de utilizar mais de uma linha (canal) de energia elétrica para transmitir a informação, fazendo-se o uso de "diversidade espacial". No entanto, como os canais não estão suficientemente distantes para haver uma completa descorrelação do sinal e o fato deles serem meios metálicos, acarreta no surgimento de outro problema, o efeito *crosstalk*.

O efeito *crosstalk* ocorre quando a energia elétrica transmitida por intermédio de um fio metálico,

como um sinal modulado, irradia energia a outro que se encontra adjacente a ele, podendo acarretar erros nos dados que chegam no modem receptor. Estes erros são causados porque a energia irradiada para o fio vizinho combina-se com o sinal que está sendo transmitido, alterando a forma de onda da portadora originalmente transmitida [4].

Existem dois tipos de efeito *crosstalk*:

- **FEXT (far-end crosstalk):** Acontece quando o receptor sofre interferência do sinal sendo transmitido por um transmissor na extremidade oposta na linha vizinha;
- **NEXT (near-end crosstalk):** Ocorre quando o receptor sofre a interferência do sinal que está sendo transmitido pelo transmissor na mesma extremidade da linha adjacente.

Os efeitos descritos acima são ilustrados pela Figura 5.3. Por motivos de simplicidade, considera-se para as simulações apenas o efeito FEXT, cujo valor de ganho é obtido de [7].

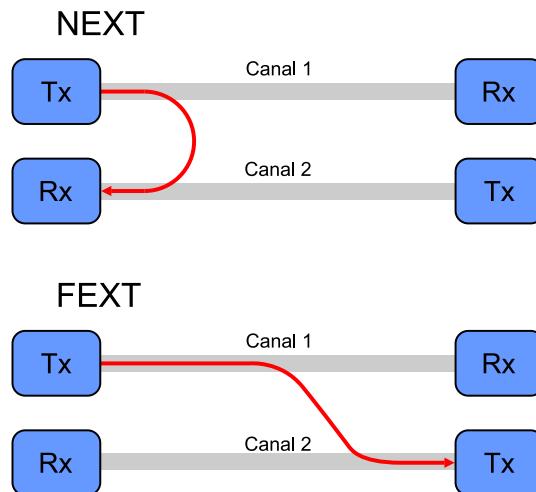


Figura 5.3: Efeito *crosstalk*.

Pode-se representar a saída de dois canais PLC pelas respectivas expressões:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \tilde{y}_1(t) + \tilde{y}_{21}(t) + v_1(t) \\ &= h_1 x(t) + h_{21} x(t) + v_1(t) + h_{21} v_2(t), \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} y_2(t) &= \tilde{y}_2(t) + \tilde{y}_{12}(t) + v_2(t) \\ &= h_2 x(t) + h_{12} x(t) + v_2(t) + h_{12} v_1(t), \end{aligned} \quad (5.2)$$

em que $y_1(t)$ e $y_2(t)$ são as saídas corrompidas do canal 1 e canal 2, respectivamente; $\tilde{y}_1(t)$ e $\tilde{y}_2(t)$ representam o modelo do efeito *crosstalk*; $x(t)$ é o símbolo de informação da fonte de mensagem; $v_1(t)$ e $v_2(t)$ denotam os ruídos aditivos e h_{12} e h_{21} são o efeito *crosstalk*. Pode-se notar que se o efeito *crosstalk* é negligenciável, $\tilde{y}_{21}(t) = \tilde{y}_{12}(t) = 0$.

Com o objetivo de superar as limitações dos sistemas PLC, considera-se um receptor com capacidade para combinar $y_1(t)$ e $y_2(t)$ de forma a maximizar a SNR. De maneira simples, a recepção dos dois canais pode ser descrita como:

$$r(t) = y_1(t) + y_2(t) \quad (5.3)$$

Desse modo, tem-se um sistema MISO (*multiple-input single-output*), com diversidade 2. Embora o sistema MISO possa oferecer melhora de performance, ele possui limitações devido à variabilidade de h_1 , h_2 , h_{12} e h_{21} que podem apresentar efeitos construtivos ou destrutivos, de acordo com a fase das atenuações dos canais e do efeito *cross talk*. Para lidar com esse problema, o uso da CSI no transmissor através do canal de realimentação é considerado.

5.2 Sistema MISO com Mono-Portadora e Canal de Realimentação de Informação para Aplicações PLC em Banda Estreita

Publicado em [4] com o título de *MISO Single-Carrier System with Feedback Channel Information for Narrowband PLC Applications*, esse esquema é direcionado para aplicações PLC de banda estreita em rede de BT externas. Baseado nos GGCCs [15], esta técnica propõe o uso de dois pré-codificadores alocados no modem transmissor com o objetivo de rotacionar o símbolo de informação a ser transmitido, de forma a atenuar a defasagem imposta pelo canal PLC. Diferente do exemplo sobre GGCCs descrito no Capítulo 3, considera-se a transmissão de um código trivial, ou seja, a cada quadro de transmissão, o mesmo símbolo de informação é enviado por diferentes canais (fases das linhas de transmissão), diferenciado-se apenas pelos fatores G_1 e G_2 que multiplicam os símbolos respectivos a esses canais.

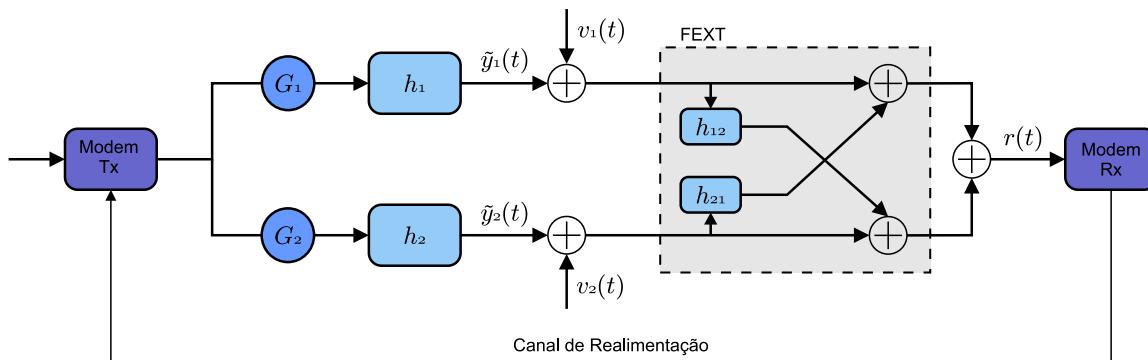


Figura 5.4: Diagrama em blocos referente às técnicas de transmissão adaptativa para canal MIMO PLC.

Como ilustrado pela Figura 5.4, considerando uma configuração MISO para o sistema PLC, o símbolo s é pré-codificado no transmissor pelos fatores G_1 e G_2 .

$$x = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} s, \quad (5.4)$$

em que $G_1 = e^{j\theta_1}$ e $G_2 = e^{j\theta_2}$. Depois de cada transmissão, o receptor avalia os canais e envia b bits para o modem transmissor. Esses bits representam as fases de θ_1 e θ_2 , que são escolhidas de maneira a atenuar a diferença de fase imposta pelos canais PLC em relação a um vetor referência. Esse vetor, visto como um número complexo possui parte imaginária nula e parte real maior que zero.

De acordo com a Equação (5.3), a recepção de um determinado sinal modulado provido de um sistema MISO pode ser descrita como:

$$r = \tilde{r} + v_r, \quad (5.5)$$

em que o sinal recebido livre de ruído é representado por:

$$\tilde{r} = (h_1 + h_2 + h_{12} + h_{21})s \quad (5.6)$$

e o ruído aditivo por:

$$v_r = v_1(1 + h_{12}) + v_2(1 + h_{21}) \quad (5.7)$$

De forma a lidar com a atenuação e o efeito *crosstalk* $h_1 + h_2 + h_{12} + h_{21}$, a Equação (5.6) pode ser reformulada da seguinte maneira:

$$\tilde{r} = h_G s + v_r, \quad (5.8)$$

com

$$\begin{aligned} h_G &= G_1 h_1 + G_2 h_2 + G_1 h_{12} + G_2 h_{21} \\ &= e^{j\theta_1} h_1 + e^{j\theta_2} h_2 + e^{j\theta_1} h_{12} + e^{j\theta_2} h_{21} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Neste trabalho considerou-se o uso de uma canal de realimentação quantizado, capaz de enviar alguns bits de realimentação para o transmissor, viabilizando o ajuste do sinal transmitido a cada novo quadro de transmissão. A Tabela 5.1 apresenta o formato da palavra enviada pelo canal de realimentação. A informação enviada pelo transmissor pode ser representada por $\theta_i = (W_i/(2^{bf} - 1))\pi$, com $i = 1, 2$, em que $W_i \in [0, 2^{bf} - 1]$ expressa a i -ésima palavra enviada pelo canal de realimentação e bf denota o número de bits.

Tabela 5.1: Formato da palavra enviada pelo canal de realimentação. Fonte: [4].

| Bits por canal | Canal 1 | | Canal 2 | | |
|----------------|---------|-------|---------|-------|-------|
| $bf = 1$ bit | | | b_0 | b_0 | |
| $bf = 2$ bits | | b_1 | b_0 | b_0 | b_1 |
| $bf = 3$ bits | b_2 | b_1 | b_0 | b_0 | b_1 |
| | | | | | b_2 |

5.3 Nova Técnica de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC

O esquema proposto neste trabalho, ilustrado pela Figura 5.4, é direcionado para redes de energia elétrica de BT externas. Ele baseia-se na estratégia proposta em [10], em que se faz o uso de um pré-processamento do símbolo de informação no transmissor, com o conhecimento parcial da CSI provida pelo receptor através do canal de realimentação.

Considerando a Equação 5.4, tem-se $G_1 = \sin(\theta)$ e $G_2 = \cos(\theta)$. Assim como no esquema descrito na seção anterior, após cada quadro de transmissão o receptor avalia os 2^b possíveis valores de SNR instantânea, obtidos através de diferentes configurações que os sinais transmitidos podem assumir. Em seguida, após esta avaliação, ele envia b bits para o transmissor informando a configuração que maximiza a SNR instantânea para aquele quadro de transmissão. Esses bits representam a fase de θ que é enviada para ambos os canais.

De forma a lidar com a atenuação e o efeito *crosstalk*, $h_1 + h_2 + h_{12} + h_{21}$, a Equação (5.6) pode ser reformulada da seguinte forma:

$$\tilde{r} = h_G s + v_r, \quad (5.10)$$

com

$$h_G = \operatorname{sen}(\theta)h_1 + \operatorname{cos}(\theta)h_2 + \operatorname{sen}(\theta)h_{12} + \operatorname{cos}(\theta)h_{21} \quad (5.11)$$

A partir da descrição do sinal recebido pela Equação (5.11), pode-se estimar o símbolo transmitido por meio de um processamento linear, conforme descrito abaixo:

$$\begin{aligned} \tilde{s} &= rh_G^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_{12}|^2 +) \operatorname{sen}^2(\theta) \\ &\quad + (|h_2|^2 + |h_{21}|^2 +) \operatorname{cos}^2(\theta) \\ &\quad + \beta_{sc} \operatorname{sen}(\theta) \operatorname{cos}(\theta) + v_r h_G^*, \end{aligned} \quad (5.12)$$

com

$$\beta_s = 2\Re\{h_1 h_{12}^*\}, \quad (5.13a)$$

$$\beta_c = 2\Re\{h_2 h_{21}^*\}, \quad (5.13b)$$

$$\beta_{sc} = 2\Re\{h_1 h_2^*\} + 2\Re\{h_1 h_{21}^*\} + 2\Re\{h_2 h_{12}^*\} + 2\Re\{h_{12} h_{21}^*\}, \quad (5.13c)$$

em que $|.|^2$ denota o módulo ao quadrado de um número complexo, $\Re\{.\}$ a parte real de um número complexo e $*$ o complexo conjugado.

A SNR instantânea pode ser descrita por:

$$SNR = \alpha_s \operatorname{sen}^2(\theta) + \alpha_c \operatorname{cos}^2(\theta) + \beta_{sc} \operatorname{sen}(\theta) \operatorname{cos}(\theta), \quad (5.14)$$

com

$$\alpha_s = |h_1|^2 + |h_{12}|^2 + \beta_s$$

$$\alpha_c = |h_2|^2 + |h_{21}|^2 + \beta_c$$

Pode-se observar em (5.14) que a SNR é dependente de θ . Para determinar o valor mais adequado para maximizar a SNR instantânea, conforme proposto em [10], calcula-se as derivadas de primeira e de segunda ordem da Equação (5.14) em relação a θ . Desse modo, obtém-se as seguintes expressões:

$$SNR' = 2\alpha_{sc} \operatorname{sen}^2(\theta) \operatorname{cos}^2(\theta) + \beta_{sc} [\operatorname{sen}^2(\theta) - \operatorname{cos}^2(\theta)], \quad (5.15)$$

em que

$$\alpha_{sc} = \alpha_s - \alpha_c$$

e

$$SNR'' = 2\alpha_{sc} [\operatorname{cos}^2(\theta) - \operatorname{sen}^2(\theta)] - 4\beta_{sc} [\operatorname{sen}(\theta) \operatorname{cos}(\theta)] \quad (5.16)$$

Resolvendo as Equações (5.15) e (5.16) sob as condições $SNR' = 0$ e $SNR'' < 0$ é obtido o valor de θ que maximiza a SNR instantânea (θ ótimo), conforme descrito pela seguinte equação:

$$\theta_{otimo} = \operatorname{arctan} \left(\frac{\alpha_{sc} + \sqrt{\alpha_{sc}^2 + 2\beta_{sc}}}{\beta_{sc}} \right) \quad (5.17)$$

Tabela 5.2: Métrica para a seleção da fase a ser transmitida pelo canal de realimentação. Fonte: [10].

| $\beta_{sc} > 0$ | | $\beta_{sc} < 0$ | |
|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| $\alpha_{sc} > 0$ | $\alpha_{sc} < 0$ | $\alpha_{sc} > 0$ | $\alpha_{sc} < 0$ |
| 1 bit | | $\pi/4$ | |
| 2 bits | $3\pi/8$ | $\pi/8$ | $-\pi/8$ |
| | | | $-3\pi/8$ |

Porém, sabe-se que o canal de realimentação tem capacidade limitada. Sendo assim, deve-se estabelecer uma estratégia para a seleção do valor mais adequado para θ . Em [10] descreve-se que considerando o uso de 1 bit de realimentação, a melhor quantização para θ é $\{-\pi/4, \pi/4\}$. Em contrapartida, para uma quantização de 2 bits no canal de realimentação, as melhores escolhas para θ pertencem ao conjunto $\{-3\pi/8, -\pi/8, \pi/8, 3\pi/8\}$. Dessa forma, a Tabela (5.2) estabelece a métrica adotada para escolha adequada de θ , que depende apenas α_{sc} e β_{sc} .

6

Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulações do tipo Monte Carlo, obtidas através do software de simulação Matlab, de forma a avaliar a eficiência da técnica de codificação proposta. As curvas são geradas em termos de $\text{BER} \times \text{SNR}$. Para todas as simulações considera-se como meio de transmissão a rede de energia elétrica de BT externa, cujos valores de resposta ao impulso e ruído aditivo são apresentados no Capítulo 5. Os resultados foram gerados assumindo que o canal PLC apresenta desvanecimento quase-estático, ou seja, o canal permanece contante durante T_i segundos e varia randomicamente após esse intervalo de tempo.

As Figuras 6.1 e 6.2 apresentam simulações da técnica de codificação proposta e do esquema desenvolvido por Campos et. al [4] para as frequências de 5,2 e 6,3MHz, respectivamente. Os resultados foram gerados com base em um sistema de comunicação MISO e uma modulação do tipo BPSK. No intuito de avaliar a eficiência da técnica proposta, a comparação com [4] é realizada variando a quantização do canal de realimentação, considerando os seguintes parâmetros: ausência do canal de realimentação, de forma que não há conhecimento do estado do canal no transmissor (sem CSI); canal de realimentação quantizado com 1 bit ($bf = 1$), com $\theta_i \in \{-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\}$; canal de realimentação com 2 bits ($bf = 2$), com $\theta_i \in \{-\frac{3\pi}{8}, -\frac{\pi}{8}, \frac{3\pi}{8}, \frac{\pi}{8}\}$; e canal de realimentação ideal, no qual não há limitação de bits na quantização, $bf \rightarrow \infty$ (CSI ideal).

Observando as Figuras 6.1 e 6.2, pode-se notar que a técnica proposta apresenta um desempenho aproximadamente 1dB superior ao esquema de Campos et. al com $bf \rightarrow \infty$ (CSI ideal). Considerando o canal de realimentação quantizado em 1 bit ($bf = 1$), nota-se na Figura 6.1 que a técnica proposta obtém um desempenho aproximadamente 3dB superior ao esquema de Campos et. al. Para $bf = 2$, observa-se uma eficiência ainda melhor. Em relação a $bf \rightarrow \infty$, a técnica proposta obtém um desempenho aproximadamente 1dB superior sobre a técnica de Campos et. al. As considerações feitas em relação à Figura 6.1 também são válidas para a Figura 6.2, notando que para $bf = 2$ o desempenho é ainda melhor, cerca de 3,5dB superior à [4].

A Figura 6.3 apresenta simulações da técnica proposta considerando apenas um cabo de força para a transmissão SISO e dois cabos de força para a transmissão MISO. Também se considera para a simulação um canal de realimentação ausente (sem CSI) e ideal (CSI ideal). Dessa forma, pode-se notar claramente a superioridade da configuração MISO em relação a configuração SISO.

A Figura 6.4 mostra o desempenho do esquema proposto, considerando os mesmos parâmetros para o canal de realimentação utilizados nas simulações das Figuras 6.1 e 6.2. Porém, agora, analisa-se a performance das modulações BPSK e QPSK. Assim, observando a Figura 6.4, percebe-se que a modulação BPSK é aproximadamente 1,5dB superior à modulação QPSK.

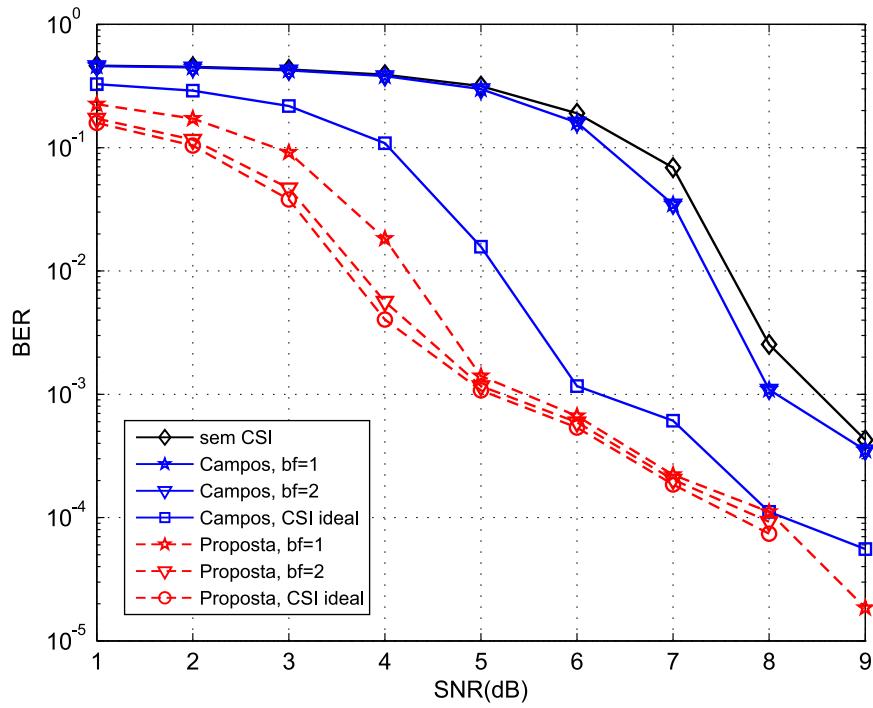


Figura 6.1: Simulação comparativa da técnica proposta \times o esquema de Campos et. al [4] para a frequência de 5,2Mhz.

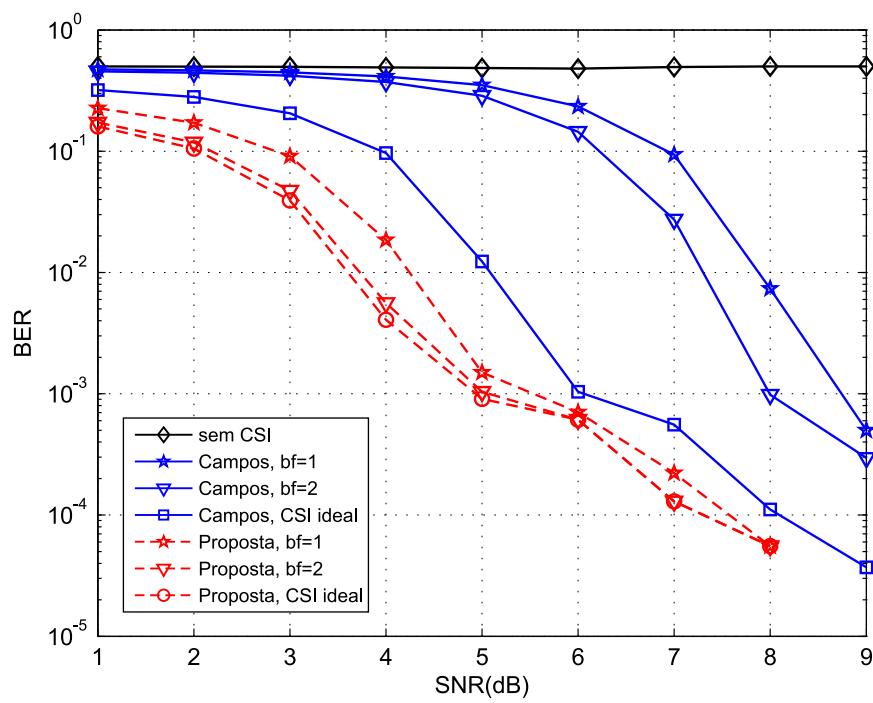


Figura 6.2: Simulação comparativa da técnica proposta \times o esquema de Campos et. al [4] para a frequência de 6,3Mhz.

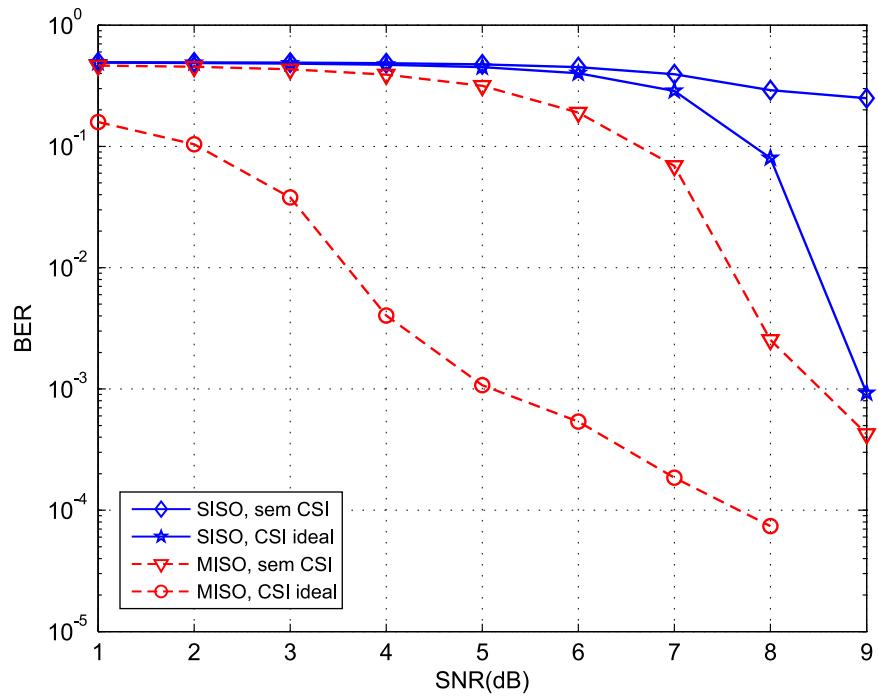


Figura 6.3: Simulação da técnica proposta considerando sistemas SISO e MISO para a frequência de 5,2Mhz.

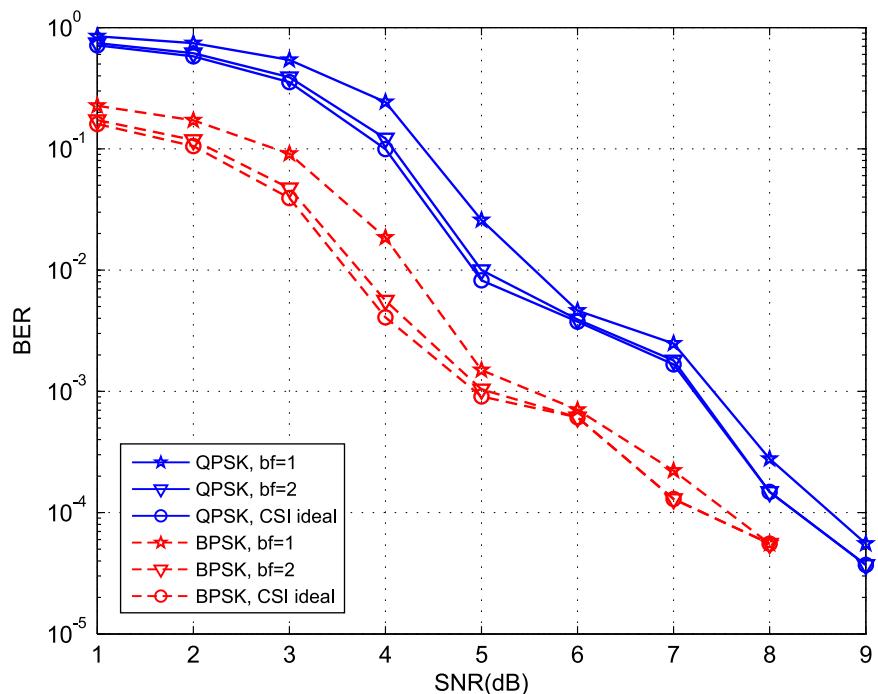


Figura 6.4: Simulação da técnica proposta considerando as modulações BPSK e QPSK para a frequência de 6,3Mhz.

Conclusões e Comentários Finais

Neste trabalho de conclusão de curso foi apresentada uma nova proposta de codificação para Comunicação via Rede Elétrica, intitulada "Nova Técnica de Transmissão Adaptativa para Canal MIMO PLC". Tal esquema faz uso de uma configuração MISO, explorando a diversidade espacial entre os cabos de energia elétrica e um canal de realimentação limitado em bf bits.

Analizando as simulações em termos de $BER \times SNR$, referentes à técnica proposta e o esquema de Campos et. al [4], observou-se que a primeira obteve um desempenho superior. Além disso, nota-se que o custo de implementação da mesma é menor, pois a informação enviada pelo esquema de [4] ocupa o dobro de bits, uma vez que os valores de θ_i , com $i = 1$ e 2 , são processados e enviados individualmente para os canais 1 e 2 através do canal de realimentação. Tal fato não ocorre com a técnica proposta, pois o mesmo valor de θ é considerado para ambos os canais a cada quadro de transmissão. Também evidencia-se o aumento de eficiência do sistema de comunicação conforme aumenta-se o número de bits bf , saturando o desempenho após a consideração de alguns poucos bits de realimentação.

Referências Bibliográficas

- [1] RIBEIRO, M. V. *Telecommunications: Advances and Trends in Transmission, Networking and Applications*, chapter Power Line Communications: A Promising Communication System's Paradigm of Last Miles and Last Meters Applications, pp. 133-156, Fundação Edson Queiroz, 2006.
- [2] CENSO 2010. Disponível em: <http://www.ibge.gov.br/home/estatistica/populacao/censo2010>. Acesso em: 13 mar. 2014.
- [3] KISTINER, T., BAUER, M., HETZER A., DOSTERT K., "Analysis of zero crossing synchronization for ofdm-based amr systems", in *IEEE International Symposium of Powerline Communications and Its Applications*, pp. 204-208, April 2008.
- [4] CAMPOS, F. P. V., MACHADO, R., RIBEIRO, M. V., CAMPOS, M. L. R. "MISO single-carrier system with feedback channel information for narrowband PLC applications", in *IEEE International Symposium of Power Line Communications and Its Applications*, pp. 301-306, Apr. 2009.
- [5] ALAMOUTI, V. *A simple transmit diversity technique for wireless communications*. IEEE J. Select. Areas Commun, 1998.
- [6] TAROKH, V., SESHADRI N. and CALDERBANK A. R. *Space-time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criterion and Code Construction*. IEEE Trans. Inform. Theory, 1998.
- [7] HAO, L., GUO, J. "A MIMO-OFDM scheme over coupled multi-conductor power-line communication channel". *IEEE International Symposium on Power line Comunciations and Its Applications*, pp. 198-203, March 2007.
- [8] GIOVANELI, C. L., YAZDANI, J., FARRELL P., HONARY, B. "Application of space-time diversity/coding for power line channels", in *IEEE International Symposium on Power line Comunciati ons and Its Applications*, pp. 101-5, March 2002.
- [9] MACHADO, R., UCHÔA-FILHO, B. F. "Extended techniques for transmitted antenna selection with STBCs", *IEEE Journal of Communication and Information Systems (JCIS)*, vol. 21, no. 3, pp. 188-195, December 2006.
- [10] CHOI, I., KIM, J. K., LEE, H., LEE, I. "Alamouti-codes based four-antenna transmission schemes with phase feedback", *IEEE Communications Letters*, v. 13, n. 10, pp. 749-751, Oct. 2009.
- [11] VALDUGA, S. T., ALVES, D. I., MACHADO, R., LEGG, A. P. "A low-complexity rate-one MIMO scheme with four transmit antennas and phase feedback", in *Computer, Information and Telecommunication Systems (CITS)*, pp. 1-5, May 2013.

- [12] VALDUGA, S. T., MACHADO, R. , LEGG, A. P. *Esquema de Comunicação MIMO para Quatro Antenas Transmissoras e Taxa de Transmissão Unitária: Análise de Desempenho e Robustez*. Santa Maria, Dissertação e Mestrado, 2014.
- [13] AKHTAR, J., GESBERT, D. "Partial feedback based orthogonal block coding", in *Proc. of the 2003 IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC'03-Spring)*, vol. 1, pp. 287-291, 2003.
- [14] AKHTAR, J., GESBERT, D. "Extending orthogonal block codes with partial feedback", in *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 03, no. 06, pp. 1959-1962, Jan. 2005.
- [15] MACHADO, R., SILVA, R., UCHÔA-FILHO, B. F. "Sobre os Códigos Grupo-Coerente", *XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Campinas, Set. 2005.
- [16] CAMPONOGARA, Â., MACHADO, R., GOMES, N. R. "Estratégias de transmissão para sistemas MIMO com canal de realimentação quantizado", *Proc. XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza, Brasil, Set. 2013.
- [17] PAVLIDOU, N., VINCK, A. J. H., YAZDANI, J., HONARY, B. "Power line communications: State of art and future trends", *IEEE Communications Magazine*, v. 41, n. 4, pp. 34-40, April 2003.
- [18] FERREIRA, H. C., LAMPE, L., NEWBURY, J., SWART, T. G. *Power line communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines*. John Wiley & Sons, 2010.
- [19] HRASNICA, H., HAIDINE, A., LEHNERT, R. *Broadband PowerLine Communications Networks: Network Design*. John Wiley & Sons, 2004.
- [20] CAMPOS, F. P. V. *Transceptores com modulação multiportadora e técnicas de alocação de recursos em sistemas de transmissão de dados via rede de energia elétrica*. Rio de Janeiro, Tese de Doutorado, 2013.
- [21] LIU, E., GAO, Y., SAMDANI, G., MUKHTAR, O., KORHONEN, T. "Broadband powerline channel and capacity analysis". In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 7? 11, Apr. 2005.
- [22] LA-GATTA, F. A. *Sistema mono-portadora com equalização no domínio da frequência codificado para canais PLC*. Juiz de fora, Dissertação de Mestrado, 2009.
- [23] PIMENTEL, P. R. S., BALDISSIN, A., CESAR, L. S., FRAMIL, R. R., PASCALICCH, A. "Revolution in the distribution (use of the technology power line communication in the transmission of data, voice and images)". In: *Proc. Latin America Transmission and Distribution Conference and Exposition*, pp. 314-320, Jan. 2004.
- [24] ZIMMERMANN, M., DOSTERT, K., "A Multipath model for the powerline channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 4, pp. 553-559, Apr. 2002.
- [25] CANETE, F. J., CORTES, J. A., DIEZ, L., ENTRAMBASAGUAS, J. T., CARMONA, J. L. "Fundamentals of the cyclic short-time variation of indoor power-line channels". In: *IEEE International Symposium of Power Line Communications and Its Applications*, pp. 157-161, Apr. 2005.

- [26] ZIMMERMANN, M., DOSTERT, K., "Analysis and modeling of impulse noise in broad-band powerline communications", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 249-258, May 2002.
- [27] ESMAILIAN, T. *Multi mega bit per second data transmission over in-building power lines*. Ph.D. Dissertation, University of Toronto (Canada), 2003.
- [28] HORMIS, R., BERENGUER, I., WANG, X. "A simple baseband transmission scheme for power line channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, pp. 1351-1363, July 2006.