



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Daniel Leocádio Fernandes

Comunicação Cooperativa e em Diversidade para Power Line Communication

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2012

Daniel Leocádio Fernandes

Comunicação Cooperativa e em Diversidade para Power Line Communication

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc.

Juiz de Fora

2012

Fernandes, Daniel Leocádio.

Comunicação cooperativa e em diversidade para power line communication \ Daniel Leocádio Fernandes. - 2012.

108 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)-Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

1. Distribuição de energia elétrica. I. Título.

CDU 621.315

Daniel Leocádio Fernandes

Comunicação Cooperativa e em Diversidade para Power Line Communication

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 27 de Setembro de 2012.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Orientador

Prof. Marcello Luiz Rodrigues de Campos, PhD

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Álvaro Augusto Machado de Medeiros, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Weiler Alves Finamore, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

*À Cristina, ao Felipe e ao André
que são a inspiração ao nosso esforço.*

AGRADECIMENTOS

À minha família, especialmente minha esposa, Ana Cristina, meus filhos, Felipe e André, minha mãe, Elza, e aos meus irmãos, por todo, amor, apoio, suporte, motivação e confiança depositada em mim e pela sua abdicção do convívio comigo durante as muitas horas de estudos.

Ao meu orientador e amigo, Professor Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc. e ao meu Professor e amigo Álvaro Medeiros, pelos ensinamentos, incentivos, disposição e disponibilidade durante todo o decorrer deste trabalho.

Aos amigos Luís Guilherme e Guilherme Colen pela grande ajuda e suporte durante todo o ciclo do meu Mestrado.

Aos colegas de trabalho e do Mestrado, à Oi, pelo incentivo e ajuda, com agradecimento especial ao Diretor de Tecnologia e Plataformas, Mauro Tokuyoshi Fukuda e ao Gerente de Tecnologia e Arquitetura, Orlando Tadeu Ruschel.

Aos meus amigos que sempre torcem por mim.

À Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por todo o suporte e pelas ferramentas necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

*Não se pode mudar o vento, mas pode-se
ajustar as velas do barco para se chegar
onde quer.*

Confúcio

RESUMO

A presente contribuição apresenta investigações e análises da comunicação cooperativa e em diversidade para melhorar a cobertura e o desempenho de sistemas *power line communication* (PLC) em redes de distribuição de energia elétrica externas e de baixa tensão. Neste contexto, o desempenho dos protocolos de cooperação amplificar e retransmitir (*amplify and forward* - AF); amplificar, equalizar e retransmitir (*amplify, equalize, and forward* - AEF) e decodificar e retransmitir (*decode and forward* - DF) é analisado quando existe um nó de retransmissão ou de cooperação entre os nós de origem e destino. Os esquemas *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) e *single carrier with cyclic prefix* (SC-CP); a modulação coerente 4-QAM, o canal PLC modelado como linear e invariante no tempo, ruído aditivo modelado *additive white Gaussian noise* (AWGN) e *additive impulsive Gaussian noise* (AIGN) constituem os esquemas de modulação adotados e o meio de comunicação de dados. Os resultados indicam que a cooperação traz benefícios para sistemas PLC e, portanto, é de grande interesse a sua introdução nas novas gerações de transceptores PLC. Além disso, considerando o esquema OFDM, modulação 4-QAM e cenário de simulação baseado nas mesmas premissas adotadas para avaliar a comunicação cooperativa, a comunicação em diversidade, baseada na seleção das sub-portadoras, foi analisada visando, sobretudo, verificar os ganhos que podem ser obtidos em relação a robustez e confiabilidade de transceptores PLC, os quais são voltados para o atendimento dos requisitos de qualidade de serviços de aplicações *smart grid communication*, tal como *smart metering*. Os resultados numéricos, obtidos através de simulações computacionais, confirmam que o aumento da diversidade melhora a confiabilidade dos sistemas PLC, mas reduz a vazão do mesmo. Assim sendo, comunicação em diversidade é promissora para *smart metering*, posto que, para esta aplicação, confiabilidade e robustez são requisitos de maior importância do que elevada vazão.

ABSTRACT

This thesis aims at investigating and analyzing cooperative communication as well as communication with diversity to improve the coverage and the performance of *power line communication* (PLC) systems in outdoor and low-voltage distribution electric grids. In this context, the performance of cooperative protocols, such as *amplify and forward* (AF); *amplify, equalize, and forward* (AEF); and *decode and forward* (DF), are analyzed when only one relay, between the source node and destination node, is considered. The *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) and *single carrier with cyclic prefix* (SC-CP) schemes; 4-QAM coherent modulation; linear and time invariant PLC channels, additive noise modeled as *additive white Gaussian noise* (AWGN) and *additive impulsive Gaussian noise* (AIGN) constitute the end-to-end communication link for performance evaluation. The performance results show that cooperation can offer benefits to PLC systems and, as a consequence, its introduction in new generations of PLC transceivers could be beneficial. Additionally, by taking into account the OFDM scheme, 4-QAM coherent modulation and the same constraints applied to analyze the cooperative communication, the communication with diversity, in which a subcarrier selection criterion is adopted, was also investigated and analyzed. The purpose of addressing diversity is to highlight what kind of gains can be obtained to improve the reliability and robustness of PLC transceivers, in order to fulfill the requirements of smart grid communication, such as smart metering. The numerical results verify that diversity can indeed increase the reliability and robustness of PLC transceivers, however it reduces the throughput. For smart metering, communication with diversity seems to be promising because reliability and robustness are much more important requirement than higher throughput.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADSL	Linha Digital Assimétrica para Assinante (<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>)
AF	Amplificar e Encaminhar (<i>Amplify and Forward</i>)
AF1	AF Estratégia 1
AF2	AF Estratégia 2
AT	Alta Tensão
AIGN	Ruído Aditivo Gaussiano Impulsivo (<i>Additive Impulsive Gaussian Noise</i>)
AWGN	Ruído Branco Aditivo Gaussiano (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BER	Taxa de Bits Errados (<i>Bit Error Rate</i>)
BT	Baixa Tensão
PC	Prefixo Cíclico
DF	Decodificar e Retransmitir (<i>Decode and Forward</i>)
DFT	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DMT	Modulação Discreta por Múltiplos Tons (<i>Discrete Multitone Modulation</i>)
DSTBC	Codificação de Bloco por Espaço-Tempo Distribuído (<i>Distributed Space-time Block Coding</i>)
FDE	equalização no domínio da frequência (<i>Frequency-Domain Equalization</i>)
Hz	Hertz
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Eletronics Engineers</i>)
iid	independente e identicamente distribuída
IP	Protocolo de Internet (<i>Internet Protocol</i>)

IIS	Interferência Intersimbólica
LIT	Linear e Invariante no Tempo
MAC	Controle de Acesso ao Meio (<i>Media Access Control</i>)
MC-CDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Múltiplas Portadoras (<i>Multi-carrier-code Division Multiple Access</i>)
MH	Múltiplo Salto (<i>Multi Hop</i>)
MIMO	Entradas Múltiplas e Saídas Múltiplas (<i>Multiple Input Multiple Output</i>)
MMSE	Mínimo Erro Quadrático Médio (<i>Minimum Mean Squared Error</i>)
MT	Média Tensão
OFDM	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
OST	Cooperação Espaço-Tempo Oportunística (<i>Opportunistic Space-Time Collaboration</i>)
OTT	Acima do Topo (<i>Over the Top</i>)
PAPR	Razão de Potência Pico-a-média (<i>Peak-to-average Power Ratio</i>)
PLC	comunicação através da rede de energia elétrica (<i>Power Line Communication</i>)
PSD	Densidade Espectral de Potência (<i>Power Spectral Density</i>)
QAM	(<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QoS	Qualidade de Serviço (<i>Quality of Service</i>)
SC-CP	Prefixo Cíclico em Única Portadora (<i>Single-carrier Cyclic Prefix</i>)
SC-FDE	Equalização no Domínio da Frequência em Única Portadora (<i>Single-carrier Frequency-domain Equalization</i>)
SNR	Relação Sinal Ruído (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
STBC	Codificação em Blocos Espaço-Tempo (<i>Space-time Block Coding</i>)
VoIP	Telefonia Sobre Protocolo de Internet (<i>Voice over Internet Protocol</i>)

WLAN Rede Local Sem Fio (*Wireless Local Area Network*)

ZF equalizador forçante ao zero (*Zero Forcing Equalizer*)

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Diagrama de um sistema elétrico (CREDER, 1995).	27
Figura 2.2	Tipos de sistemas de distribuição primária (CREDER, 1995).	28
Figura 2.3	Diagrama de interconexões de uma rede comunicação através da rede de energia elétrica (<i>Power Line Communication</i>) (PLC).	28
Figura 2.4	Propagação do sinal em multi-percurso.	30
Figura 2.5	Modelo de ruído aditivo característico de linha de energia elétrica.	33
Figura 2.6	Modelo de ruído aditivo em detalhe, característico de linha de energia elétrica.	33
Figura 2.7	Filtro de recepção em Matriz Linear $1 \times N$ com Equalizador Linear.	36
Figura 2.8	Diversidade na Transmissão e Recepção para Sistemas Móveis.	38
Figura 2.9	Uma rede cooperativa.	40
Figura 2.10	Exemplificação de topologias canônicas de retransmissão.	43
Figura 2.11	Modelo para transmissão a partir de Tx para Rx usando retransmissores.	44
Figura 2.12	Sistema em barramento com dois enlaces vistos como canais retrans-	

missores.	45
Figura 3.1 Diagrama de blocos de um sistema OFDM.	47
Figura 3.2 Diagrama de blocos do pulso de transmissão.	49
Figura 3.3 Topologia de uma rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e externa	52
Figura 3.4 Sistema em barramento com dois enlaces vistos como canais retransmis- sores.	53
Figura 3.5 Diagrama de blocos de um sistema OFDM cooperativo baseado no protocolo <i>AF</i>	55
Figura 3.6 Comportamento do ruído utilizando protocolo <i>AF</i>	62
Figura 3.7 Comportamento do ruído com um elemento retransmissor utilizando protocolo <i>DF</i>	65
Figura 3.8 Resposta ao impulso dos Canais PLC $O \rightarrow R_1$, $R_1 \rightarrow D$ e $O \rightarrow D$	66
Figura 3.9 Resposta em frequência dos Canais PLC $O \rightarrow R_1$, $R_1 \rightarrow D$ e $O \rightarrow$ D	67
Figura 3.10 Desempenho do sistema OFDM e QAM, com equalização ZF e ruído AWGN.	68
Figura 3.11 Desempenho do sistema OFDM e QAM, com equalização ZF e ruído AIGN.	68

Figura 3.12 Desempenho do sistema OFDM e QAM, com equalização MMSE e ruído AWGN.	69
Figura 3.13 Desempenho do sistema OFDM e QAM, com equalização MMSE e ruído AIGN.	69
Figura 3.14 Comparação do desempenho do sistema OFDM e 4-QAM, entre equalização MMSE e ZF e ruído AWGN.	70
Figura 3.15 Comparação do desempenho do sistema OFDM e 4-QAM, entre equalização MMSE e ZF e ruído AIGN.	71
Figura 4.1 Diagrama de blocos de um sistema SC-CP.	73
Figura 4.2 Sistema em barramento com dois enlaces vistos como canais retransmissores.	75
Figura 4.3 Diagrama de blocos de um sistema SC-CP cooperativo baseado no protocolo AF.	79
Figura 4.4 Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, com equalização ZF e ruído AWGN.	82
Figura 4.5 Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, com equalização ZF e ruído AIGN.	82
Figura 4.6 Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, com equalização MMSE e ruído AWGN.	83
Figura 4.7 Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, com equalização MMSE e ruído AIGN.	84

Figura 4.8	Comparação do desempenho do sistema SC-CP e 4-QAM, entre equalização MMSE e ZF e ruído AWGN.	85
Figura 4.9	Comparação do desempenho do sistema SC-CP e 4-QAM, entre equalização MMSE e ruído AIGN.	85
Figura 4.10	Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AWGN adotando-se a FDE ZF.	86
Figura 4.11	Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AWGN adotando-se a FDE MMSE.	86
Figura 4.12	Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AIGN adotando-se a FDE ZF.	87
Figura 4.13	Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AIGN adotando-se a FDE MMSE.	87
Figura 5.1	Topologia de uma rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e externa.	90
Figura 5.2	OFDM em diversidade com P canais individuais.	91
Figura 5.3	Desempenho do sistema OFDM e QAM.	97
Figura 5.4	Desempenho do sistema OFDM e QAM.	97
Figura 5.5	Resposta ao impulso dos Canais PLC $h_1(t)$, $h_2(t)$ e $h_3(t)$	98
Figura 5.6	Resposta em frequência dos Canais PLC $h_1(t)$, $h_2(t)$ e $h_3(t)$	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador. ...	65
Tabela 3.2	Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador. ...	66
Tabela 3.3	Parâmetros utilizados nas simulações.	66
Tabela 4.1	Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador. ...	80
Tabela 4.2	Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador. ...	81
Tabela 4.3	Parâmetros utilizados nas simulações.	81
Tabela 5.1	Parâmetros utilizados nas simulações.	96
Tabela 5.2	Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador. ...	96
Tabela 5.3	Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador. ...	98

SUMÁRIO

1	Introdução	20
1.1	Objetivos	22
1.2	Organização da Dissertação	22
2	Revisão Bibliográfica	24
2.1	Transmissão de Dados Via Rede Elétrica	24
2.1.1	Redes de Distribuição de Energia Elétrica	26
2.1.2	O Canal PLC	29
2.1.3	Modelo do Ruído	31
2.2	Comunicação em Diversidade	34
2.3	Comunicação Cooperativa	36
2.4	Sistemas PLC Cooperativos	42
2.5	Sumário	45
3	OFDM Cooperativo	46
3.1	Descrição do Sistema OFDM	47
3.2	Formulação do problema	51
3.2.1	Protocolo de Cooperação AF	53
3.2.2	Comportamento do Ruído em AF	61
3.2.3	Protocolo de Cooperação DF	61
3.2.4	Comportamento do Ruído em DF	64
3.3	Resultados Computacionais	64
3.4	Sumário	71

4 SC-CP Cooperativo	72
4.1 Descrição do Sistema SC-CP	72
4.2 Formulação do problema	74
4.2.1 Protocolo de Cooperação AF	75
4.2.2 Protocolo de Cooperação DF	78
4.3 Resultados Computacionais	80
4.4 Sumário	88
5 OFDM em Diversidade	89
5.1 Formulação do Problema	90
5.2 Uma Proposta para a Função $Q(\cdot)$	93
5.3 Resultados Computacionais	96
5.4 Sumário	100
6 Conclusão	101
Referências	104

1 INTRODUÇÃO

Com base no comportamento de alguns animais, a ciência moderna desenvolveu diversas tecnologias, passando por redes neurais, algoritmos computacionais evolutivos, além de incontáveis soluções presentes no nosso dia-a-dia. Muitas destas foram inspiradas na natureza cooperativa dos animais, tal como em (COLORNI; DORIGO; MANIEZZO, 1991), em que os autores se basearam no comportamento de formigas para desenvolver algoritmos a serem empregados na solução de problemas complexos e de otimização (DRABAREK, 2007) (BAUER et al., 1999).

Por exemplo, abelhas formam comunidades organizadas que, por meio de comportamento cooperativo, são bem sucedidas nas atividades cotidianas, tais como, busca de pólen, organização da colméia, alimentação da rainha, entre outras. Algumas espécies de aranhas sociais se agrupam em grandes colônias para que assim, sejam mais bem sucedidas na busca por presas, através da caça conjunta. Fazendo uso de movimentos coordenados, tal colônia tem maior agilidade na busca e captura de pequenos insetos.

O entomologista W. M. Wheeler foi um dos primeiros defensores da idéia de que as formigas agem como células de um único "superorganismo", (WHEELER, 1911). Ele observou que os indivíduos aparentemente independentes podem cooperar tão estreitamente de forma a se tornar indistinguível de um único organismo. As formigas são praticamente cegas, mas conseguem encontrar seu caminho até os alimentos e de volta ao formigueiro.

Em uma população de formigas, cada uma encontra uma solução para um determinado micro-problema e, em seguida, comunica-se com as demais de forma a repassar suas constatações. Dessa forma, logo o macro-problema é solucionado, tal como a dissecação de um outro inseto capturado, também por meio de ação coordenada, e transporte de suas partes dissecadas para o interior do formigueiro.

De uma forma geral, a pesquisa na área de inteligência coletiva vem crescendo, uma vez que pesquisadores consideram como inspiração de colônias naturais para pro-

jeto, otimização e controle de problemas complexos. Neste contexto, propriedades de cooperação são particularmente aplicáveis a muitos problemas em engenharia, ciência, arquitetura e matemática (BONABEAU; DORIGO; THERAULAZ, 2000).

Em comunicações, a cooperação ou colaboração, tem sido o foco de investigação para redes sem fio (MOLISCH, 2011): celular, *ad-hoc*, local sem fio, rede de sensores sem fio, entre outras. Nestas, os usuários podem cooperar entre si a fim de obterem ganhos mútuos em ambientes onde as condições de comunicação são desfavoráveis. A cooperação entre os usuários não só leva a maiores taxas de dados, mas também ao aumento da confiabilidade e flexibilidade dos sistemas de comunicação de dados (SENDONARIS; ERKIP; AAZHANG, 2003b). Na comunicação de dados em redes sem fio têm sido adotadas algumas técnicas interessantes para comunicação cooperativa (TOOHER P.; SOLEYMANI, 2009) (CHAE, 2007) (KHALILI R.; SALAMATIAN, 2005).

Na comunicação através da rede de energia elétrica (*Power Line Communication*) (PLC), a atenuação, o multipercurso decorrente de descasamentos de impedância e ruído impulsivo são fatores que afetam sobremaneira o desempenho dos sistemas PLC. Para lidar com estes problemas, o emprego de técnicas de comunicação cooperativa é de grande interesse, posto que em redes de distribuição de energia elétrica, no nível de baixa tensão, os enlaces de comunicação entre o nó fonte (estação PLC base) e o nó destino (modem PLC acoplado à rede de energia elétrica na entrada do medidor de consumo de energia elétrica do consumidor) podem, devido às características do meio, resultar em baixíssima vazão no nível de camada física. Por outro lado, existem outros nós destino (consumidores ou modems PLC) entre a estação PLC base e o consumidor de interesse, que podem apresentar melhores enlaces de comunicação. Portanto, a investigação de técnicas de comunicação cooperativa surge como uma possibilidade para conformar ou minimizar a degradação do sinal em canais PLC devido, sobretudo, às características da rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão.

Uma outra questão relevante é que a presença de vários condutores na rede de distribuição de energia elétrica de baixa, média e alta tensão permite a propagação do sinal elétrico nos modos diferencial e comum. Uma vez que as propagações dos sinais elétricos nos modos comum e diferencial referem-se a diferentes meios de comunicação de dados, é possível explorar a diversidade, a fim de aumentar a robustez de sistemas PLC quando a aplicação é *smart grid communications*. De fato, para tais tipos de aplicações, há um conjunto representativo que demanda baixas taxas de transmissão de dados, mas elevada robustez e confiabilidade (*smart metering*).

1.1 OBJETIVOS

Baseando-se nas motivações e colocações supracitadas, a presente dissertação tem os seguintes objetivos:

1. Investigar e analisar o uso da comunicação cooperativa quando os esquemas Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (OFDM) e Prefixo Cíclico em Única Portadora (*Single-carrier Cyclic Prefix*) (SC-CP) são considerados para sistemas PLC banda larga;
2. Investigar e analisar o emprego da comunicação em diversidade para aumentar a robustez de esquemas OFDM para sistemas PLC em redes de distribuição de energia elétrica ao nível de baixa tensão, visando, sobretudo, atendimento dos requisitos das aplicações *smart grid communications*, a saber: robustez e confiabilidade.

Os resultados e as análises apresentadas mostram que o emprego de técnicas de comunicação cooperativas e em diversidade pode aumentar o desempenho de sistemas PLC e, portanto, são de grande interesse para a introdução de novas gerações de transceptores PLC.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A presente dissertação é organizada conforme descrito abaixo:

- Capítulo 2: é apresentada uma revisão bibliográfica sobre a rede de energia como meio de comunicação de dados; sistemas PLC, diversidade e comunicação cooperativa;
- Capítulo 3: é investigado, discutido e analisado o emprego de um sistema OFDM cooperativo quando há a presença de um único nó colaborador (*relay*) para auxiliar a comunicação de dados entre os nós origem e destino;
- Capítulo 4: semelhante ao Capítulo 2, aqui é substituído o OFDM pelo SC-CP sendo este sistema investigado, discutido e analisado sob as mesmas condições do anterior;
- Capítulo 5: é investigado, discutido e analisado o emprego do OFDM em diversidade para aumentar a robustez de comunicação de dados entre as estações PLC base e o modem PLC;

- Capítulo 6: apresenta as conclusões e observações finais, além da lista de trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O presente capítulo discute o meio de comunicação denominado rede de energia elétrica, o qual tem sido objeto de grande interesse para atendimento das demandas das concessionárias de energia elétrica, atuais e futuras (*smart grid communications*), bem como infraestrutura para rede de acesso. Além disso, devido ao escopo da presente dissertação, uma revisão sobre comunicação cooperativa e em diversidade é apresentada. Assim sendo, explora-se o conceito de Comunicação Cooperativa em sistemas sem fio e investiga-se sua possível adoção em sistemas PLC, e para isso debate-se sobre os motivadores para adoção de técnicas de cooperação para sistemas PLC.

Na Seção 2.1 é dado um panorama geral sobre acesso banda larga em sistemas PLC, as motivações para sua adoção e uma visão da topologia de redes de distribuição de energia elétrica. Através desta é estabelecido o canal de comunicação PLC, o qual é aqui descrito, assim como o ruído característico deste meio. É também abordado o conceito de diversidade na Seção 2.2, o qual será importante no contexto proposto no presente estudo, assim como a Comunicação Cooperativa na Seção 2.3. A Seção 2.3 discute diferentes possibilidades topológicas para emprego desta técnica e a Seção seguinte, a 2.4, apresenta a aplicação da técnica de cooperação em sistemas PLC.

2.1 TRANSMISSÃO DE DADOS VIA REDE ELÉTRICA

Nos dias atuais, tem-se verificado um grande aumento na demanda por transmissão de dados, seja pelo usuário final ou corporações. Novos serviços surgem com frequência provocando tal acréscimo, tais como: redes sociais, vídeo sobre Internet (Acima do Topo (*Over the Top*) (OTT)), sítios distribuidores de vídeos e imagens (ex., Youtube), Telefonia Sobre Protocolo de Internet (*Voice over Internet Protocol*) (VoIP), compartilhamento de arquivos, vídeo sob demanda, serviços de empresas diversas abrigados em páginas *web* oferecendo de tudo, e muitos outros exemplos. O avanço da tecnologia e a criatividade do ser humano, impulsionaram a explosão de crescimento de acesso em banda larga. Estima-se, segundo (CISCO, 2011), que o tráfego Protocolo de Internet

(*Internet Protocol*) (IP) global anual chegará ao limiar zetabyte, ou seja, um trilhão de gigabytes, ao final do período em estudo, 2010 a 2015. Em 2015, esse estudo indica que a quantidade total de tráfego global via Internet quadruplicará em relação ao ano de 2010, atingindo 966 exabytes por ano ou 80,5 exabytes por mês. Ainda segundo (CISCO, 2011), o tráfego IP proveniente de aplicações visuais sobre a Internet, as quais representaram quarenta por cento de toda a demanda de tráfego IP em 2010, é estimado que atinja cinquenta por cento ao final de 2012. O mesmo estudo (CISCO, 2011) prevê que haverá dois dispositivos conectados em rede por pessoa e um milhão de minutos de vídeos da Internet a serem transmitidos por segundo. No Brasil, o tráfego IP aumentará oito vezes de 2010 a 2015, uma taxa composta de crescimento anual de cinquenta e dois por cento. O crescimento do tráfego IP global é impulsionado por quatro fatores determinantes:

- um número maior de dispositivos: A proliferação de tabletes (*tablets personal computer*), celulares, dispositivos conectados e outras máquinas inteligentes está elevando a demanda pela conectividade;
- aumento de usuários da Internet: Em 2015, haverá cerca de 3 bilhões de usuários da Internet, o que equivale a mais de quarenta por cento da população mundial projetada;
- velocidade mais rápida da banda larga: Espera-se que a velocidade média da banda larga fixa quadruple, passando de 7 megabits por segundo em 2010 para 28 Mbps em 2015. A velocidade média da banda larga já foi duplicada no ano de 2009, saltando de 3,5 Mbps para 7 Mbps;
- vídeos sob demanda: Em 2015, 1 milhão de minutos de vídeo, o equivalente a 674 dias, cruzarão a Internet a cada segundo.

As redes IP do Brasil transportarão 62 petabytes por dia em 2015, o equivalente a 642.507 DVD por hora. Neste mesmo ano, o equivalente em gigabytes de todos os filmes já produzidos cruzará as redes IP a cada 3 horas. O tráfego IP atingirá 9 gigabytes por pessoa em 2015, um aumento em relação ao valor de 1 gigabyte por pessoa em 2010.

Conforme mencionado anteriormente, aplicações visuais tem grande influência sobre o volume total de dados trafegados pela Internet, sendo que vídeo sobre IP é a principal entre essas e, basicamente, demandada por usuários de acesso fixo. Dentre as diversas tecnologias disponíveis para o fornecimento de banda larga ao público consumidor

de acesso fixo estão a Linha Digital Assimétrica para Assinante (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) (ADSL), a banda larga sobre cabo, fibra ótica e podemos incluir entre estas, e com particular interesse, a PLC, que utiliza a rede de energia elétrica como meio de comunicação de dados.

O uso da tecnologia PLC em sistemas de comunicação de dados remontam à 1838, (CARCELLE, 2006), quando Edward Davy propôs a utilização de medição remota de fornecimento de eletricidade para a verificação de níveis de tensão das baterias em estações não atendidas no sistema de telégrafo Londres-Liverpool. Em 1991, aplicações em banda estreita (N-PLC, NPL ou NaPLC - *narrowband*) já eram padronizadas (European CENELEC - padrão EN 50065), este último contempla uma taxa de transmissão próxima a 144 kbps. Em 1998, com a desregulamentação do mercado de telecomunicações, novos avanços culminaram no desenvolvimento da tecnologia de banda larga (B-PLC, BPL ou BoPLC - *broadband*) que suporta transmissão de dados na ordem de 14 Mbps no nível de camada física (PHY). Depois de 2005, um grupo de trabalho do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) (IEEE) iniciou o desenvolvimento de um padrão para as camadas de Controle de Acesso ao Meio (*Media Access Control*) (MAC) e PHY para BPL, tendo publicado uma versão provisória de uma norma sobre o assunto, cuja versão final, IEEE-P1901, foi publicada em 2010. Esse padrão descreve velocidades de até 1 Gbps na camada PHY de dispositivos de comunicação sobre rede de energia elétrica, então chamados de PLC Banda Larga (*Broadband*) (PICORONE, 2009).

A rede de distribuição de energia elétrica pode ser usada para diversos tipos de comunicações de dados, tais como transporte de voz, imagens, mensagens, dados de uma forma geral. A transmissão de dados sobre linhas de energia elétrica pode se dar em Alta Tensão (AT), Média Tensão (MT) e Baixa Tensão (BT), conforme mostrado na Seção 2.1.1, a seguir.

2.1.1 REDES DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

O sistema elétrico de potência é composto por geração, transmissão e distribuição, conforme ilustrado na Figura 2.1. A transmissão é entendida como o transporte da energia elétrica gerada nas usinas até os centros consumidores. A tensão gerada, normalmente de 13,8 kV, deve ser elevada a valores padronizados em função da potência a ser transmitida e das distâncias aos centros consumidores. As tensões mais usuais em corrente alternada nas linhas de transmissão são: 69 kV, 138 kV, 230 kV, 400 kV e 500

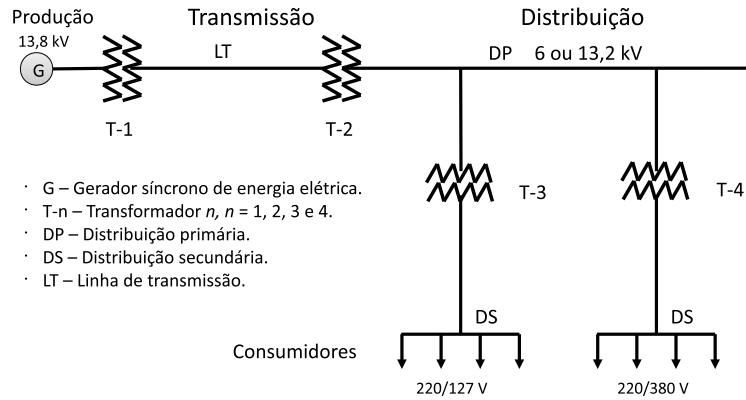


Figura 2.1: Diagrama de um sistema elétrico (CREDER, 1995).

kV. A partir de desta última, a utilização de corrente alternada ou contínua é avaliada com base em estudo de viabilidade econômica, como é o caso da linha de transmissão de Itaipu com 600 kV em corrente contínua (CREDER, 1995).

A distribuição é parte final do sistema elétrico e situa-se no centros consumidores, cidades, bairros e indústrias. A distribuição começa na estação abaixadora onde a tensão da linha de transmissão é reduzida a valores padronizados nas redes de distribuição primária ou MT, 11 kV, 13,2 kV, 15 kV, 34,5 kV, entre outras. A partir dessas estações saem as redes de distribuição secundária ou BT, como é ilustrado na Figura 2.2. A parte final de um sistema elétrico é a subestação abaixadora, a qual converte a MT para BT, cuja frequência de trabalho é em 50 ou 60 Hz ao patamar de 380/220 V, 220/127 V, 220/110 V, entre outras. As redes de distribuição primária e secundária, normalmente, são trifásicas e as ligações aos consumidores poderão ser trifásicas, bifásicas ou monofásicas, de acordo com sua carga (CREDER, 1995):

- Até 4 kW - monofásica com dois condutores;
- Entre 4 e 8 kW - bifásica com três condutores;
- Maior que 8 kW - trifásica com três ou quatro condutores.

O diagrama da rede de comunicações de dados em banda larga utilizando a rede de energia elétrica é mostrada na Figura 2.3. Nesta, pode-se verificar a distribuição desde a porta de entrada primária da Internet, passando pelos roteadores R_n , $n = 1, 2$ e 3. Os roteadores $R1$ e $R2$ fornecem conexão de rede local em PLC para as sub-redes dos consumidores de MT, $SR1$ e $SR2$. Já o roteador $R3$ tem função similar aos anteriores, adicionalmente transpõe o transformador abaixador e fornece conexão de dados às sub-redes $SR3$ e $SR4$.

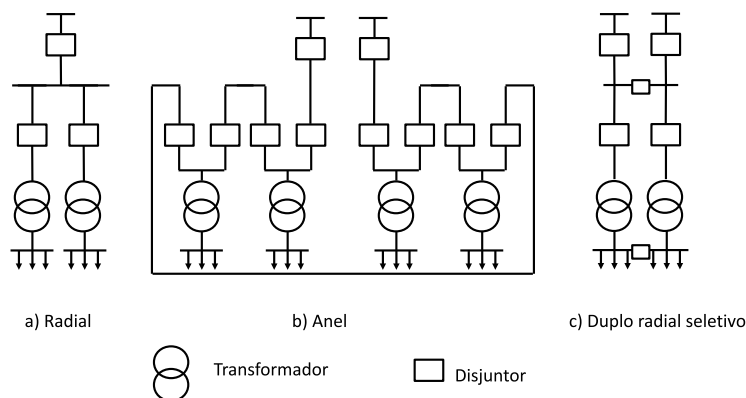


Figura 2.2: Tipos de sistemas de distribuição primária (CREDER, 1995).

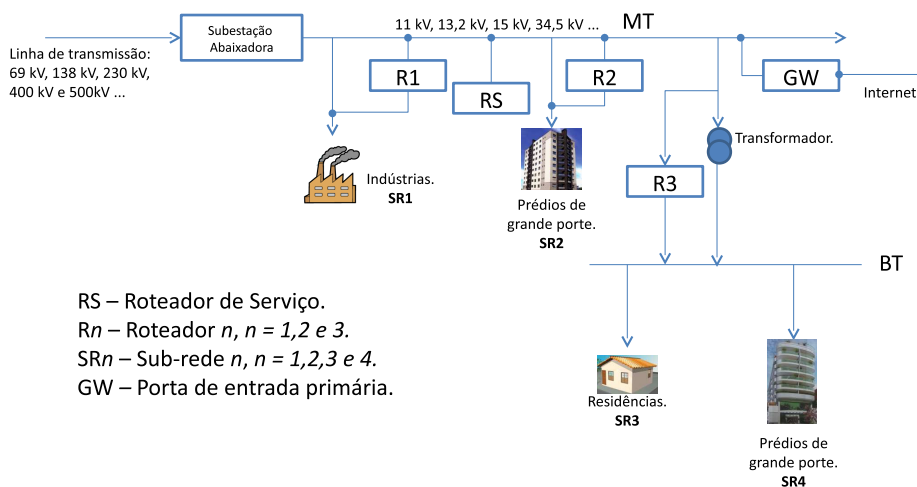


Figura 2.3: Diagrama de interconexões de uma rede PLC (ANATORY; THEETHAYI, 2010).

Geralmente, as redes de energia elétrica são afetadas por diferentes tipos de interferência destrutiva, as quais incluem atenuação do sinal em função do tempo, de distância e da frequência causadas por perdas nos cabos, a propagação multipercurso responsável pela Interferência Intersimbólica (IIS), interferência de banda estreita proveniente de rádio comercial e fontes de TV e vários tipos de ruídos impulsivos. A IIS é definida como uma distorção de pulsos provocada pelo canal resultante do espalhamento dos pulsos transmitidos no tempo de modo a sobreporem-se a outros pulsos transmitidos (HAYKIN, 2001).

A escolha do esquema de transmissão para sistemas PLC deve basicamente levar em conta três fatores (BIGLIERI, 2003):

- A presença de ruído de fundo e perturbações impulsivas levando a valores baixos de Relação Sinal Ruído (*Signal to Noise Ratio*) (SNR);

- A seletividade na frequência e variante no tempo de um canal PLC;
- Restrições regulatórias referentes à compatibilidade eletromagnética as quais limitam a potência de transmissão.

Uma evolução recente das redes de energia elétrica, motivada pelo apelo ambiental e da crescente demanda por energia, se configura na *Smart Grid* (HASHMI M.; HANNINEN, 2011). Esta prima pela maximização da eficiência da infraestrutura da rede de energia elétrica existente por meio do aprimoramento de técnicas de controle e monitoração. Tal aprimoramento é viabilizado pela integração da tecnologia da informação e comunicações com a infraestrutura da rede elétrica. A mudança no cenário exige um novo sistema de rede mais inteligente que permita a gerência cada vez mais complexa da rede elétrica de forma eficiente. As *Smart Grids* objetivam monitorar o comportamento de fornecedores e consumidores, de modo automatizado, com o objetivo de melhorar a eficiência, confiabilidade, economia e a sustentabilidade da produção e distribuição de eletricidade.

2.1.2 O CANAL PLC

O Canal PLC utiliza a rede de energia elétrica como meio de comunicação de dados, mas apresenta características comuns a ambientes sem fio (*wireless*). Conforme apresentado em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b), o sinal propagado da origem ao destino não somente trafega este percurso em visada direta, mas também por meio de L percursos adicionais (ecos), em uma configuração de barramento, conforme exemplificado na Figura 2.4, na qual $L3$ configura um percurso com uma possível reflexão do sinal. A adição aleatória de cargas no barramento, segundo mostrado na Figura 2.4, provoca alteração no montante de percursos trafegados pelo sinal. Efeitos indesejáveis desta característica são o desvanecimento seletivo do sinal em frequência e no tempo, variabilidade da resposta ao impulso do canal e presença de ruídos de fundo e impulsivo, os quais afetam sobremaneira a comunicação de dados neste tipo de canal.

Ocorrem também perdas por atenuação nos cabos de alimentação, as quais crescem com o aumento da distância e da frequência. Seja $A(f, d)$ a representação da função de atenuação pela frequência e distância, em que f representa a frequência em Hertz (Hz), d a distância em metros e α é o fator de atenuação, tal que (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b)

$$\alpha(f) = (a_0 + a_1 f^k), \quad (2.1)$$

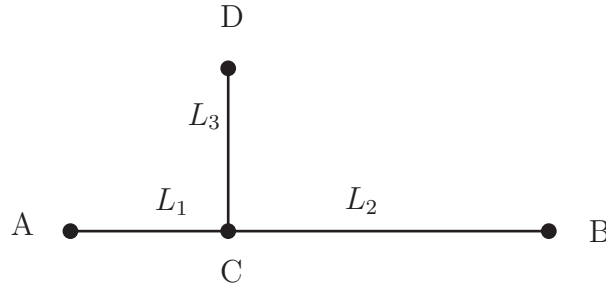


Figura 2.4: Propagação do sinal em multi-percurso, cabo com único tap.

então

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f)d} = e^{-(a_0 + a_1 f^k)d}, \quad (2.2)$$

em que a_0 e a_1 são parâmetros de atenuação e k é o expoente do fator de atenuação, geralmente entre 0,5 e 1.

Diferentemente de uma linha telefônica tradicional, em que cada usuário é conectado a um par de fios metálicos exclusivo, desde suas instalações até a central telefônica, as linhas de energia são caracterizadas por um barramento, a que todos os usuários são conectados. Esta característica, faz com que sua impedância seja variável, uma vez que os usuários, ou cargas, são conectados e desconectados a estas de forma aleatória. Há outras cargas que são comutadas em sincronismo com a frequência fundamental da rede elétrica. Essa dinâmica faz com que haja variação na impedância de acesso à rede de energia elétrica pelo tranceptor PLC (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). Com isso, o sinal não se propaga somente de forma direta do transmissor ao receptor, pois surgem reflexões daquele nos pontos onde houve descasamentos de impedâncias. No receptor, os sinais provenientes dos múltiplos percursos somam-se, produzindo como resultado um sinal recebido com variações em amplitude e fase para frequências distintas.

Os componentes do sinal dos L percursos individuais devem ser combinados por superposição, levando a resposta em frequência a ser expressa como:

$$H(f) = \sum_{i=1}^L g_i A(f, d_i) e^{-j2\pi f \tau_i}. \quad (2.3)$$

Substituindo a Equação (2.2) na Equação (2.3), obtém-se

$$H(f) = \sum_{i=1}^L g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k)d_i} e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (2.4)$$

na qual g_i é o peso para o i -ésimo percurso, sendo que $|g_i| < 1$, e τ_i representa o i -

ésimo atraso. Quanto mais transições e reflexões ocorrem ao longo do percurso, menor será $|g_i|$. Além disso, quanto maiores os percursos, maiores as atenuações, assim estes contribuem menos para o sinal como um todo no lado da recepção. Então, se torna aceitável a aproximação do número infinito de percursos para somente L dominantes, o qual, por questões numéricas, deve ser o menor possível.

2.1.3 MODELO DO RUÍDO

Ao contrário de muitos outros canais de comunicação, o canal PLC não representa um ambiente de ruído apenas aditivo branco Gaussiano (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a). No referido estudo, a banda de frequências avaliada varia a partir de várias centenas de kilohertz até 20 MHz e é majoritariamente dominada por interferência de banda estreita e ruído impulsivo. Em particular, o ruído impulsivo introduz variação de tempo significativo, de modo que uma análise mais aprofundada de interferência é uma condição necessária para sua modelagem adequada. Os ruídos aditivos, segundo (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), podem ser classificados em cinco classes, a saber:

1. **Ruído de fundo colorido** com uma Densidade Espectral de Potência (*Power Spectral Density*) (PSD) relativamente baixa, variando com a frequência. Este tipo de ruído é causado principalmente pelo somatório de numerosas fontes de ruído com baixa potência. Sua PSD varia ao longo do tempo em termos de minutos ou mesmo horas;
2. **Ruído de banda estreita** composto principalmente de sinais senoidais, com amplitudes moduladas causadas pela interferência de emissoras de rádio. O nível geralmente varia diuturnamente;
3. **Ruído impulsivo assíncrono periódico** à frequência da rede com uma taxa de repetição entre 50 e 200 kHz, com um espectro discreto espaçado de acordo com a taxa de repetição de impulso. Este tipo de ruído é causado principalmente por fontes de alimentação chaveadas;
4. **Ruído impulsivo periódico síncrono** com a frequência da rede a uma taxa de repetição de 60 Hz. Os impulsos são de curta duração (alguns microsegundos) e têm uma PSD decrescente com a frequência. Este tipo de ruído é causado por fontes de alimentação, principalmente por comutação de diodos retificadores, o que ocorre de forma síncrona com o ciclo de alimentação;

5. **Ruído impulsivo assíncrono (aperiódico)** causado por comutações transientes na rede. Os impulsos têm uma duração de alguns microssegundos até alguns milissegundos com ocorrência aleatória. A PSD deste tipo de ruído pode atingir valores de mais de 50 dB acima do ruído de fundo.

As propriedades dos tipos de ruído enumeradas nos itens de 1 a 3 geralmente permanecem estacionárias durante períodos de segundos e minutos ou por vezes até mesmo horas, e podem ser sumarizadas como ruído de fundo, $v_{fundo}[n]$ (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a) e (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006). Os tipos de ruído impulsivo periódico síncrono, $v_{ps}[n]$ e impulsivo assíncrono, $v_{imp}[n]$, no entanto, são variantes no tempo em termos de microssegundos a milissegundos. Durante a ocorrência de tais impulsos, a PSD do ruído aumenta consideravelmente e pode causar simples erros de *bits* ou rajadas de erros de *bits*. Nesta dissertação, é considerada uma modelagem simplificada desse ruído, dada apenas por três componentes, ou seja,

$$v[n] = v_{fundo}[n] + v_{ps}[n] + v_{imp}[n], \quad (2.5)$$

em que $v_{fundo}[n]$ é uma variável aleatória independente e identicamente distribuída (*iid*) que representa o ruído de fundo de média zero e variância σ^2 , ou seja, $v_{fundo}[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$. A componente $v_{ps}[n] \sim \mathcal{N}(0, K_1\sigma^2)$ como sendo uma componente de ruído impulsivo periódico síncrono com a componente fundamental f_0 , seu intervalo de ocorrência é $t_{arr,ps} = 0,5f_0$ com duração de $100 \mu s$ e está localizado em $l/(2f_0)$, $l = 0, 1, 2, \dots$. Finalmente, $v_{imp}[n] \sim \mathcal{N}(0, K_2\sigma^2)$ é um ruído impulsivo não periódico com intervalo de ocorrência modelado como uma variável aleatória exponencial de média $100 \mu s$ e tempo de duração de $100 \mu s$. As constantes K_1 e K_2 são definidas para gerar ruídos de diferentes graus de severidade, modelando ruídos em diferentes situações. Nessa dissertação, é usado $K_1 = K_2 = 100$. Esse tipo de ruído recebe o nome de Ruído Aditivo Gaussiano Impulsivo (*Additive Impulsive Gaussian Noise*) (AIGN). É usado também um outro tipo de ruído com o intuito de comparação. Esse modelo é composto apenas pelo ruído de fundo $v_{fundo}[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$, sendo este conhecido como Ruído Branco Aditivo Gaussiano (*Additive White Gaussian Noise*) (AWGN).

Um exemplo de ruído aditivo pode ser visto na Figura 2.5, na qual verificamos as componentes periódica síncrona, aperiódica, assim como o ruído de fundo. Essa mesma composição de ruído é vista em maiores detalhes na Figura 2.6. Nesta última, a duração de cada rajada de ruído impulsivo periódico síncrono e aperiódico é modelada como $t_{w,s} = 100 \mu s$. Também na Figura 2.6, o tempo entre a ocorrência dos impulsos $t_{arr,s}$ é considerado como uma variável aleatória exponencial com média igual a 100 ms. As

rajadas de ruído impulsivo vistas nas Figuras 2.5 e 2.6 são frequentemente causadas por chaveamentos transitórios das cargas conectadas à rede de energia elétrica. Esta modelagem para o ruído aditivo é adequada para ilustrar o pior caso, posto que o ruído aditivo impulsivo é modelado como ruído branco com distribuição Gaussiana (PICORONE, 2009) (FERREIRA, 2011) durante o intervalo de sua ocorrência.

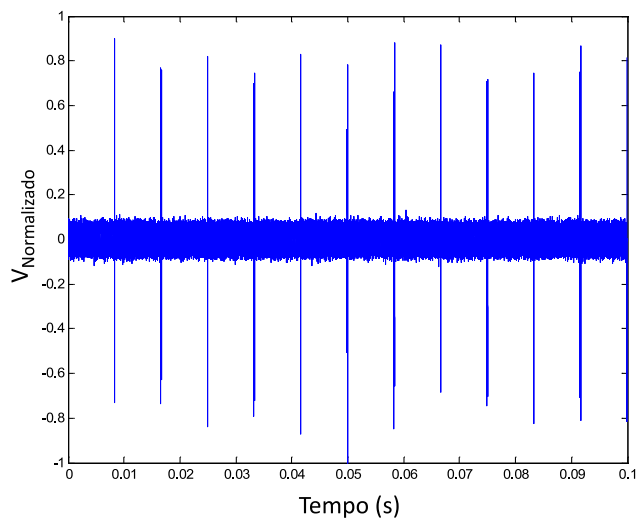


Figura 2.5: Modelo de ruído aditivo característico de linha de energia elétrica.

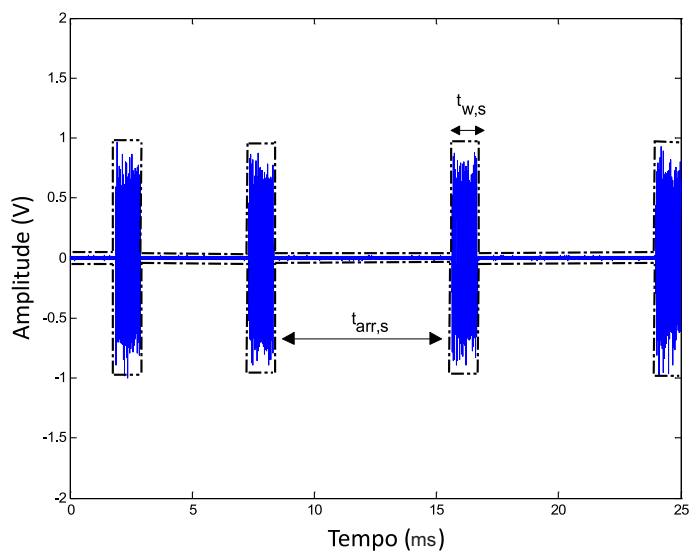


Figura 2.6: Expansão em maiores detalhes da Figura 2.5 (PICORONE, 2009).

2.2 COMUNICAÇÃO EM DIVERSIDADE

O conceito de diversidade (BEVERAGE; PETERSON, 1931) quando aplicado a comunicações, se refere à disposição de diferentes trajetórias para transmissão de réplicas do mesmo sinal, as quais são combinadas ou selecionadas através de alguma técnica pelo receptor. Esta poderá ser definida conforme a necessidade apresentada na etapa de projeto, no intuito de se obter maior confiabilidade e qualidade na detecção do sinal. Pode-se citar quatro principais técnicas de seleção:

- Varredura: Esta técnica consiste em selecionar, a qualquer momento, apenas um dos sinais recebidos em diversidade. Um dispositivo seletor verifica os canais numa sequência fixa até encontrar um sinal acima de um limiar pré-estabelecido, que o utiliza apenas enquanto este se mantiver acima do limiar e, em seguida, examina os demais canais até que encontre um novo sinal acima do limiar (HAUSMAN, 1954);
- Seleção na diversidade: O critério de concepção aqui é baseado na escolha pelo sistema, em um dado momento, do melhor dos sinais recebidos pelos canais em diversidade com base na melhor SNR;
- Combinação de taxa máxima: As P réplicas recebidas no receptor em diversidade são combinadas linearmente levando-se em consideração o peso, definido unitariamente para cada subportadora dos símbolos OFDM recebidos em função da SNR;
- Combinação de ganhos iguais: Esta é, possivelmente, a mais simples entre as técnicas descritas acima, pois presume ganhos iguais para todos os canais envolvidos na diversidade, ou seja, define pesos iguais e realiza a combinação linear entre as réplicas do sinal recebidas.

Em um canal de rádio, devido aos efeitos indesejáveis dos multipercursos resultantes do meio no qual se encontra, pode-se ter um sinal recebido com intensidade insuficiente ou contaminado por ruído que dificulte sua recuperação. Porém, se de alguma forma se torna possível disponibilizar ao receptor réplicas da informação transmitida, sendo estas afetadas diferentemente pela exposição ao canal, em determinado instante uma réplica pode estar em situação de desvanecimento diferente das demais. Assim, estas podem ser combinadas ou selecionadas a fim de se fornecer ao processo de detecção um sinal mais estável do que aquele obtido sem a utilização da técnica da diversidade.

Como formas de diversidade podemos citar:

- **Espacial:** as antenas receptoras são fisicamente separadas de tal forma que os sinais recebidos por cada uma delas estejam descorrelacionados (PROAKIS, 2001). Os sinais provenientes dessas antenas são então selecionados continuamente, sendo assim, o receptor pode mitigar os efeitos indesejáveis de desvanecimento em pequena escala;
- **Temporal:** réplicas do sinal são subsequentemente enviadas em instantes de tempo distintos (PROAKIS; SHAMAI, 1998);
- **Espectral:** utiliza-se princípio similar ao anterior, ou seja, réplicas do sinal são transmitidas em bandas de frequência distintas (LANEMAN; TSE; WORNELL, 2004).

Segundo (RAPPAPORT, 2002), a técnica de diversidade explora a natureza aleatória da propagação de ondas de rádio através da adoção de percursos independentes, ou pelo menos altamente descorrelacionados, para a propagação dos sinais de comunicação. As decisões sobre a melhor escolha da diversidade cabem ao receptor e são transparentes para o transmissor. O conceito é facilmente explicado: se um percurso de rádio desvanece, outro percurso independente poderá ter um sinal intenso.

Um tipo de diversidade empregada em sistemas de comunicação sem fio é estudada em (BALABAN; SALZ, 1992), no qual o combinador linear é destacado com relevante importância, pois permitirá ao ponto receptor minimizar o Mínimo Erro Quadrático Médio (*Minimum Mean Squared Error*) (MMSE) recebido nos diversos percursos em ação conjunta com o equalizador em série, conforme pode ser visto na Figura 2.7, na qual $x(t)$ representa o sinal de entrada no domínio do tempo, $h_n(t)$, $n=1,2,3,\dots,N$ a n -ésima função de transferência, t_n o tempo de amostragem na saída do combinador linear, U_n , $n=1,2,\dots,N$ o n -ésimo coeficiente do equalizador linear e y_0 o sinal resultante pós equalização.

É abordado em (GIOVANELI et al., 2002) o conceito de Codificação em Blocos Espaço-Tempo (*Space-time Block Coding*) (STBC), o qual é introduzido no estudo (TAROKH; JAFARKHANI; CALDERBANK, 1999) que combina processamento de sinal no receptor com técnicas de codificação adequadas para várias antenas de transmissão. Nesse estudo, o autor avalia a aplicabilidade deste conceito em PLC. Assim, é considerado um sistema de comunicação com n pontos emissores no lado transmissor e

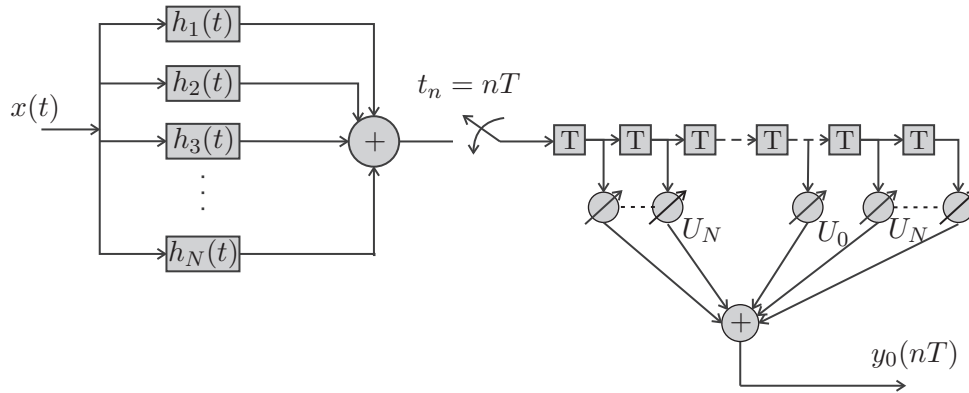


Figura 2.7: Filtro de recepção em Matriz Linear $1 \times N$ com Equalizador Linear (BALABAN; SALZ, 1992).

m pontos receptores no lado receptor, em que os sinais são transmitidos em intervalos de tempos diversos desde a transmissão até a recepção, por i percursos diferentes. O referido conceito, estabelece uma metodologia que obtém melhor desempenho do que um sistema contendo único percurso em única base temporal.

Já em (QUAN; RIBEIRO, 2011), o uso da técnica de repetição de símbolo juntamente com STBC e OFDM é explorada visando os benefícios proporcionados pela redundância na transmissão da informação. A maneira como a diversidade de símbolo é explorada pode oferecer melhora semelhante à encontrada na diversidade espacial, o que pode melhorar o desempenho do esquema STBC-OFDM se o canal PLC é seletivo em frequência e corrompido por ruído.

2.3 COMUNICAÇÃO COOPERATIVA

Conforme exposto no Capítulo 1, Cooperação é uma operação em que os membros de um grupo atuam de forma conjunta, a fim de prover algum benefício para este ou algum elemento externo. Esta baseia-se no trabalho em equipe visando alcançar objetivos comuns. A fim de explorar a aplicação do conceito de Cooperação, em (SENDONARIS; ERKIP; AAZHANG, 2003b), (SENDONARIS; ERKIP; AAZHANG, 2003a), (LANEMAN; TSE; WORNELL, 2004) e (LANEMAN; WORNELL, 2003) são estudadas aplicações em comunicações sem fio. No contexto da comunicação coerente, em que as informações de estado de canal estão disponíveis apenas no final do percurso, na etapa de recepção, a idéia básica é aproveitar as antenas disponíveis com outros nós da rede como uma fonte de diversidade espacial virtual. Noutras palavras, dois ou mais usuários portadores de estações móveis interagem de forma que cada um forneça a antena de sua estação e/ou utilize a de seu par como forma de se emular uma diversidade na transmissão.

No que tange a cooperação em sistemas de comunicações, destaca-se algumas aplicações interessantes, as quais ilustram a potenciabilidade para redes sem fio (DOHLER; LI, 2010):

- **Extensão de cobertura e capacidade em redes celulares:** Uma rede composta de células adjacentes, cada qual servida por uma estação base é conhecida como rede celular. Tais redes geralmente sofrem limitações em capacidade, cobertura e interferência devido a características típicas, tais como limitação em largura de banda e potência de transmissão controladas pelos órgãos reguladores. Estas limitações fazem com que se reuse frequências entre diferentes células, resultando em limitação de cobertura e incidência de interferência. O uso de retransmissores foi proposto em (PABST et al., 2004) com o intuito de minimizar tais efeitos, neste estudo a comunicação entre as estações base e móvel não só acontece em percurso direto, mas também via elemento retransmissor (colaborador) (RAN-WG1, 2012).
- **Extensão de cobertura e capacidade em Rede Local Sem Fio (*Wireless Local Area Network*) (WLAN):** Este tipo de rede, construída com tecnologia sob o padrão IEEE 802.11, atualmente é bastante difundida entre um contingente crescente de usuários em âmbito mundial. Seu rendimento em ambiente urbano, devido ao grande número de usuários, é cada vez mais prejudicado pela interferência co-canal. Similarmente à aplicação em redes celulares, técnicas cooperativas podem auxiliar no aumento de capacidade e cobertura, em que um ponto de acesso WLAN pode se comunicar com um usuário distante através de um ou mais elementos intermediários retransmissores (LIU; TAO; PANWAR, 2005).
- **Comunicação entre veículos:** Veículos em movimento podem gozar de acesso de dados providos através de estações fixas transmissoras distribuídas ao longo de vias públicas e ao mesmo tempo retransmitindo sinais a outros veículos, que devido à velocidade de deslocamento, encontram-se momentaneamente distantes de qualquer estação transmissora (FETEIHA; UYSAL, 2003).
- **Redes de sensores sem fio:** Outra abordagem interessante, conforme em (SIMIC; BERBER; SOWERBY, 2008) e (CUI; GOLDSMITH; BAHAI, 2004), baseia-se na energia de transmissão e no consumo de energia do circuito em que a comunicação cooperativa pode ser usada com o objetivo de reduzir o consumo total de energia da rede ou de seus elementos. Redes de sensores sem fios são compostas de pequenos nós sensores distribuídos, alimentados por baterias pequenas que,

normalmente, são raramente substituídas. Consequentemente, a comunicação com consumo de energia eficiente é um requisito central dessas redes.

Em (SENDONARIS; ERKIP; AAZHANG, 2003b) é proposta uma forma de cooperação baseada no princípio da diversidade, de forma que dois usuários possam cooperar entre si proporcionando a cada aparelho, dotado de única antena, uma antena adicional. Desta forma, o nível da camada PHY poderia dispor de diversidade no lado do usuário, pois no lado da estação base, outros estudos já haviam comprovado eficácia (ALAMOUTI, 1998). A Figura 2.8 mostra o cenário em questão na configuração Entradas Múltiplas e Saídas Múltiplas (*Multiple Input Multiple Output*) (MIMO) (BALABAN; SALZ, 1992), em que dois usuários portando estações móveis (Antena Tx_0 e Tx_1) transmitem os sinais S_0 e S_1 , respectivamente em dois instantes subsequentes no tempo. As Antenas de Rx_0 e Rx_1 estão conectadas à estação base, os diversos canais de transmissão entre os usuários e a estação base são representados por h_p , afetados por ruído n_p , $p = 0, 1, 2$ e 3 . Ainda na Figura 2.8, há as funções de estimação dos referidos canais e a combinação linear, executadas respectivamente pelo Estimador de Canal e Combinador. Este último fornece as estimativas dos sinais S_0 e S_1 , respectivamente \hat{S}_0 e \hat{S}_1 , os quais são dectados pelo Detetor de Máxima Probabilidade que considera todas as mensagens transmitidas com igual probabilidade (HAYKIN, 2001).

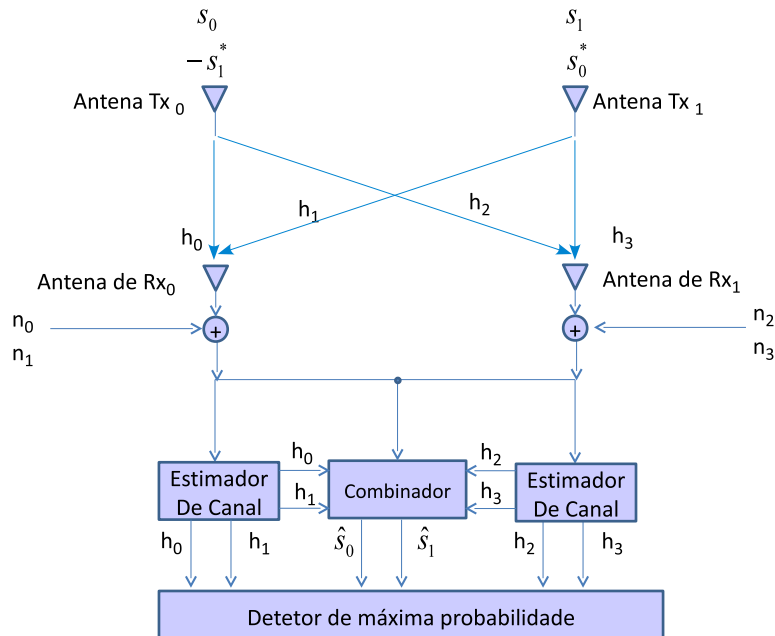


Figura 2.8: Diversidade na Transmissão e Recepção para Sistemas Móveis (ALAMOUTI, 1998).

Em (MITRAN; OCHIAI; TAROKH, 2005) investiga-se uma abordagem para largura

de banda eficiente que não emprega durações de fase pré-determinadas ou subcanais ortogonais, a fim resolver a restrição de *half-duplex* em comunicações sem fio: cada elemento retransmissor determina, com base no seu canal de recepção próprio, quando receber e quando transmitir. Além disso, os transmissores não estão cientes do canal e não é feita qualquer suposição de degradação: o ruído nos elementos retransmissores independe do destino. No caso de retransmissores múltiplos auxiliando a origem, a abordagem deste estudo permite que um retransmissor auxilie o outro na recepção de uma mensagem.

Já em (ASTANEH; GAZOR, 2009) é estudada uma rede de usuários sem fio em que todos têm sinais independentes a enviar a seus destinos correspondentes. O objetivo aqui é entender quais são os ganhos ou perdas envolvidas em tal cooperação. Desta forma, é considerada uma rede com três usuários (ver Figura 2.9) contendo fonte, retransmissores e destino. É estudada uma forma de alocação de recursos a partir de três perspectivas diferentes:

1. Melhora de taxa de transmissão para uma determinada condição de energia e de recursos;
2. Redução de energia para uma dada taxa e requisito de recursos;
3. Eficiência dos recursos para uma dada taxa e requisito de energia.

O estudo explora os benefícios de ganho do canal e energia de transmissão em cenários de cooperação, tendo encontrado vários protocolos sobre como selecionar o melhor retransmissor entre possíveis candidatos e maximizar o ganho de cooperação, além de encontrar as condições nas quais a cooperação é vantajosa para todos os usuários.

Em (SIMEONE; SPAGNOLINI, 2006), considera-se a capacidade de uma rede sem fio em regime cooperativo utilizando codificação espaço-temporal proposto em (MITRAN; OCHIAI; TAROKH, 2005). Nesse sentido, é descrita uma técnica que permite a nós ociosos cooperarem de forma oportunista com as transmissões em curso, sempre que estes são capazes de decodificar um sinal transmitido antes do destino pretendido. O que é diferente do cenário Múltiplo Salto (*Multi Hop*) (MH), em que o roteamento ideal requer coordenação global. Este esquema de codificação aleatório é então referido como Cooperação Espaço-Tempo Oportunística (*Opportunistic Space-Time Collaboration*) (OST). O paradigma é diferente em outras técnicas de cooperação, em que o nó de

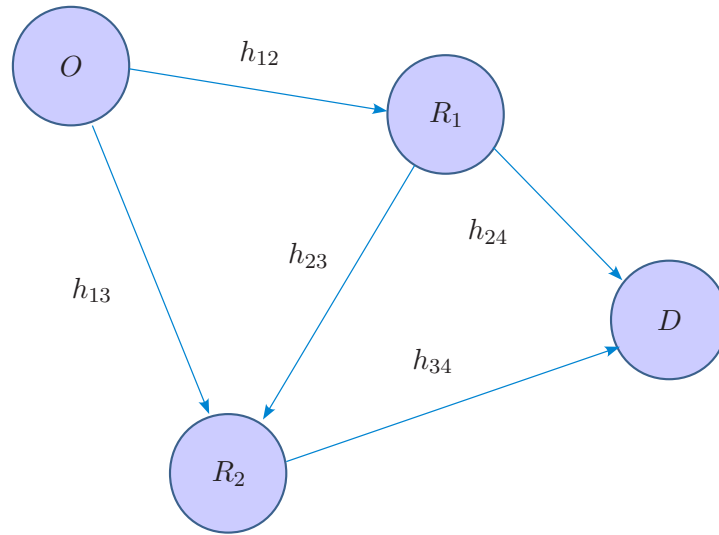


Figura 2.9: Uma rede cooperativa: O ganho de energia do canal entre o usuário O e o D é denotado por $h_{i,j}$, em que $i = 1, 2$ e 3 e $j = 2, 3$ e 4 .

origem deve ser informado com antecedência da presença de nós de cooperação ou então, os parâmetros integrantes do sistema de cooperação são pré-fixados.

Pode-se elencar aspectos positivos e negativos sobre o uso de técnicas de cooperação, os quais serão mais profundamente avaliados no decorrer deste estudo. Os projetistas de sistemas de comunicação futuramente poderão avaliar qualitativamente sua aplicabilidade ou não, conforme a demanda apresentada, com base nestes aspectos, detalhados abaixo:

- **Aspectos Positivos:**

- **Ganhos em rendimento:** Pode-se auferir ganhos com a aplicação de técnicas de retransmissão do sinal trafegado pelos elementos integrantes da rede. Tais ganhos se traduzem em redução da energia média consumida pela rede através da redução da energia de transmissão, diminuição da taxa de erro de *bit* na recepção e aumento de cobertura;
- **Menor dispêndio em infraestrutura:** Com o aumento da cobertura proporcionado pela retransmissão de sinais pelos elementos cooperativos, pode haver diminuição dos investimentos para se implantar estações transceptoras integrantes da rede de comunicações. Esta característica se desdobra em economias futuras com a operação e manutenção de um número reduzido estações, em comparação com uma rede convencional.

- **Aspectos Negativos:**

- **Maior complexidade em organização de um ambiente multiusuários:** Como desvantagem, um ambiente multiusuários em cooperação requer o emprego de técnicas específicas, tal como sincronização dos elementos retransmissores (JAGANNATHAN S.; CIOFFI, 2008), tal ambiente é ainda mais complexo, uma vez que o sinal, de um mesmo usuário, é redundantemente transmitido e deve ser devidamente alocado. A escolha do melhor usuário colaborador traz adicional complexidade, pois esta deve ser realizada de forma criteriosa com a finalidade de se definir a melhor topologia a ser empregada, conforme o caso;
- **Aumento da latência:** Com a inserção de elementos retransmissores ao longo do percurso desde o ponto transmissor até o receptor, o sinal ao ser processado em cada nó retransmissor sofre atraso, contribuindo para um aumento gradual e proporcional ao número de elementos retransmissores no percurso.

A Cooperação pode ser empregada em diferentes topologias, as quais trazem aos projetistas um rol de possibilidades de escolha no momento de idealizar uma rede. Aspectos como cobertura pretendida, consumo total de energia na rede ou elemento, custo de implementação dos circuitos eletrônicos a serem empregados, entre outros são de suma importância nas definições integrantes da etapa de projeto de sistemas de telecomunicações. Abaixo são listadas algumas opções e/ou parâmetros mais impactantes na definição de algumas estratégias de cooperação, conforme mostrado na Figura 2.10 (DOHLER; LI, 2010):

- **Regenerativa ou Decodificar e Retransmitir (*Decode and Forward*) (DF) e Transparente ou Amplificar e Encaminhar (*Amplify and Forward*) (AF):** De acordo com a ação do terminal retransmissor, suas funções podem ser classificadas em duas subcategorias: DF e AF. Na técnica DF, os terminais retransmissores decodificam o sinal recebido obtendo a sequência de símbolos digitais, a qual é então modulada novamente, pelo mesmo ou outro método de modulação, antes de ser finalmente retransmitida ao ponto de destino. Por outro lado, na técnica AF, o terminal retransmissor simplesmente amplifica os sinais recebidos e os encaminha para o ponto de destino de forma transparente sob o ponto de vista de codificação (WU; PATZOLD, 2008);
- **Tradicional e Distribuída Espaço-Temporal:** Outro importante fator é a escolha entre arquitetura de retransmissão tradicional ou com distribuição espaço-

temporal. A tradicional é aqui interpretada como aquela com um número arbitrário de elementos retransmissores trabalhando em série ou paralelo, realiza o transporte da informação desde a fonte até o destino. O processamento espaço-temporal, por outro lado, é realizado através da aplicação de um número arbitrário de nós, sincronizados ou não, realizando alguma forma, entre muitas possíveis, de processamento distribuído em percursos e instantes de tempo diversos. A escolha do número de elementos retransmissores é essencial, visto que composições em série auxiliam na diminuição da perda devido à extensão do percurso a ser percorrida pelo sinal, enquanto que em paralelo, são obtidos ganhos em virtude do aumento da diversidade espacial (BALABAN; SALZ, 1992);

- **Disponibilidade do percurso direto:** Através da adoção da alocação ótima de potência, pode-se determinar a disponibilidade ou não do percurso direto entre fonte e destino;
- **Grau de cooperação:** Este item se refere à configuração do elemento retransmissor. É definido aqui se este atuará como simples suporte, retransmitindo os sinais do elemento de origem por meio de alguma das técnicas já mencionadas acima, ou se ambos irão cooperar entre si para que sejam beneficiados mutuamente com os ganhos provenientes desta técnica.

2.4 *SISTEMAS PLC COOPERATIVOS*

Os usuários PLC, isto é, aqueles que fazem da rede de acesso de energia elétrica como meio de acesso, sofrem uma atenuação de sinal que aumenta, consideravelmente, com o aumento da distância a partir da localização do transmissor em relação ao receptor. Este cenário caracteriza a necessidade de utilização de técnicas que possibilitem o atendimento a usuários afetados por maior atenuação, respeitando-se as restrições de potência de transmissão típicas do sistema PLC. A utilização de retransmissão de mensagens através de múltiplos saltos do transmissor para o receptor, em que os demais usuários PLC atuam como nós retransmissores, proporciona uma possibilidade de atendimento a usuários afetados por maior atenuação, e materializa uma forma de cooperação. Além disso, como um sinal transmitido pode ser percebido por vários receptores devido à natureza da rede de energia elétrica, conceitos mais sofisticados de retransmissão de sinal, denominados de comunicação cooperativa, são aplicáveis como em (LAMPE; VINCK, 2011). Este estudo se baseia na natureza da rede de energia

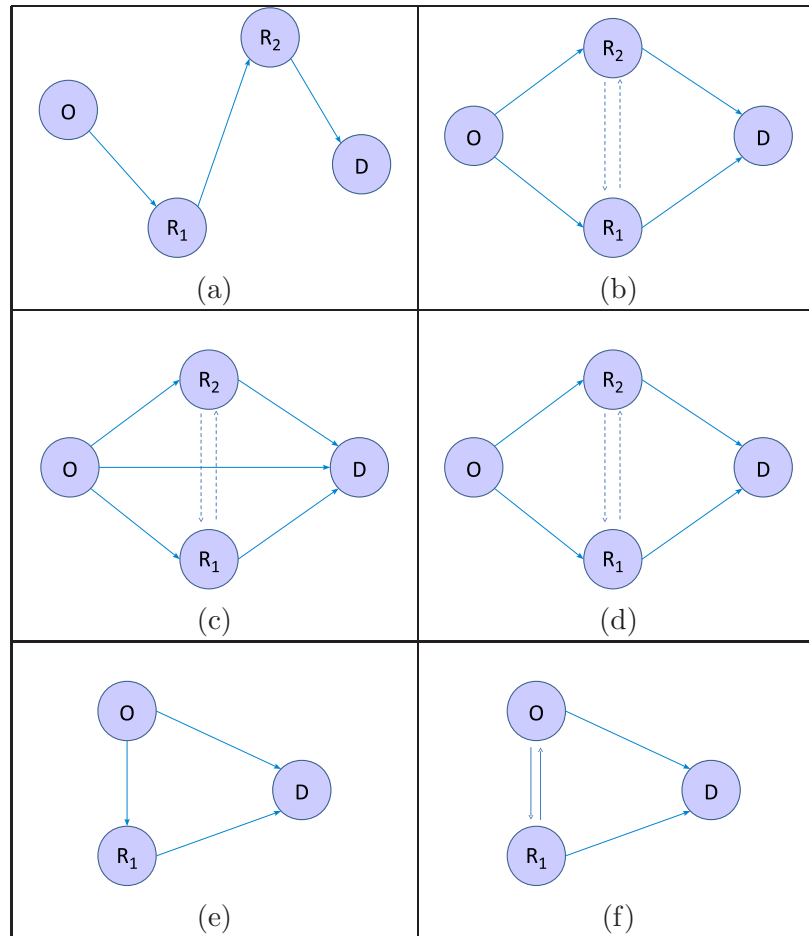


Figura 2.10: Exemplificação de topologias canônicas de retransmissão com as escolhas entre tradicional (a), e com retransmissão espaço-temporal (b), com ou sem percurso direto (c) e (d), e retransmissão simples ou cooperativa (e) e (f); em que: O - origem; R_n retransmissor "n"; D - destino.

elétrica que é considerada como um barramento, desta forma o conceito de redundância incremental, em que a prática de envio redundante de réplicas da mesma informação por meio de retransmissões, se configura como um caso de codificação cooperativa. A Figura 2.11 ilustra este cenário.

A transmissão realizada em relativamente grande distância em termos de redes PLC, em que os repetidores são empregados na transposição da distância entre fonte e destino, em particular, presume-se que cada nó da rede é um repetidor em potencial e que a transmissão é realizada de um nó ao próximo, sem a necessidade de protocolos complexos de roteamento. Em tal cenário, devido à natureza de transmissão do canal PLC, nós repetidores múltiplos podem receber e retransmitir a mensagem original simultaneamente.

É mostrado em (D'ALESSANDRO; TONELLO; VERSOLATTO, 2011) que, se nenhum

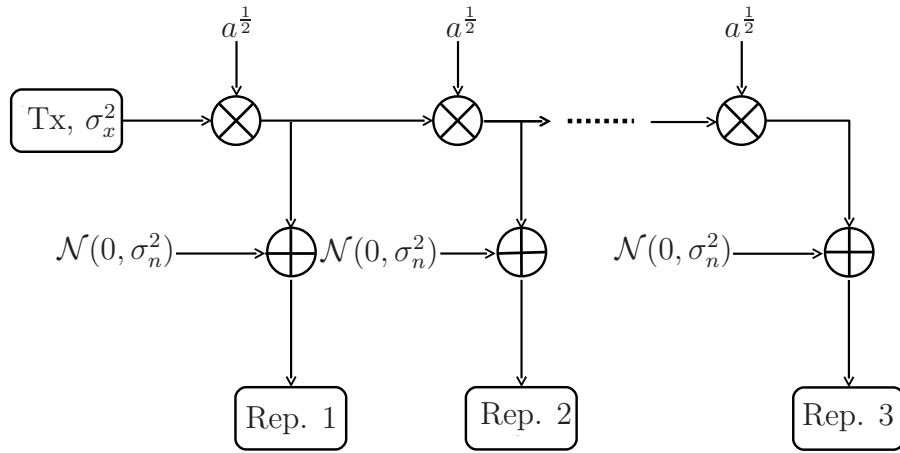


Figura 2.11: Modelo para transmissão a partir de Tx para Rx usando retransmissores $Rep.x$; $x=1,2,\dots,n$. Em que $a^{\frac{1}{2}}$ representa o ganho, σ_x^2 a potência de transmissão e σ_n^2 a potência do ruído (LAMPE; VINCK, 2011).

processamento de sinal ainda é aplicado no transmissor, a retransmissão simultânea muitas vezes deteriora o desempenho comparado a um único nó de retransmissão. Por isso, no referido estudo, a aplicação de blocos de códigos distribuídos no espaço-tempo é analisada para o problema em questão.

Em (LAMPE; SCHOBBER; YIU, 2006), é estudada a transmissão em uma rede PLC relativamente longa. Em particular, presume-se que cada nó de rede atua como um repetidor em potencial, sem a utilização de protocolos complexos de encaminhamento para o repasse da informação transmitida de um nó ao próximo. Em tal cenário, devido à natureza do canal PLC em se comportar como um barramento, os múltiplos nós repetidores podem receber e retransmitir a mensagem original simultaneamente. Neste estudo é mostrado que, se nenhum processamento adicional de sinal é adotado na transmissão, a retransmissão simultânea tem pior desempenho em comparação a um único nó retransmissor. Por conseguinte, adota-se Codificação de Bloco por Espaço-Tempo Distribuído (*Distributed Space-time Block Coding*) (DSTBC) para a minimização do referido problema. Mais especificamente, é proposto que cada nó de rede seja associado a uma única sequência de assinatura, o que permite uma eficiente combinação no receptor.

Em (LAMPE; VINCK, 2011), é estudada a modelagem e métodos cooperativos de codificação para banda estreita em baixa frequência em PLC para redes de acesso de baixa tensão. É então adotada a codificação (7, 4) Hamming a fim de ilustrar uma possível implementação de codificação cooperativa com código de taxa fixa. A topologia adotada é vista na Figura 2.12.

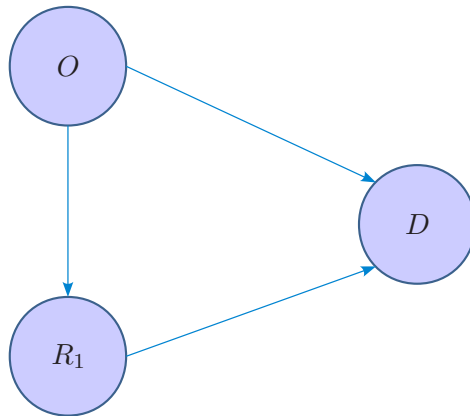


Figura 2.12: Sistema em barramento com dois enlaces vistos como canais retransmissores, em que O representa a origem, R_1 o elemento retransmissor e D o ponto de destino.

2.5 SUMÁRIO

Neste capítulo foi realizada uma breve revisão bibliográfica sobre o sistema de comunicação através da rede de transmissão de energia elétrica, o Canal PLC e aspectos motivadores para adoção desta técnica. Sendo uma tecnologia disponível para usuários de acesso fixo, esta tem grande potencial de crescimento, pois conforme debatido, a demanda por dados em alta velocidade para esta classe de mercado tem se mostrado sustentável e com perspectiva de grande crescimento para os próximos anos.

Foi também discutida a técnica de comunicação cooperativa e seu emprego nos sistemas de telecomunicações sem fio e sobre PLC. Foram explorados aspectos sobre topologia em ambos cenários, sistema sem fio e PLC. Aspectos positivos e negativos são abordados, os quais trazem à tona questões relevantes a serem observadas ao se planejar seu emprego prático em PLC.

Observa-se que há poucos trabalhos sobre cooperação em PLC, por outro lado há abundância de trabalhos sobre o tema para redes sem fio, mais notadamente sobre o sistema celular.

3 OFDM COOPERATIVO

Em um cenário de cooperação em sistemas PLC, em que se pretende explorar comunicação em banda larga, é importante definir o esquema de transmissão a ser adotado para estabelecer a comunicação entre os componentes integrantes da topologia empregada. Há vários esquemas de transmissão que têm sido estudados para emprego em comunicação de dados em banda larga para sistemas PLC, (PROAKIS, 2001). Dentre estes pode-se citar Prefixo Cíclico em Única Portadora (*Single-carrier Cyclic Prefix*) (SC-CP), Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (OFDM), Espalhamento Espectral (*Spread Spectrum*), Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Múltiplas Portadoras (*Multi-carrier-code Division Multiple Access*) (MC-CDMA), Modulação Discreta por Múltiplos Tons (*Discrete Multitone Modulation*) (DMT), entre outros (ANATORY; THEETHAYI, 2010).

De uma forma geral, o sistema de transmissão de dados adotado deve oferecer baixas taxas de erro de bits em condições de baixos índices de SNR no sinal recebido, tendo assim, um bom desempenho em condições de desvanecimento, ocupando uma largura de banda mínima e, em geral, tornando-o simples de implementar, a um baixo custo. O desempenho de um esquema de transmissão de dados é geralmente avaliado em termos de sua eficiência em potência e em largura de banda. Em sistemas de comunicações de dados, o aumento da potência do sinal pode proporcionar melhora na imunidade ao ruído, resultando na diminuição da Taxa de Bits Errados (*Bit Error Rate*) (BER). No entanto, este aumento da potência de transmissão é restringido pela presença de outros usuários e, principalmente, pela regulamentação vigente. De uma forma geral, esquemas de transmissão de dados que utilizam múltiplas portadoras são mais facilmente adaptáveis ao fenômeno do multipercurso e da interferência causada por fontes externas de radiação (PROAKIS, 2001), o que resulta em um melhor aproveitamento da banda disponível no canal PLC.

No intuito de explorar a aplicação de cenários de cooperação para comunicação em banda larga em redes de acesso PLC, conforme debatido na Seção 2.4, deve-se adotar

um esquema de transmissão que atenda minimamente às características descritas acima, que seja compatível com as técnicas disponíveis para implementação de cooperação no referido meio de transmissão, que seja uma técnica bem difundida, pois isto contribui para uma maior disponibilidade de estudos como base de pesquisa, e que tenha baixo custo de implementação.

A técnica de transmissão OFDM tem tido grande aceitação para uso em diversas aplicações no que tange a transmissão de dados em banda larga. Esta tem uma estrutura simples dotada de Prefixo Cíclico (PC), o que possibilita que o sinal recebido em cada subportadora seja livre de IIS, motivando sua adoção prática. No presente capítulo é explorado o emprego da referida técnica em ambiente de cooperação em rede de acesso PLC, sendo que para tanto, na Seção 3.1 essa é descrita utilizando-se de detecção coerente, na Seção 3.2 é apresentada a formulação do problema que se pretende analisar, além de descrever os protocolos de cooperação AF, na Subseção 3.2.1 e o DF, na Subseção 3.2.3. Finalmente, na Seção 3.3 são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações em ambiente computacional.

3.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA OFDM

A Figura 3.1 ilustra um esquema OFDM (modulador e demodulador) (NG; CHUAH, 2010) (SEMBIRING Z.; SYAHRUDDIN, 2012) aplicado a um canal PLC (DOSTERT, 1998).

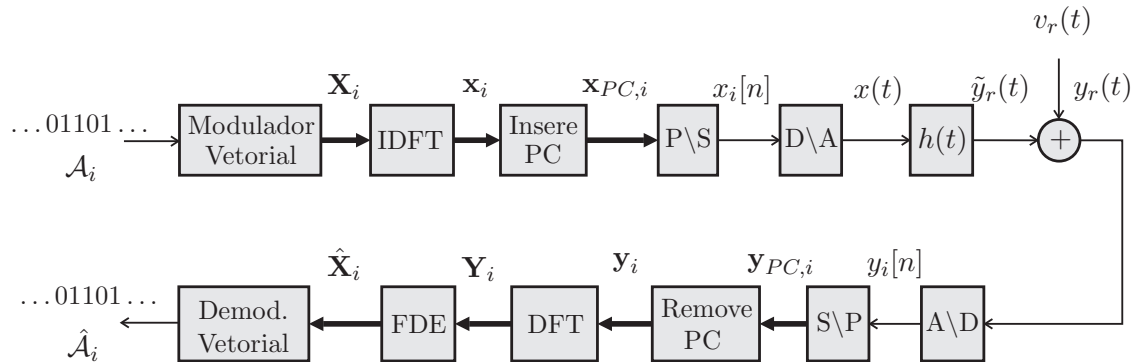


Figura 3.1: Diagrama de blocos de um sistema OFDM.

Seja uma sequência binária, aleatória e finita, $\mathcal{A}_i = \{m_{i,0}, m_{i,1}, \dots, m_{i,L_A-1}\}$, tal que $m_{i,j} \in \{0, 1\}$. Assumindo que um modulador vetorial mapeia esta sequência binária, cujo tamanho é definido por L_A , em pontos de uma constelação, previamente escolhida pelo modulador digital de dados, representado por *Modulador Vetorial* na Figura 3.1. A representação vetorial destes pontos da constelação gerados pela i -ésima sequência

binária, \mathcal{A}_i , é $\mathbf{X}_i = [X_i(0), X_i(1), \dots, X_i(N-1)]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. Finalmente, tem-se

$$\mathbf{x}_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_i, \quad (3.1)$$

em que $\mathbf{W}^\dagger \in \mathbb{C}^{N \times N}$ é a matriz da Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*) (DFT) (MITRA, 2001) e \dagger é o operador de transposição e conjugação. Assumindo que o comprimento do prefixo cíclico é L_{PC} , então define-se que o vetor na saída do bloco *InsererPC*, na Figura 3.1, é dado por

$$\mathbf{x}_{PC,i} = \begin{bmatrix} x_i(N - L_{PC}) \\ x_i(N - L_{PC} + 1) \\ \vdots \\ x_i(N - 1) \\ \mathbf{x}_i \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

em que $x_i(j)$ é o j -ésimo coeficiente do vetor $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. O Bloco *P/S* da Figura 3.1 realiza a conversão do vetor $\mathbf{x}_{PC,i}$ numa sequência $x_i[n]$, a qual é expressa por

$$x_i[n] = \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \delta[n - i(N + L_{PC}) + j], \quad -\infty < n < \infty. \quad (3.3)$$

Assumindo a concatenação de infinitos símbolos OFDM, tem-se

$$\begin{aligned} x[n] &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i[n] \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \delta[n - i(N + L_{PC}) - j], \quad -\infty < n < \infty, \end{aligned} \quad (3.4)$$

que representa o sinal de transmissão no tempo discreto. Já no tempo contínuo, tal sinal é dado por

$$x_a(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \delta(t - iT_f - jT_s), \quad -\infty < n < \infty, \quad (3.5)$$

em que T_s é o período de amostragem, tal que $T_s = \frac{1}{2B}$, B é a largura de banda do canal de comunicação em Hertz (Hz) e $T_f = (N + L_{PC})T_s$. A Figura 3.2 ilustra a operação descrita pela Equação (3.5).

Finalmente, o sinal submetido ao canal de transmissão é dado por

$$\begin{aligned}
x(t) &= x_a(t) * \varphi(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{a_i}(t) * \varphi(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \delta(t - iT_f - jT_s) * \varphi(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) * \varphi(t - iT_f - jT_s), -\infty < t < \infty,
\end{aligned} \tag{3.6}$$

em que $\varphi(t)$ é o pulso de transmissão. O período de símbolo OFDM, adicionado do PC, é $(N + L_{PC})T_s$.

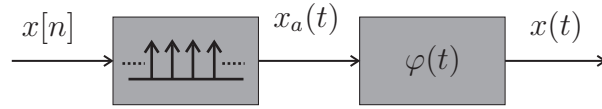


Figura 3.2: Diagrama de blocos do pulso de transmissão.

Assumindo que o canal PLC é Linear e Invariante no Tempo (LIT) e representado por $h(t) \in \mathbb{R}$, então a saída do mesmo, corrompida por ruído aditivo $v_r(t)$, é expressa por

$$\begin{aligned}
y_r(t) &= \tilde{y}_r(t) + v_r(t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau + v_r(t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \varphi(\tau - iT_f - jT_s) h(t - \tau) d\tau + v_r(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau - iT_f - jT_s) h(t - \tau) d\tau + v_r(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) h_{eq}(t - iT_f - jT_s) + v_r(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \tilde{y}_{r_i}(t) + v_r(t), -\infty < t < \infty,
\end{aligned} \tag{3.7}$$

em que $h_{eq}(t)$ é o resultado da convolução entre o canal PLC, $h(t)$, e o pulso de transmissão $\varphi(t)$.

Assumindo que o filtro casado seja dado pelo próprio pulso de transmissão rebatido,

ou seja, invertido em relação ao tempo, e $\varphi^*(-t) = \varphi(-t)$, posto que $\varphi(t) \in \mathbb{R}$, tem-se

$$\begin{aligned}
y(t) &= y_r(t) * \varphi^*(-t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) h_{eq}(t - \tau + iT_f + jT_s) + v_r(t - \tau) \right] \varphi^*(-\tau) d\tau \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \int_{-\infty}^{\infty} h_{eq}(t - \tau + iT_f + jT_s) \varphi^*(-\tau) d\tau + \\
&\quad \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t - \tau) \varphi^*(-\tau) d\tau \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) h(t - iT_f - jT_s) + v(t), \quad -\infty < t < \infty,
\end{aligned} \tag{3.8}$$

em que $v(t)$ é o resultado da convolução de $v_r(t)$ com o filtro casado $\varphi^*(-t)$.

Assumindo que a representação de $\tilde{y}_r(t)$ no domínio da frequência, $\tilde{Y}_r(w) = 0, \forall w > 2\pi B$ e que $S_v(w) = 0, \forall w > 2\pi B, \Phi(w) = 0, \forall w \geq 2\pi B$ e $T_s = \frac{1}{2B}$, em que $\tilde{Y}_r(w)$ e $\Phi(w)$ são as transformadas de Fourier de $\tilde{y}_r(t)$ e $\varphi(t)$, respectivamente, $S_v(w) = PSD(v_r(t))$, $S_v(w)$ é a PSD do ruído aditivo, então a saída do canal PLC no tempo discreto é dada por

$$\begin{aligned}
y[n] &= y(t)|_{t=nT_s} \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) h[n - i(N + L_{PC}) - j] + v[n], \quad -\infty < n < \infty.
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Com a finalidade de simplificar o equacionamento a seguir, despreza-se o par pulso de transmissão e filtro casado adotando-se $y[n] = y_r[n], \tilde{y}[n] = \tilde{y}_r[n], v[n] = v_r[n]$ e $h[n] = h_{eq}[n]$, ou seja

$$\begin{aligned}
y[n] &= \tilde{y}[n] + v[n] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) h[n - i(N + L_{PC}) - j] + v[n] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \tilde{y}_i[n] + v[n], \quad -\infty < n < \infty.
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Assumindo sincronização perfeita e $L_{PC} \geq L_h - 1$, em que L_h é o comprimento efetivo do canal PLC, então obtém-se o vetor $\mathbf{y}_{PC,i} \in \mathbb{C}^{N+L_{PC} \times 1}$, a partir da Equação

(3.9). Após a remoção do PC, obtém-se o vetor $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ e, finalmente,

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_i \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \mathcal{H} \mathbf{W}^\dagger (\mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i) \right) \\ &= \mathcal{H} \mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i, \end{aligned} \quad (3.11)$$

em que $\mathcal{H} = \text{diag}\{H(0), H(1), \dots, H(N-1)\}$ e $H(k)$ é o k -ésimo coeficiente da DFT normalizada do canal PLC, cujo comprimento é definido por N e a representação vetorial é dada por

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{h} \\ \mathbf{0}_{N-L_h} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

em que $\mathbf{h} = [h(0) h(1) \dots h(L_h-1)]^T$ e $\mathbf{0}_{N-L_h}$ é um vetor coluna constituído de $N-L_h$ zeros. Note que $\{h(n)\}_{n=0}^{L_h-1}$ é a resposta ao impulso do canal PLC no tempo discreto.

Assumindo que uma equalização no domínio da frequência (*Frequency-Domain Equalization*) (FDE) baseada no critério equalizador forçante ao zero (*Zero Forcing Equalizer*) (ZF) é considerada e que o conhecimento completo do canal é disponível no receptor, então tem-se

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_i &= \mathcal{H}^{-1} \mathbf{Y}_i \\ &= \mathbf{X}_i + \mathcal{H}^{-1} \mathbf{V}_i, \end{aligned} \quad (3.13)$$

que representa a estimativa do sinal transmitido.

Por outro lado, se o FDE é baseado no critério MMSE, então

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_i &= ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathbf{Y}_i \\ &= ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} \mathbf{X}_i + ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathbf{V}_i, \end{aligned} \quad (3.14)$$

em que $\Lambda = \Lambda_{\mathbf{X}} \Lambda_{\mathbf{V}}^{-1}$, $\Lambda_{\mathbf{X}} = \text{diag}\{\sigma_{X(0)}^2, \sigma_{X(1)}^2, \dots, \sigma_{X(N-1)}^2\}$, $\Lambda_{\mathbf{V}} = \text{diag}\{\sigma_{V(0)}^2, \sigma_{V(1)}^2, \dots, \sigma_{V(N-1)}^2\}$, $\sigma_{X(k)}^2$ e $\sigma_{V(k)}^2$ são as variâncias do sinal e do ruído na j -ésima sub-portadora.

3.2 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Seja uma rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e externa, cuja representação gráfica é mostrada na Figura 3.3. Conforme é ilustrado nesta figura, os usuários PLC são dispostos num barramento comum sobre a rede de distribuição de BT, a qual é constituída de seções que caracterizam canais PLC independentes, conforme mostrado na Seção 2.4. Desta forma, entre o Concentrador PLC, os usuários

$U1$, $U2$ e $U3$, encontra-se os canais PLC integrantes do sistema PLC cooperativo. Conforme mostrado a Seção 2.1.2, há acréscimo da atenuação do sinal com o acréscimo da distância entre os elementos integrantes do sistema PLC, vide Equação (2.1), desta forma, pretende-se investigar neste capítulo qual é o comportamento dos protocolos de cooperação AF e DF, a fim de melhorar a taxa de erro de *bit* no referido sistema, assim como, a robustez.

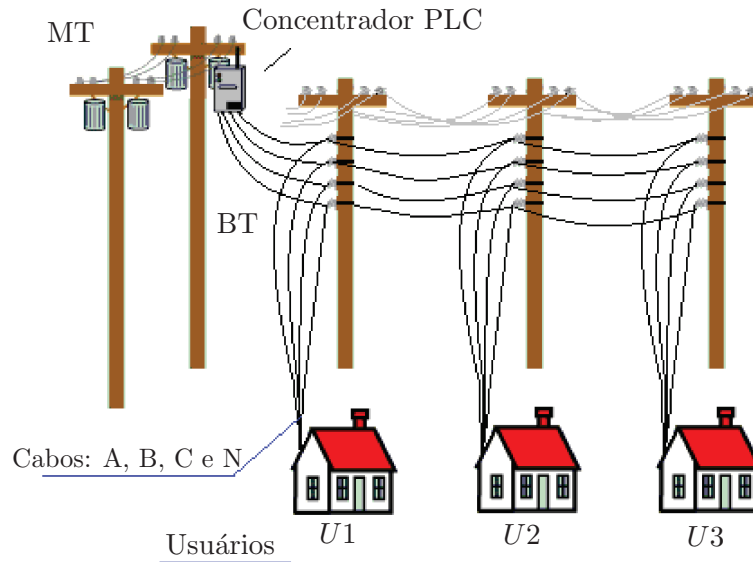


Figura 3.3: Topologia de uma rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e externa, em que MT representa a média e BT a baixa tensão.

A topologia mostrada na Figura 3.4 estabelece a relação entre os canais integrantes do sistema em cooperação com a topologia mostrada na Figura 3.3, de modo que o enlace, ou trecho do barramento, situado entre o usuário $U1$, nó de origem O , e o usuário $U2$, nó retransmissor R_1 , é representado pelo canal PLC $h_{OR_1}(t)$. O trecho entre o nó R_1 e o Concentrador PLC, nó de destino D , é representado pelo canal PLC $h_{R_1D}(t)$, e por último, o enlace entre o nó O e o D é representado pelo canal PLC $h_{OD}(t)$.

Na presente dissertação, o nó retransmissor R_1 atua apenas como retransmissor de sinais recebidos do nó O , esse não trafega seus próprios dados. Esta restrição simplifica o modelo de cooperação estudado, pois dispensa a implementação complexa de um sistema multiusuário.

3.2.1 PROTOCOLO DE COOPERAÇÃO AF

O modelo de um sistema de comunicação cooperativa de dados é mostrado na Figura 3.4. Conforme é observado, O , R_1 e D representam o nó transmissor (origem), o nó retransmissor (*relay*) e o nó receptor (destino); $h_{OD}(t)$, $h_{OR_1}(t)$ e $h_{R_1D}(t)$ representam as respostas ao impulso entre os nós do modelo. Assume-se que o canal de comunicação seja LIT.

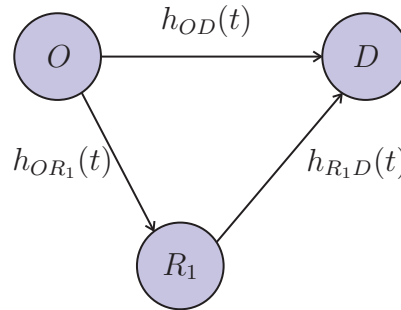


Figura 3.4: Sistema em barramento com dois enlaces vistos como canais retransmissores.

Seja o sinal $x_i(t)$ o i -ésimo símbolo OFDM, gerado segundo a Seção 3.1. Assim sendo, o sinal

$$\begin{aligned} y_{i,OD}(t) &= \tilde{y}_{i,OD}(t) + v_{i,OD}(t) \\ &= \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} x_i(\tau) h_{OD}(t - \tau) d\tau + v_{i,OD}(t), \quad -\infty < t < \infty \end{aligned} \quad (3.15)$$

é obtido na saída do canal PLC do percurso direto, $O \rightarrow D$, e $v_{i,OD}(t)$ é o ruído aditivo. Desta forma, tem-se a i -ésima saída, no domínio do tempo discreto, expressa por

$$\begin{aligned} y_{i,OD}[n] &= y_{i,OD}(t)|_{t=nT_s} \\ &= (\tilde{y}_{i,OD}(t) + v_{i,OD}(t))|_{t=nT_s} \\ &= \sum_{k=i(N+L_{PC})}^{(i+1)(N+L_{PC})-1} x_{PC,i}[k] h_{OD}[n - k] + v_{i,OD}[n], \quad -\infty < n < \infty, \end{aligned} \quad (3.16)$$

a qual é definida conforme Equação (3.9), em que $x_{PC,i}[k]$ é o k -ésimo elemento do vetor $\mathbf{x}_{PC,i}$, T_s é o período de amostragem, sendo que o período do símbolo OFDM, T_{OFDM} , é dado por $T_{OFDM} = (N + L_{PC})T_s$. Assumindo sincronização perfeita e remoção do PC, as amostras de $y_{i,OD}[n]$ constituem o vetor $\mathbf{y}_{i,OD}$. A representação, no domínio da

frequência, do vetor $\mathbf{y}_{i,OD}$ é dada por

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_{i,OD} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_{i,OD} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} (\mathcal{H}_{OD} \mathbf{X}_i + \mathbf{V}_{i,OD}),\end{aligned}\quad (3.17)$$

em que $\mathcal{H}_{OD} = \text{diag}\{H_{OD}(0), H_{OD}(1), \dots, H_{OD}(N-1)\}$ e $H_{OD}(l)$ é o l -ésimo coeficiente da DFT normalizada e de comprimento N , da resposta ao impulso do canal PLC, cuja representação vetorial é dada por

$$\mathbf{H}_{OD} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{OD} \\ \mathbf{0}_{N-L_{h_{OD}}} \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

sendo $\mathbf{h}_{OD} = [h_{OD}(0), h_{OD}(1), \dots, h_{OD}(L_{h_{OD}}-1)]^T$, tal que $h_{OD}(l)$ é o l -ésimo coeficiente da resposta ao impulso do canal $\{h_{OD}[n]\}_{n=0}^{L_{h_{OD}}-1}$ e $\mathbf{0}_{N-L_{h_{OD}}}$ é vetor coluna, de comprimento $N - L_{h_{OD}}$, constituído por zeros.

Neste ponto, obtém-se a estimativa de \mathbf{X}_i , no domínio da frequência, após a aplicação da FDE, conforme descrito na Seção 3.1, no vetor $\mathbf{Y}_{i,OD}$, desta forma tem-se

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{i,OD} &= \mathcal{H}_{OD}^{-1} \mathbf{Y}_{i,OD} \\ &= \mathbf{X}_i + \mathcal{H}_{OD}^{-1} \mathbf{V}_{i,OD}.\end{aligned}\quad (3.19)$$

O procedimento realizado no percurso direto é aplicado, de forma similar, ao percurso $O \rightarrow R_1$, sendo que na saída do canal PLC $h_{OR_1}(t)$, tem-se

$$\begin{aligned}y_{i,OR_1}(t) &= \tilde{y}_{i,OR_1}(t) + v_{i,OR_1}(t) \\ &= \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} x_i(\tau) h_{OR_1}(t - \tau) d\tau + v_{i,OR_1}(t), \quad -\infty < t < \infty,\end{aligned}\quad (3.20)$$

em que $v_{i,OR_1}(t)$ é o ruído aditivo. No nó R_1 , vide diagrama de blocos ilustrado na Figura 3.5, a recepção no tempo discreto da saída do canal PLC é dada por

$$\begin{aligned}y_{i,OR_1}[n] &= y_{i,OR_1}(t)|_{t=nT_s} \\ &= (\tilde{y}_{i,OR_1}(t) + v_{i,OR_1}(t))|_{t=nT_s} \\ &= \sum_{k=i(N+L_{PC})}^{(i+1)(N+L_{PC})-1} x_i[k] h_{OR_1}[n-k] + v_{i,OR_1}[n], \quad -\infty < n < \infty.\end{aligned}\quad (3.21)$$

Considerando sincronização perfeita, as amostras de $y_{i,OR_1}[n]$ constituem o vetor

$$\mathbf{y}_{i,OR_1} = \tilde{\mathbf{y}}_{i,OR_1} + \mathbf{v}_{i,OR_1}. \quad (3.22)$$

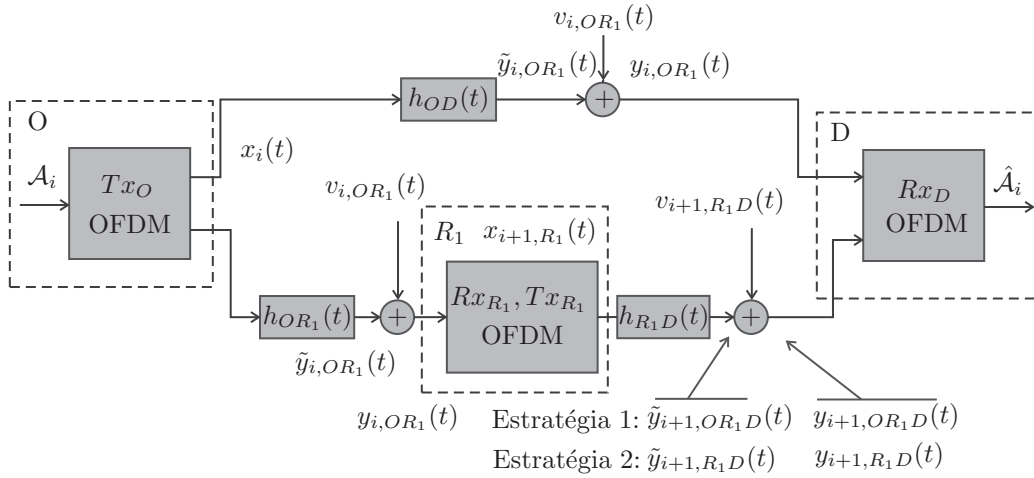


Figura 3.5: Diagrama de blocos de um sistema OFDM cooperativo baseado no protocolo AF.

Conforme descrito na Seção 2.3, com o uso do protocolo AF, os sinais retransmitidos pelo nó retransmissor R_1 são amplificados e retransmitidos no período de símbolo subsequente, $(i + 1)$, no percurso $R_1 \rightarrow D$. Para tanto, um ganho $G \in \mathbb{R}_+$ adotado com valor fixo no presente estudo, é aplicado ao sinal $y_{i,OR_1}[n]$ para que seja então retransmitido (PATEL; STUBER, 2007). Desta forma, no nó R_1 , duas estratégias para a implementação do protocolo AF podem ser aplicadas:

$$\mathbf{x}_{i+1,R_1} = \begin{cases} G\mathbf{y}_{i,OR_1} & , \text{ AF sem equalização - Estratégia 1;} \\ G\frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{W}^\dagger\mathbf{X}_{i,OR_1} & , \text{ AF com equalização - Estratégia 2,} \end{cases} \quad (3.23)$$

em que \mathbf{x}_{i+1,R_1} representa o sinal no tempo discreto retransmitido no trecho $R_1 \rightarrow D$, no segundo período de símbolo, \mathbf{X}_{i,OR_1} é o resultado da FDE sobre o sinal recebido na saída do canal PLC, $h_{OR_1}(t)$. As duas estratégias AF são descritas a seguir:

- Estratégia 1: AF sem equalização

O nó R_1 apenas amplifica o sinal proveniente da saída do canal PLC, $h_{OR_1}(t)$, por meio do produto desse ao ganho G , e o retransmite no trecho $R_1 \rightarrow D$. Noutras palavras

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{i+1,R_1} &= G\mathbf{y}_{i,OR_1} \\ &= G(\tilde{\mathbf{y}}_{i,OR_1} + \mathbf{v}_{i,OR_1}), \end{aligned} \quad (3.24)$$

cujos coeficientes constituem o sinal $x_{i+1,R_1}[n]$ e, a seguir, tem-se

$$x_{i+1,R_1}(t) = G[\tilde{y}_{i,OR_1}(t + T_s) + v_{i,OR_1}(t + T_s)]. \quad (3.25)$$

Neste contexto, a saída do canal PLC $h_{R_1D}(t)$ é expressa por

$$\begin{aligned}
y_{i+1,OR_1D}(t) &= \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} x_{i+1,R_1}(\alpha)h_{R_1D}(t-\alpha)d\alpha + v_{i+1,R_1D}(t) \\
&= \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} G[\tilde{y}_{i,OR_1}(\alpha+T_s) + v_{i,OR_1}(\alpha+T_s)] \\
&\quad h_{R_1D}(t-\alpha)d\alpha + v_{i+1,R_1D}(t) \\
&= G \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} \left[\int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} x_i(\tau+T_s)h_{OR_1}(\alpha-\tau+T_s)d\tau + \right. \\
&\quad \left. v_{i,OR_1}(\alpha+T_s) \right] h_{R_1D}(t-\alpha)d\alpha + v_{i+1,R_1D}(t) \\
&= G \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} x_i(\tau+T_s)h_{eq,OR_1D}(t-\tau)d\tau + \\
&\quad G \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} v_{i,OR_1}(\alpha+T_s)h_{R_1D}(t-\alpha)d\alpha + \\
&\quad v_{i+1,R_1D}(t), \quad -\infty < t < \infty,
\end{aligned} \tag{3.26}$$

em que,

$$h_{eq,OR_1D}(t) = \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} h_{OR_1}(\alpha-\tau+T_s)h_{R_1D}(t-\alpha)d\alpha, \quad -\infty < t < \infty \tag{3.27}$$

é a resposta ao impulso equivalente aos canais PLC $h_{OR_1}(t+T_s)$ e $h_{R_1D}(t)$. A saída no tempo discreto é, então, expressa por

$$\begin{aligned}
y_{i+1,OR_1D}[n] &= y_{i+1,OR_1D}(t)|_{t=nT_s} \\
&= (\tilde{y}_{i+1,OR_1D}(t) + v_{i,OR_1D}(t) + v_{i+1,R_1D}(t))|_{t=nT_s} \\
&= \sum_{k=(i+1)(N+L_{PC})}^{(i+2)(N+L_{PC})-1} Gx_i[k+N+L_{PC}]h_{eq,OR_1D}[n-k] + \\
&\quad \sum_{k=(i+1)(N+L_{PC})}^{(i+2)(N+L_{PC})-1} Gv_{i,OR_1}[k+N+L_{PC}] \\
&\quad h_{R_1D}[n-k] + v_{i+1,R_1D}[n].
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Assumindo sincronização perfeita e a remoção do PC, então as amostras de

$y_{i+1,OR_1D}[n]$ constituem o vetor

$$\mathbf{y}_{i+1,OR_1D} = \tilde{\mathbf{y}}_{i+1,R_1D} + \mathbf{v}_{i,OR_1D} + \mathbf{v}_{i+1,R_1D}, \quad (3.29)$$

e, na sequência, aplicando a DFT normalizada, obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{i+1,OR_1D} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_{i+1,OR_1D} \\ &= \tilde{\mathbf{Y}}_{i+1,R_1D} + \tilde{\mathbf{V}}_{i,OR_1D} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathcal{H}_{eq,OR_1D} \mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{R_1D} \mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

em que $\mathcal{H}_{eq,OR_1D} = \mathcal{H}_{OR_1} \mathcal{H}_{R_1D}$; $\mathcal{H}_{OR_1} = \text{diag}\{H_{OR_1}(0), H_{OR_1}(1), \dots, H_{OR_1}(N-1)\}$ e $H_{OR_1}(l)$ é o l -ésimo coeficiente da DFT normalizada e de comprimento N da resposta ao impulso do canal PLC, cuja representação vetorial é dada por

$$\mathbf{H}_{OR_1} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{OR_1} \\ \mathbf{0}_{N-L_{h_{OR_1}}} \end{bmatrix}, \quad (3.31)$$

em que $\mathbf{h}_{OR_1} = [h_{OR_1}(0) h_{OR_1}(1) \dots h_{OR_1}(L_{h_{OR_1}} - 1)]^T$ é o vetor dos coeficientes da resposta ao impulso do canal no trecho $O \rightarrow R_1$ e $\mathbf{0}_{N-L_{h_{OR_1}}}$ é um vetor coluna constituído de $N - L_{h_{OR_1}}$ zeros, $\{h_{OR_1}[n]\}_{n=0}^{L_{h_{OR_1}}-1}$ é a resposta ao impulso no tempo discreto do canal PLC; $\mathcal{H}_{R_1D} = \text{diag}\{H_{R_1D}(0), H_{R_1D}(1), \dots, H_{R_1D}(N-1)\}$ e $H_{R_1D}(l)$ é o l -ésimo coeficiente da DFT normalizada e de comprimento N da resposta ao impulso do canal PLC, cuja representação vetorial é dada por

$$\mathbf{H}_{R_1D} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{R_1D} \\ \mathbf{0}_{N-L_{h_{R_1D}}} \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

em que $\mathbf{h}_{R_1D} = [h_{R_1D}(0) h_{R_1D}(1) \dots h_{R_1D}(L_{h_{R_1D}} - 1)]^T$ e $\{h_{R_1D}[n]\}_{n=0}^{L_{h_{R_1D}}-1}$ é a resposta ao impulso do canal PLC no tempo discreto. Após a equalização, obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i+1,OR_1D} &= \mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} \mathbf{Y}_{i+1,OR_1D} \\ &= G\mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{OR_1} \mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} \mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathbf{X}_i + G\mathbf{V}_{i,H_{OR_1}} + \mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} \mathbf{V}_{i+1,R_1D}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Finalmente, a estimativa de \mathbf{X}_i é dada pela combinação linear baseada em ganhos

iguais, a qual será melhor detalhada na Seção 5.2, desta forma tem-se

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_i &= \frac{1}{2}(\mathbf{X}_{i+1,OR_1D} + \mathbf{X}_{i,OD}) \\ &= \frac{1}{2}[\mathbf{X}_i(G+1) + G\mathbf{V}_{i,HOR_1D} + \mathbf{V}_{i+1,HR_1D} + \mathbf{V}_{i,HOD}].\end{aligned}\quad (3.34)$$

- Estrat3gia 2:

Esta estrat3gia difere da anterior ao se equalizar o sinal, \mathbf{y}_{i,OR_1} , proveniente do canal PLC, $h_{OR_1}(t)$, no n3o R_1 , para que seja, ent3o, amplificado, atrav3s do ganho G , e, finalmente, retransmitido atrav3s do percurso $R_1 \rightarrow D$.

Ao sinal presente no dom3nio da frequ3ncia 3 aplicada a FDE para que seja, ent3o, amplificado, atrav3s do ganho G , e, finalmente, transmitido ao percurso $R_1 \rightarrow D$. Neste contexto, tem-se

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_{i,OR_1} &= \frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{W}\mathbf{y}_{i,OR_1} \\ &= \mathcal{H}_{OR_1}\mathbf{X}_i + \mathbf{V}_{i,OR_1},\end{aligned}\quad (3.35)$$

e, portanto,

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{i,OR_1} &= \mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathbf{Y}_{i,OR_1} \\ &= \mathbf{X}_i + \mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathbf{V}_{i,OR_1},\end{aligned}\quad (3.36)$$

posto que o n3o R_1 disp3e das informa33es completas do canal PLC, $h_{OR_1}(t)$.

Conforme a Equa33o (3.23), o sinal a ser retransmitido 3 dado por

$$\mathbf{X}_{i+1,R_1} = G\mathbf{X}_{i,OR_1},\quad (3.37)$$

ap3s ser amplificado pelo ganho G e aplicar-se a DFT normalizada, de forma que se obt3m

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{i+1,R_1} &= \frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{W}^\dagger\mathbf{X}_{i+1,R_1} \\ &= G\frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{W}^\dagger\mathbf{X}_{i,OR_1},\end{aligned}\quad (3.38)$$

o qual ser3 submetido ao canal PLC, $h_{R_1D}(t)$.

Inserindo o PC no sinal a ser retransmitido resulta no vetor

$$\mathbf{x}_{PC,i+1,R_1} = \begin{bmatrix} x_{i+1,R_1}(N - L_{PC}) \\ x_{i+1,R_1}(N - L_{PC} + 1) \\ \vdots \\ x_{i+1,R_1}(N - 1) \\ \mathbf{x}_{i+1,R_1} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Aplicando o procedimento descrito na Seção 3.1, obtém-se $x_{i+1,R_1}(t)$. A saída do canal PLC é expressa por

$$\begin{aligned} y_{i+1,R_1D}(t) &= \tilde{y}_{i+1,R_1D}(t) + v_{i+1,R_1D}(t) \\ &= \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} x_{i+1,OR_1}(\tau) h_{R_1D}(t - \tau) d\tau + v_{i+1,R_1D}(t) \\ &= G \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} [x_i(\tau + T_s) + v_{i,HOR_1}(\tau + T_s)] h_{R_1D}(t - \tau) d\tau + \\ &\quad v_{i+1,R_1D}(t) \\ &= G \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} x_i(\tau + T_s) h_{R_1D}(t - \tau) d\tau + \\ &\quad G \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} v_{i,HOR_1}(\tau + T_s) h_{R_1D}(t - \tau) d\tau + \\ &\quad v_{i+1,R_1D}(t) \\ &= G\tilde{y}_{i+1,OR_1}(t) + Gv_{i,HOR_1}(t) + v_{i+1,R_1D}(t), \end{aligned} \quad (3.40)$$

cuja representação no tempo discreto é expressa por

$$\begin{aligned} y_{i+1,R_1D}[n] &= y_{i+1,R_1D}(t)|_{t=nT_s} \\ &= G \sum_{k=(i+1)(N+L_{PC})}^{(i+2)(N+L_{PC})-1} x_i[k + N + L_{PC}] h_{R_1D}[n - k] + \\ &\quad G \sum_{k=(i+1)(N+L_{PC})}^{(i+2)(N+L_{PC})-1} v_{i,HOR_1} h_{R_1D}[n - k] + \\ &\quad v_{i+1,R_1D}[n]. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Assumindo-se sincronização perfeita e a remoção do PC, as amostras de $y_{i+1,R_1D}[n]$

geram o vetor

$$\mathbf{y}_{i+1,R_1D} = G\mathbf{y}_{i+1,OR_1} + G\mathbf{v}_{i,HOR_1} + \mathbf{v}_{i+1,R_1D}. \quad (3.42)$$

Aplicando-se a DFT normalizada, obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{i+1,R_1D} &= \frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{W}\mathbf{y}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathbf{Y}_{i+1,OR_1} + G\mathbf{V}_{i,HOR_1} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathcal{H}_{R_1D}\mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{R_1D}\mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Aplicando-se a FDE, resulta em

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} &= G\mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathcal{H}_{R_1D}^{-1}\mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathbf{V}_{i+1,H_{R_1D}}. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Finalmente, a estimativa de \mathbf{X}_i , a partir da combinação linear baseada em ganhos iguais, é expressa por

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_i &= \frac{1}{2}(\mathbf{X}_{i+1,R_1D} + \mathbf{X}_{i,OD}) \\ &= \frac{1}{2}[\mathbf{X}_i(G+1) + G\mathbf{V}_{i,R_1D} + \mathbf{V}_{i+1,H_{R_1D}} + \mathbf{V}_{i,H_{OD}}]. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Finalmente, a sequência binária $\hat{\mathcal{A}}_i$, a qual representa a estimação daquela transmitida, \mathcal{A}_i , é obtida através da demodulação de símbolo aplicada pelo bloco *Demod. Vetorial* ao sinal $\hat{\mathbf{X}}_i$.

Analisando-se na presente Seção as Equações (3.33) e (3.44), fica evidenciado que a amplificação de ruído é maior com o uso da estratégia 1. De fato, na Equação (3.33), o ruído \mathbf{V}_{i+1,R_1D} é multiplicado por $\mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} = \mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathcal{H}_{R_1D}^{-1}$, o que resulta numa maior amplificação do ruído aditivo do que é observado na Equação (3.44). Os resultados computacionais ilustram graficamente este comportamento.

Analisando ainda a estratégia 1, nota-se que quando o símbolo é transmitido no nó O durante o i -ésimo e subsequente período de símbolo OFDM, a desigualdade

$$L_{PC} \geq L_{\max} - 1, \quad (3.46)$$

em que

$$L_{\max} = \max\{L_{h_{OR_1}} + L_{h_{R_1D}}, L_{h_{OD}}\}, \quad (3.47)$$

deve ser atendida. Assim sendo, o intervalo de tempo do PC no i -ésimo e subsequente

período de símbolo é expresso por

$$T_{1_{PC}} = 2L_{\max}T_s. \quad (3.48)$$

Entretanto, se a estratégia 2 é adotada, tem-se que o intervalo de tempo associado ao i -ésimo e subsequente período de símbolo é expresso por

$$T_{2_{PC}} = (L_{1,\max} + L_{h_{R_1D}})T_s, \quad (3.49)$$

em que

$$L_{1,\max} = \max\{L_{h_{OR_1}}, L_{h_{OD}}\}, \quad (3.50)$$

ou seja, a estratégia 1 reduz a vazão no canal em relação à estratégia 2, posto que $T_{1_{PC}} > T_{2_{PC}}$.

3.2.2 COMPORTAMENTO DO RUÍDO EM AF

Levando-se em consideração a topologia em cooperação para um dado sistema PLC exposta na Figura 3.4, a seguir é comentado sobre o comportamento do ruído na abordagem AF. A modelagem do ruído é adotada conforme discutido na Seção 2.1.3, em que os valores dos graus de severidade adotados são $K_1 = K_2 = 100$.

Em AF, os efeitos do ruído ocorridos no trecho $O \rightarrow R_1$ são propagados para $R_1 \rightarrow D$, uma vez que nesta topologia, o sinal recebido pelo retransmissor R_1 é apenas amplificado e repassado ao próximo trecho, como pode ser verificado nas Equações (3.24) e (3.38). A Figura 3.6 ilustra uma realização de ruído AIGN quando aplicado na topologia em estudo. Observa-se que a ocorrência do ruído impulsivo no trecho $R_1 \rightarrow D$ é maior que a do ruído impulsivo no trecho $O \rightarrow R_1$, uma vez que aquele é amplificado e retransmitido pelo nó R_1 (Nota 1 da Figura 3.6). De forma similar, o ruído de fundo nesse mesmo trecho foi influenciado por $O \rightarrow R_1$, devido à amplificação e retransmissão, executadas pelo nó R_1 (Nota 2 da Figura 3.6), resultado do protocolo de cooperação adotado.

3.2.3 PROTOCOLO DE COOPERAÇÃO DF

Levando-se em consideração a topologia ilustrada na Figura 3.4 e o diagrama de blocos mostrado pela Figura 3.5, tem-se situação similar à verificada no caso do protocolo AF, em que o sinal $y_{i,OD}(t)$ é obtido pela Equação (3.15), assim como o $y_{i,OR_1}(t)$ pela Equação (3.20). O diferencial do protocolo de cooperação DF em relação ao AF

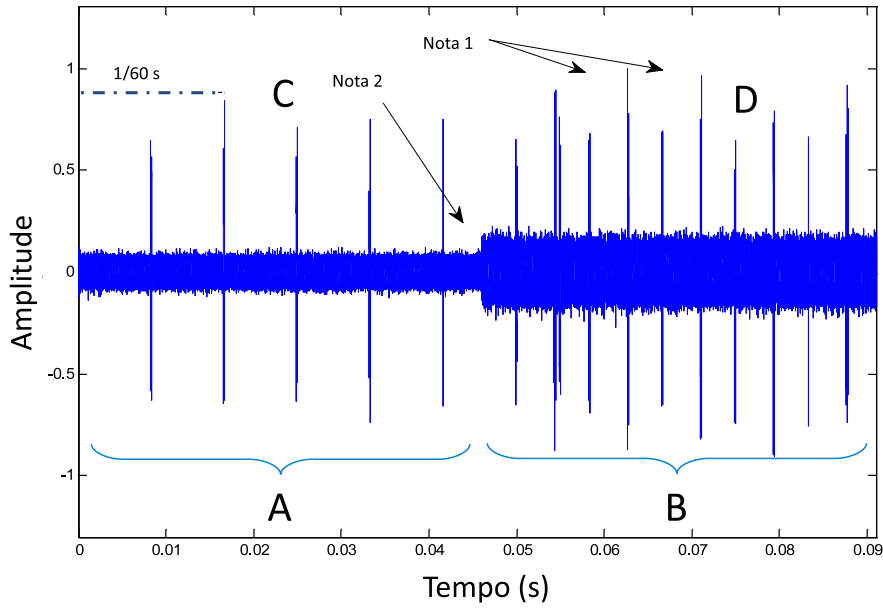


Figura 3.6: Comportamento do ruído na topologia ilustrada Figura 3.4 utilizando protocolo AF. A e B indicam o ruído de fundo nos trechos $O \rightarrow R_1$ e $R_1 \rightarrow D$, respectivamente. C e D indicam o comportamento do ruído impulsivo mostrado nos trechos $O \rightarrow R_1$ e $R_1 \rightarrow D$, respectivamente.

se dá no nó retransmissor R_1 , no qual o símbolo é detectado e retransmitido. Assim sendo, no protocolo de cooperação DF, equivalente ao protocolo de cooperação AF - estratégia 2 adicionado da demodulação de símbolo e a modulação digital de dados no nó R_1 , \mathbf{X}_{i,OR_1} é detectado e modulado pelo mesmo método ao empregado no trecho $O \rightarrow R_1$, ou seja,

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_{i+1,R_1} &= \hat{\mathcal{A}}_i \\ &= Dec(\mathbf{X}_{i,OR_1}), \end{aligned} \quad (3.51)$$

e, portanto,

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} &= \hat{\mathbf{X}}_i \\ &= Enc(\hat{\mathcal{A}}_i). \end{aligned} \quad (3.52)$$

em que $Dec(\cdot)$ e $Enc(\cdot)$, respectivamente, são as funções que implementam a demodulação e a modulação vetorial no nó R_1 , $\hat{\mathcal{A}}_i$ é a estimativa do vetor \mathcal{A}_i no nó R_1 , a partir do sinal \mathbf{X}_{i,OR_1} ; \mathcal{A}_{i+1,R_1} é o vetor de *bits* decodificado no nó R_1 , o qual será retransmitido.

Seguindo os passos definidos na Seção 3.1, no nó R_1 é realizada a transmissão do sinal modulado \mathbf{x}_{i+1,R_1D} ao trecho $R_1 \rightarrow D$, de forma que o vetor $\mathbf{x}_{PC,i+1,R_1D} \in \mathbb{C}^{(N+L_{PC}) \times 1}$, em que $L_{PC} \geq L_{h_{R_1D}} - 1$, é expresso por:

$$\mathbf{x}_{PC,i+1,R_1D} = \begin{bmatrix} x_{i+1,R_1D}(N - L_{PC}) \\ x_{i+1,R_1D}(N - L_{PC} + 1) \\ \vdots \\ x_{i+1,R_1D}(N - 1) \\ \mathbf{x}_{i+1,R_1D} \end{bmatrix}, \quad (3.53)$$

em que $x_{PC,i+1,R_1D}(j)$ é o j -ésimo coeficiente do vetor $\mathbf{x}_{PC,i+1,R_1D}$. O procedimento e as restrições para a geração de $x_{i+1,R_1D}(t)$, conforme descrito na Seção 3.1, são observados aqui para que se chegue ao sinal

$$y_{i+1,R_1D}(t) = \int_{(i+1)T_s}^{(i+2)T_s} x_{i+1,R_1D}(\tau) h_{R_1D}(t - \tau) d\tau + v_{i+1,R_1D}(t), \quad -\infty < t < \infty, \quad (3.54)$$

o qual representa o sinal na saída do canal PLC no trecho $R_1 \rightarrow D$. Após sua discretização temporal, tem-se

$$\begin{aligned} y_{i+1,R_1D}[n] &= y_{i+1,R_1D}(t)|_{t=nT_s} \\ &= (\tilde{y}_{i+1,R_1D}(t) + v_{i+1,R_1D}(t))|_{t=nT_s} \\ &= \sum_{k=(i+1)(N+L_{PC})}^{(i+2)(N+L_{PC})-1} x_{i+1,R_1D}[k + N + L_{PC}] h_{R_1D}[n - k] + \\ &\quad v_{i+1,R_1D}[n]. \end{aligned} \quad (3.55)$$

Assumindo-se sincronização perfeita, faz-se a remoção do PC e aplica-se a DFT, o que resulta em

$$\mathbf{Y}_{i+1,R_1D} = \mathcal{H}_{R_1D} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D}. \quad (3.56)$$

A estimativa de \mathbf{X}_{i+1,R_1D} , no nó D , é obtida por

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} &= \mathcal{H}_{R_1D}^{-1} \mathbf{Y}_{i+1,R_1D} \\ &= \mathcal{H}_{R_1D}^{-1} [\mathcal{H}_{R_1D} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D}] \\ &= \hat{\mathbf{X}}_{i+1,R_1D} + \mathcal{H}_{R_1D}^{-1} \mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= \hat{\mathbf{X}}_{i+1,R_1D} + \mathbf{V}_{i+1,H_{R_1D}}, \end{aligned} \quad (3.57)$$

em que $\mathbf{V}_{i,H_{OR_1}}$ representa o ruído proveniente do trecho $R_1 \rightarrow D$ influenciado pela

FDE no nó D .

A estimativa do símbolo OFDM, \mathbf{X}_i , é obtida pela combinação linear baseada em ganhos iguais

$$\mathbf{X}_i = \frac{1}{2}(\mathbf{X}_{i+1,R_1D} + \mathbf{X}_{i,OD}). \quad (3.58)$$

Finalmente, a sequência binária $\hat{\mathcal{A}}_i$, a qual representa a estimação daquela transmitida, \mathcal{A}_i , é obtida através da decodificação aplicada pelo bloco *Demod. Vetorial* ao sinal $\hat{\mathbf{X}}_i$.

3.2.4 COMPORTAMENTO DO RUÍDO EM DF

Levando-se em consideração a topologia em cooperação para um sistema PLC exposto na Figura 3.4, a seguir é avaliado o comportamento do ruído considerando-se o protocolo DF. A modelagem do ruído é adotada conforme discutido na Seção 2.1.3, em que os valores dos graus de severidade adotados são, $K_1 = K_2 = 100$.

No que se refere a este protocolo, os efeitos causados pelo ruído sobre o sinal não são visíveis no gráfico ilustrado na Figura 3.7, uma vez que o sinal é decodificado no ponto retransmissor R_1 e recodificado para só então ser retransmitido. No entanto, o sinal retransmitido apresenta erro, devido ao processo de detecção no nó R_1 .

3.3 RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Nesta Seção é analisado o desempenho do OFDM mediante um cenário de cooperação a partir de simulações computacionais. Para a realização das simulações computacionais considerou-se: modulação coerente 4-*(Quadrature Amplitude Modulation)* (QAM) ruído AWGN e ruído AIGN, cujos parâmetros K_1 e K_2 são adotados com valor 100; canais PLC modelados pela Equação (2.4), cujos parâmetros são listados nas Tabelas 3.1 e 3.2 e define-se $\|\mathbf{h}\|^2 = 1$; esquema OFDM, cujos parâmetros são listados na Tabela 3.3 e adota-se $\|\mathbf{Y}_i\|^2 = 1$; comunicação cooperativa baseada nos protocolos AF e DF. Considerou-se também a utilização de dois diferentes tipos de FDE, sendo o primeiro baseado no critério ZF, conforme Equação (3.13), e o segundo baseado no critério MMSE, conforme Equação (3.14). A avaliação de desempenho é em termos da taxa de *bits* errados versus a SNR. Os parâmetros d_i , g_i e τ_i na Tabela 3.2, são respectivamente a distância em metros, o fator de ponderação e o atraso dos múltiplos percursos do canal PLC, vide Equação (2.4).

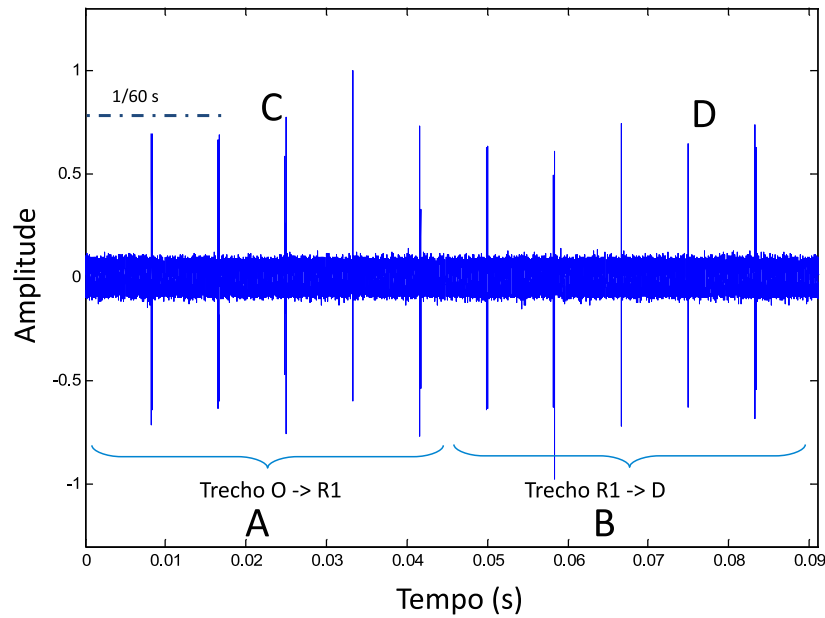


Figura 3.7: Comportamento do ruído na topologia ilustrada na Figura 3.4 utilizando protocolo DF. A e B indicam o ruído de fundo nos trechos $O \rightarrow R_1$ e $R_1 \rightarrow D$, respectivamente. C e D indicam o comportamento do ruído impulsivo mostrado nos trechos $O \rightarrow R_1$ e $R_1 \rightarrow D$, respectivamente.

Canal	Número de percursos dominantes ' L '	a_0	a_1
$O \rightarrow D$	4	0	$7,8 \times 10^{-10}$
$R_1 \rightarrow D$	15	0	$7,8 \times 10^{-10}$
$O \rightarrow R_1$	5	8×10^{-3}	$3,5 \times 10^{-9}$

Tabela 3.1: Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador.

A escolha dos canais PLC, conforme descritos na Tabela 3.1, se deu de forma a tentar reproduzir um ambiente em que o trecho $O \rightarrow R_1$ tem boa qualidade de transmissão, o trecho $R_1 \rightarrow D$ tem qualidade de transmissão intermediária e, por último, o trecho $O \rightarrow D$ tem qualidade de transmissão inferior em relação aos dois primeiros.

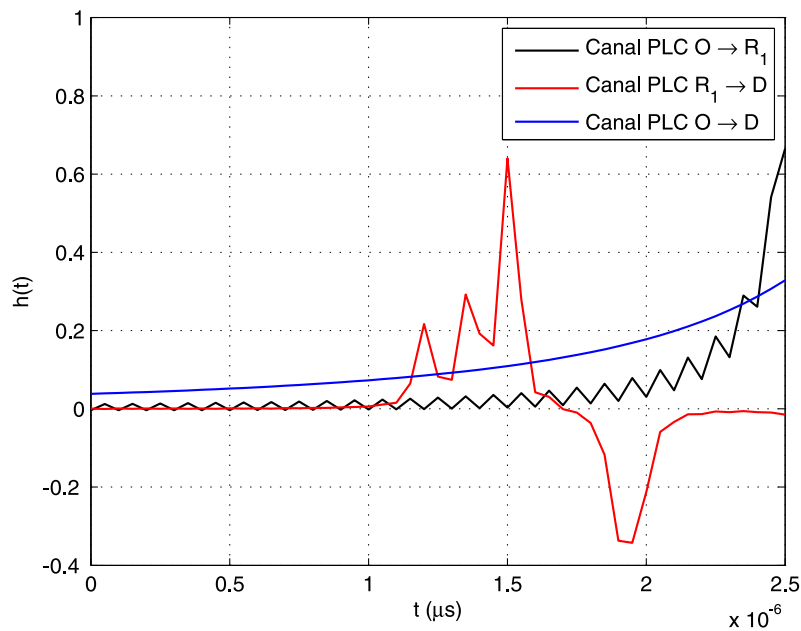
As Figuras 3.10 e 3.11 mostram o desempenho do esquema OFDM com retransmissão (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e com cooperação (DF - Eq(3.58), AF1 - Eq(3.34) e AF2 - Eq(3.45)), quando o ruído é AWGN e AIGN, respectivamente. A FDE adotada é baseada no critério ZF. Nestes gráficos, AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ e AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ referem-se ao uso do trecho $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ para a transmissão dos dados quando o nó R_1 apenas realiza a amplificação do sinal considerando-se a

Canal	Parâmetro	Valores
$O \rightarrow D$	d_i	[200, 222, 4, 244, 8, 267, 5]
	g_i	[0, 64, 0, 38, -0, 15, 0, 05]
	τ_i	$10^{-6} \cdot [1, 00, 1, 25, 1, 76, 2, 647]$
$R_1 \rightarrow D$	d_i	[90, 102, 113, 143, 148, 200, 260, 322, 411, 490, 567, 740, 960, 1130, 1250]
	g_i	$10 \times [0, 29, 0, 43, 1, 03, -0, 58, -0, 45, -0, 40, 0, 38, -0, 38, 0, 71, -0, 35, 0, 65, -0, 55, 0, 42, -0, 59, 0, 49]$
	τ_i	$10^{-6} \cdot [0, 6, 0, 68, 0, 753, 0, 953, 0, 987, 1, 33, 1, 73, 2, 147, 2, 74, 3, 27, 3, 78, 4, 93, 6, 4, 7, 533, 8, 33]$
$O \rightarrow R_1$	d_i	[300, 350, 370, 450, 510]
	g_i	[0, 26, 0, 05, -0, 3, 0, 25, -0, 35]
	τ_i	$10^{-6} \cdot [2, 2, 333, 2, 467, 3, 3, 4]$

Tabela 3.2: Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador.

Parâmetro	Valores
Banda de frequência	0 - 10 MHz
Comprimento do símbolo ($N + L_{PC}$)	512
Comprimento do PC para AF Estratégia 2 (AF2) e DF	52
Comprimento do PC para AF Estratégia 1 (AF1)	104
Modulação Coerente	4-QAM
G	1

Tabela 3.3: Parâmetros utilizados nas simulações.

Figura 3.8: Resposta ao impulso dos Canais PLC $O \rightarrow R_1$, $R_1 \rightarrow D$ e $O \rightarrow D$.

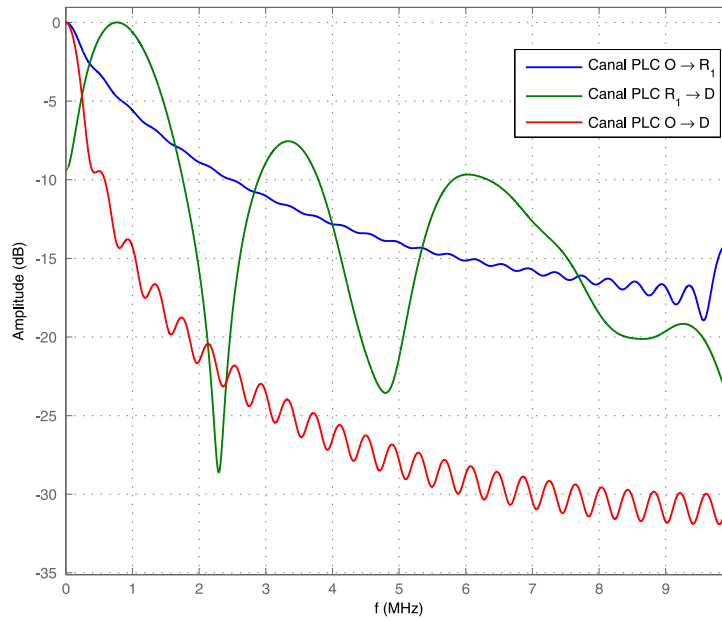


Figura 3.9: Resposta em frequência dos Canais PLC $O \rightarrow R_1$, $R_1 \rightarrow D$ e $O \rightarrow D$.

estratégia 1 e a estratégia 2, respectivamente; DF $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ refere-se ao uso do trecho $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ para a transmissão dos dados quando o nó R_1 detecta, modula e amplifica o sinal; $O \rightarrow D$ refere-se ao uso do esquema OFDM para a transmissão de dados; DF - Eq(3.58), AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ e AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ referem-se ao uso dos protocolos DF, AF1 e AF2 de cooperação, respectivamente.

Nota-se que na Figura 3.10 o desempenho do esquema com retransmissão (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e (DF $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), é inferior à respectiva curva resultante da combinação linear (AF1 - Eq(3.34), AF2 - Eq(3.45) e DF - Eq(3.58)). Observa-se também que o desempenho do protocolo de cooperação AF1 é inferior aos protocolos AF2 e DF, em que o primeiro é inferior ao segundo em 5,4 dB e o segundo é inferior ao terceiro em 0,3 dB, considerando o valor da BER em 10^{-5} . Tendência similar é verificada na Figura 3.11, em que as curvas (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e (DF $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) mostram desempenho inferior ao das resultantes da combinação linear (AF1 - Eq(3.34), (AF2 - Eq(3.45)) e DF - Eq(3.58)). O desempenho do protocolo de cooperação AF1 é inferior aos protocolos DF e AF2, em que o primeiro é inferior ao segundo em 0,1 dB e o segundo é inferior ao terceiro em 2,6 dB, considerando o valor da BER em 10^{-5} .

As Figuras 3.12 e 3.13 mostram o desempenho de uma variação dos resultados mostrados nas Figuras 3.10 e 3.11, em que se adota a FDE baseada no critério MMSE.

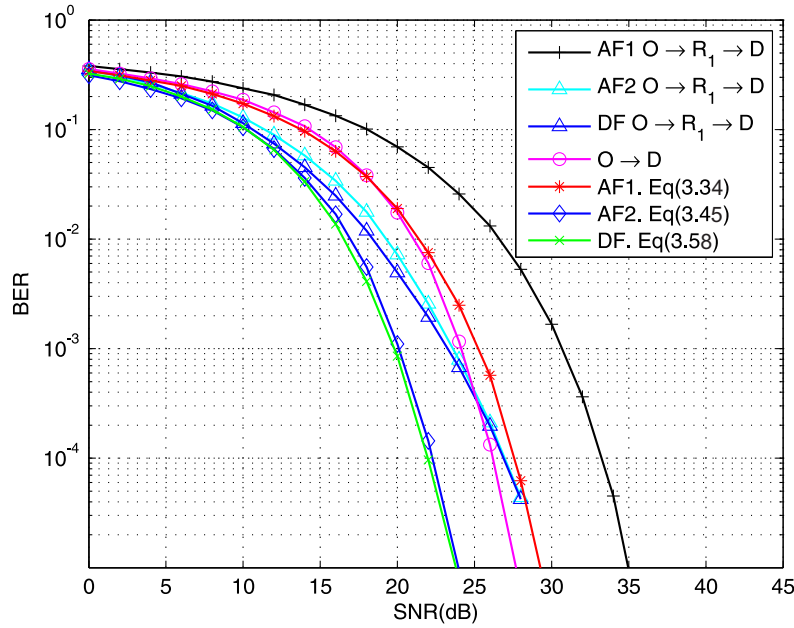


Figura 3.10: Desempenho do sistema OFDM e modulação QAM, topologia ilustrada Figura 3.4, AF e DF, com equalização ZF, ruído AWGN.

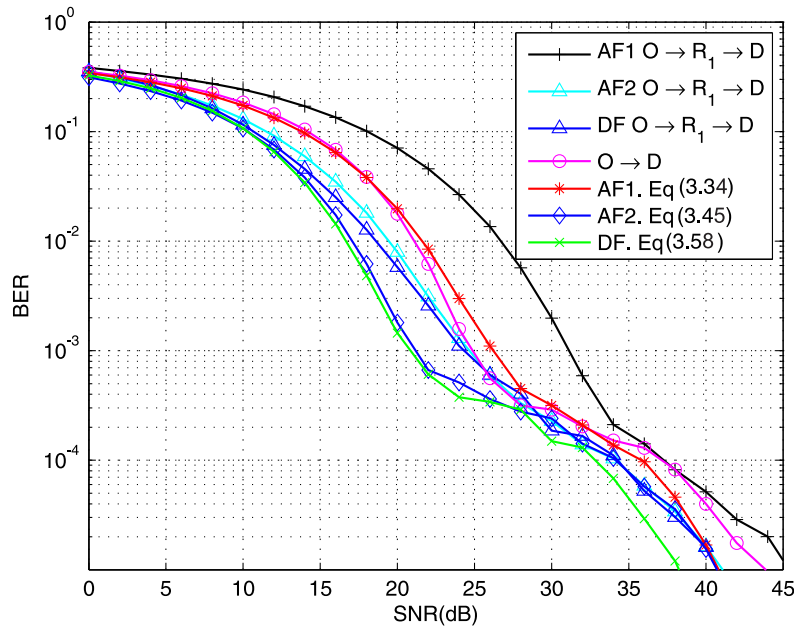


Figura 3.11: Desempenho do sistema OFDM e modulação QAM, topologia ilustrada Figura 3.4, AF e DF, ruído AIGN.

Nota-se que o desempenho do esquema com retransmissão, similarmente ao verificado no caso anterior, é inferior às respectivas resultantes da combinação linear baseada em ganhos iguais. Verifica-se também que com o uso do critério MMSE, o desempenho

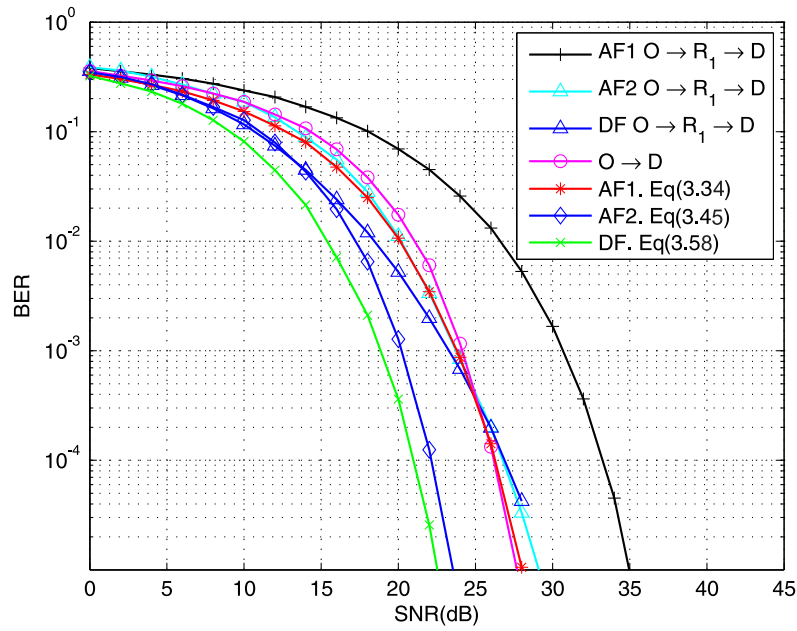


Figura 3.12: Desempenho do sistema OFDM e modulação QAM, topologia ilustrada Figura 3.4, AF e DF, com equalização MMSE e ruído AWGN.

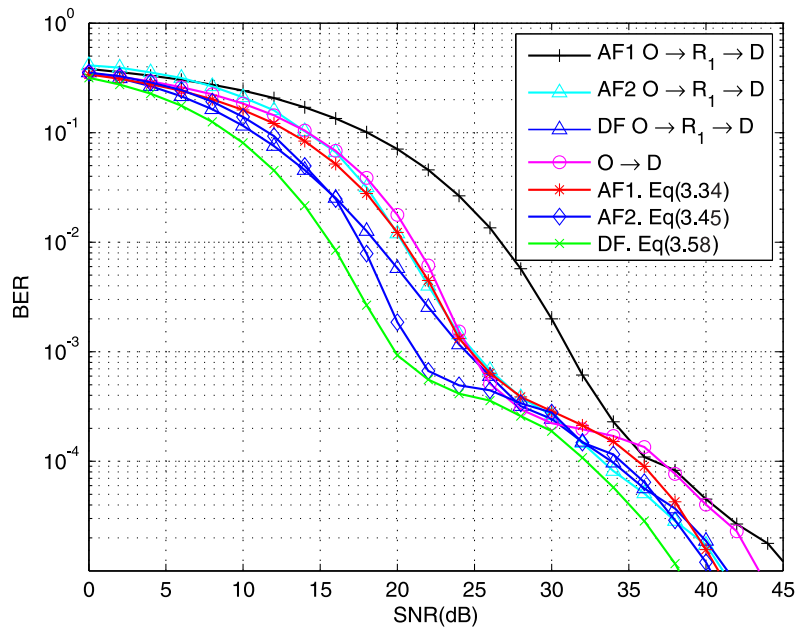


Figura 3.13: Desempenho do sistema OFDM e modulação QAM, topologia ilustrada Figura 3.4, AF e DF, com equalização MMSE e ruído AIGN.

do protocolo AF1 é inferior aos protocolos AF2 e DF, assim como o desempenho do protocolo AF2 é inferior ao protocolo DF.

Com o objetivo de comparar o desempenho do sistema quando a FDE é adotada com base em dois diferentes critérios, o ZF e o MMSE, as Figuras 3.14 e 3.15 mostram o desempenho dos protocolos de cooperação AF1 (OFDM AF1 ZF), AF2 (OFDM AF2 ZF) e DF (OFDM DF ZF), com base no critério ZF e AF1 (OFDM AF1 MMSE), AF2 (OFDM AF2 MMSE) e DF (OFDM DF MMSE), com base no critério MMSE, quando os ruídos são o AWGN e o AIGN, respectivamente. Nota-se que na Figura 3.14 o desempenho do sistema é superior em cerca de 1,3 dB quando a FDE adota o critério MMSE em relação à ZF para os protocolos AF1 e DF e 0,6 dB para o protocolo AF2. Entretanto, pode-se notar que o comportamento do sistema é similar quando se adota a FDE baseada no critério MMSE e ZF individualmente, ou seja, as características dos desempenhos dos protocolos de cooperação avaliados se mantêm em ambos critérios, com a diferença de que o desempenho do critério MMSE se mostrou melhor que o ZF. Já na Figura 3.15, nota-se que o sistema na presença de ruído AIGN tende a apresentar resultados similares quando a FDE utiliza os critérios MMSE e ZF considerando-se os protocolos de cooperação individualmente.

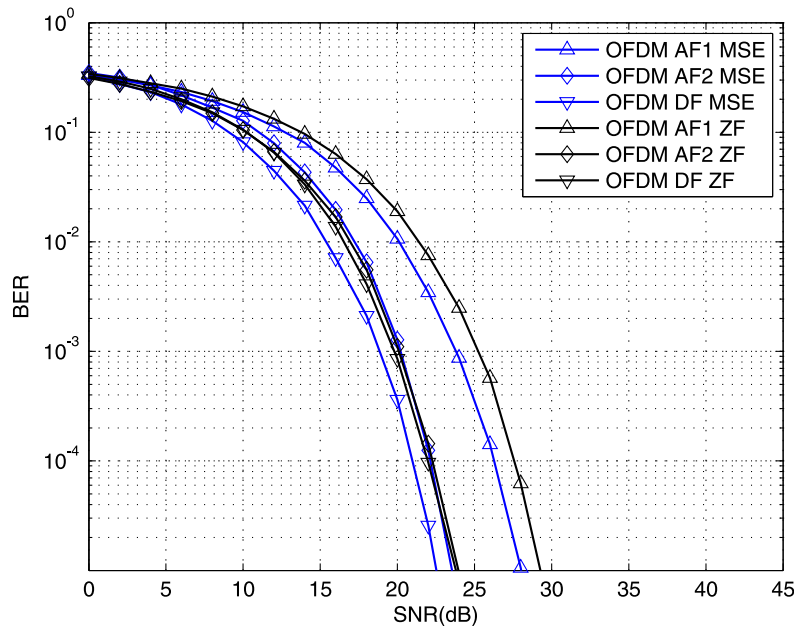


Figura 3.14: Comparação do desempenho do sistema OFDM e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 3.4, AF e DF, entre equalização MMSE e ZF e ruído AWGN.

Com base nos resultados apresentados na presente Seção, pode-se concluir que o sistema cooperativo avaliado, conforme a topologia mostrada na Figura 3.4, em que se adota o OFDM e modulação 4-QAM, um usuário em cooperação, no nó R_1 , a outro que se encontra em condições de acesso de pior qualidade, mostrou que se configura

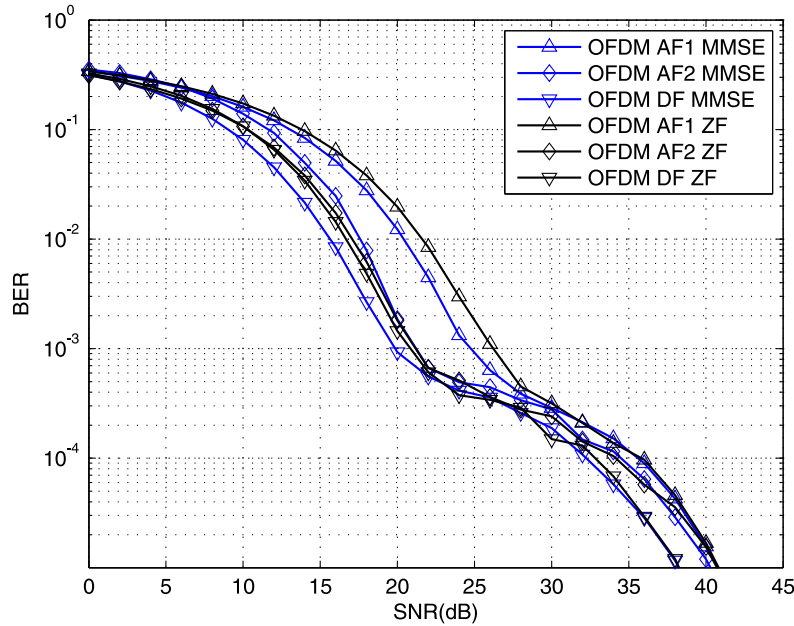


Figura 3.15: Comparação do desempenho do sistema OFDM e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 3.4, AF e DF, entre equalização MMSE e ZF e ruído AIGN.

uma melhor condição em relação à comunicação sem cooperação, canal $O \rightarrow D$, tanto para o protocolo de cooperação DF quanto para o AF2. O protocolo DF foi superior em 3,9 dB e o AF2 em 3,7 dB quando a FDE adota o critério MMSE. Já o protocolo AF1 foi inferior ao canal sem cooperação em 1,6 dB nas mesmas condições.

Situação similar é verificada quando a FDE adota o critério ZF, em que o protocolo DF foi superior em 5,1 dB e o AF2 em 4,1 dB quando a FDE adota o critério MMSE e o protocolo AF1 foi inferior ao canal sem cooperação em 1,7 dB.

3.4 SUMÁRIO

Neste capítulo foi descrito o modelo de cooperação utilizando o sistema de transmissão OFDM em canais PLC. O cenário de cooperação explorado aqui para fins de avaliação de desempenho, inclui uma configuração contendo um percurso direto e um elemento retransmissor. Como pudemos observar na Seção 3.3, os resultados da avaliação de desempenho obtidos mostram que o emprego de técnicas simples de cooperação trazem vantagem em termos de redução da BER, em comparação com comunicação de dados não cooperativa convencional entre nós origem e destino.

4 SC-CP COOPERATIVO

Em contraste com o esquema de transmissão OFDM, o SC-CP surge como uma alternativa interessante para utilização em sistemas de comunicação de dados em banda larga quando não é possível alocar quantidades distintas de *bits* nas subportadoras do esquema OFDM, pois possui uma estrutura mais simples. Sua aplicação em sistemas de comunicação de dados convencionais, isto é, não cooperativos, tem se mostrado interessante (NG; CHUAH, 2010) (SARI; KARAM; JEANCLAUDE, 1995) (PABST et al., 2004) (BENVENUTO N.; TOMASIN, 2002) (GUSMAO A.; DINIS, 2003). Assim sendo, a abordagem desenvolvida, no decorrer do presente Capítulo, objetiva avaliar seu emprego em ambiente de cooperação para sistemas PLC.

Com o objetivo de descrever os conceitos envolvidos na cooperação em redes de acesso PLC utilizando o sistema de transmissão SC-CP, o presente Capítulo é organizado da seguinte maneira: a Seção 4.1 descreve o esquema de transmissão SC-CP utilizando-se detecção coerente; a Seção 4.2 descreve o problema que se pretende avaliar; a Subseção 4.2.1 descreve a técnica de cooperação utilizando protocolo AF em duas abordagens distintas, AF1 e AF2; já a Subseção 4.2.2 descreve esta mesma técnica utilizando protocolo DF e, finalmente, a Seção 4.3 mostra os resultados computacionais obtidos a partir de simulações dos sistemas descritos nas Seções anteriores.

4.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA SC-CP

Analisando o princípio de funcionamento da técnica de transmissão OFDM, nota-se uma semelhança muito grande com sistemas de equalização de canal tradicionais monoportadora no domínio da frequência, um conceito proposto em (WALZMAN; SCHWARTZ, 1973). Por esta razão, o SC-CP é também conhecido como Equalização no Domínio da Frequência em Única Portadora (*Single-carrier Frequency-domain Equalization*) (SC-FDE). A principal vantagem dos sistemas SC-CP é apresentarem menor sensibilidade à Razão de Potência Pico-a-média (*Peak-to-average Power Ratio*) (PAPR) e a deslocamentos em frequência e fase (NG; CHUAH, 2010) (ZAMORANO J.L.; NSENGA, 2007) do

que sistemas de múltiplas portadoras. A Figura 4.1 ilustra o diagrama de blocos do sistema em questão.

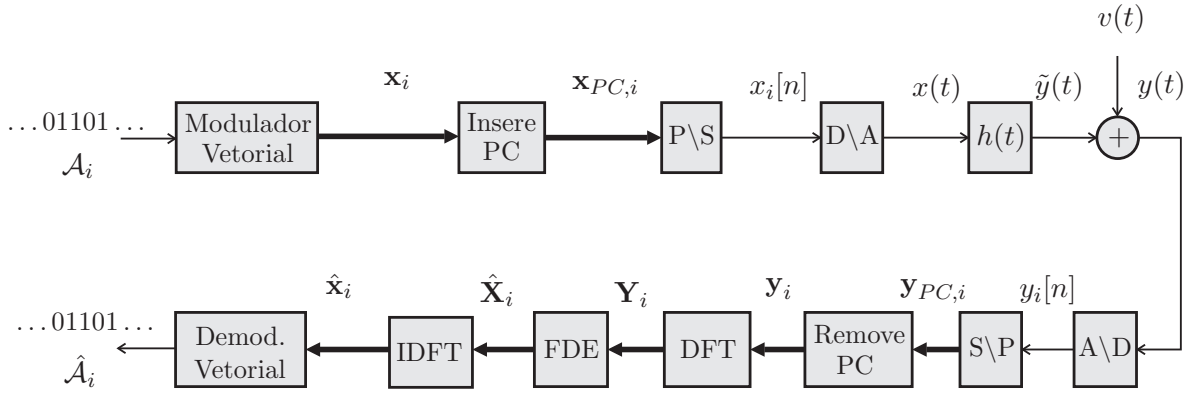


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema SC-CP.

A sequência binária, aleatória e finita, $\mathcal{A}_i = \{m_{i,0}, m_{i,1}, \dots, m_{i,L_{\mathcal{A}}-1}\}$, tal que $m_{i,j} \in \{0, 1\}$, é mapeada em símbolos, ou pontos de uma constelação previamente escolhida pelo modulador digital de dados. A representação vetorial destes pontos da constelação gerados pela i -ésima sequência binária, \mathcal{A}_i , é $\mathbf{x}_i = [x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(N-1)]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. A seguir, o vetor $\mathbf{x}_{PC,i} \in \mathbb{C}^{(N+L_{PC}) \times 1}$ é constituído conforme abaixo:

$$\mathbf{x}_{PC,i} = \begin{bmatrix} x_i(N - L_{PC} - 1) \\ x_i(N - L_{PC}) \\ \vdots \\ x_i(N - 1) \\ \mathbf{x}_i \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

em que $x_i(j)$ é o j -ésimo coeficiente do vetor \mathbf{x}_i .

A atuação do Bloco P/S , na Figura 4.1, sobre o vetor $\mathbf{x}_{PC,i}$ resulta na sequência

$$x_i[n] = \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \delta[n - i(N + L_{PC}) - j], \quad -\infty < n < \infty, \quad (4.2)$$

em que $x_{PC,i}(j)$ é o j -ésimo coeficiente do vetor $\mathbf{x}_{PC,i}$. Finalmente, a concatenação dos símbolos SC-CP resulta em

$$\begin{aligned} x[n] &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i[n] \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N+L_{PC}-1} x_{PC,i}(j) \delta[n - i(N + L_{PC}) - j], \quad -\infty < n < \infty. \end{aligned} \quad (4.3)$$

O procedimento e as restrições para a obtenção de $x(t)$, $y(t)$, $y[n]$, $\mathbf{y}_{PC,i}$ e \mathbf{y}_i é igual àqueles adotados na Seção 3.1. Assim sendo, assumindo sincronização perfeita, tem-se

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_i &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_i \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \mathcal{H} \mathbf{W}^\dagger (\mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i) \right) \\ &= \mathcal{H} \mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i,\end{aligned}\tag{4.4}$$

em que \mathcal{H} foi definido na Seção 3.1.

Assumindo que a FDE é baseada no critério ZF e considerado que o conhecimento completo do canal é disponível no receptor, então tem-se

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_i &= \mathcal{H}^{-1} \mathbf{Y}_i \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} (\mathbf{X}_i + \mathcal{H}^{-1} \mathbf{V}_i).\end{aligned}\tag{4.5}$$

Finalmente, a estimativa do i -ésimo símbolo SC-CP transmitido é

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_i.\tag{4.6}$$

Por outro lado, se o FDE é baseado no critério MMSE, tem-se

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_i &= ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathbf{Y}_i \\ &= ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} \mathbf{X}_i + ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathbf{V}_i,\end{aligned}\tag{4.7}$$

e, portanto, a estimativa do símbolo SC-CP é expressa por

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \{ ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} \mathbf{X}_i + ([\mathcal{H}^\dagger \mathcal{H} + \Lambda^{-1}] \mathcal{H}^\dagger) \mathbf{V}_i \},\tag{4.8}$$

cujas variáveis são aquelas definidas após a Equação (3.14).

4.2 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Similarmente ao verificado na Seção 3.2, em que é mostrado na Figura 3.3 que os usuários do sistema PLC são dispostos em um barramento, cujos enlaces são vistos como canais PLC independentes, pretende-se explorar neste capítulo a aplicação do sistema SC-CP na topologia de cooperação com único nó retransmissor, conforme ilustrado na Figura 4.2. Este sistema é mais vantajoso que o OFDM para aplicação em cooperação em PLC?

4.2.1 PROTOCOLO DE COOPERAÇÃO AF

Seja o modelo de um sistema de comunicação cooperativa de dados mostrado na Figura 4.2. Conforme é observado, O , R_1 e D representam o nó transmissor (origem), o nó retransmissor (*relay*) e o nó receptor (destino); $h_{OD}(t)$, $h_{OR_1}(t)$ e $h_{R_1D}(t)$ representam as respostas ao impulso entre os nós do modelo. Assume-se que os canais de comunicação são LIT.

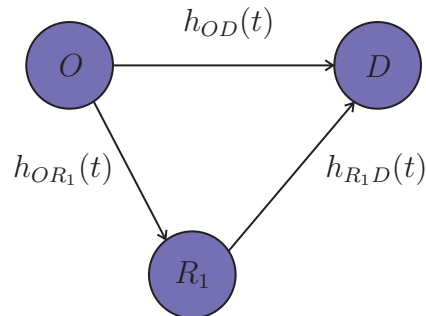


Figura 4.2: Sistema em barramento com dois enlaces vistos como canais retransmissores.

Seja o sinal $x_i(t)$ o i -ésimo símbolo SC-CP, gerado segundo a Seção 3.1, assim sendo, a Equação (3.15) se aplica ao presente contexto, de forma a gerar o sinal $y_{i,OD}(t)$. Este é obtido na saída do canal PLC do percurso direto, $O \rightarrow D$, da presente topologia e $v_{i,OD}(t)$ é o ruído aditivo. Sua discretização é dada pela Equação (3.16), a qual resulta no sinal no tempo discreto, $y_{i,OD}[n]$, sendo que o PC é adicionado a este para sua transmissão.

Assumindo sincronização perfeita e remoção do PC no nó D , tem-se que as amostras de $y_{i,OD}[n]$ constituem o vetor $\mathbf{y}_{i,OD}$, cuja representação no domínio da frequência é dada pela Equação (3.17), ou seja, $\mathbf{Y}_{i,OD}$.

Neste ponto, nota-se uma diferença em relação ao esquema de transmissão OFDM, em que a estimativa de \mathbf{X}_i é obtida no domínio da frequência após a aplicação da FDE, conforme descrito na Seção 3.1, aqui a estimativa do símbolo SC-CP se dará no domínio do tempo, desta forma tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i,OD} &= \mathcal{H}_{OD}^{-1} \mathbf{Y}_{i,OD} \\ &= \mathbf{X}_i + \mathcal{H}_{OD}^{-1} \mathbf{V}_{i,OD}, \end{aligned} \tag{4.9}$$

levando-se à estimativa do i -ésimo símbolo SC-CP, ou seja, \mathbf{x}_i ,

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{i,OD} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{i,OD} \\ &= \mathbf{x}_i + \mathbf{v}_{i,HOD}.\end{aligned}\tag{4.10}$$

Similarmente ao descrito na Seção 3.2.1, um ganho $G \in \mathbb{R}_+$, adotado com valor fixo no presente estudo, é aplicado ao sinal $y_{i,OR_1}[n]$ para que seja então retransmitido. Desta forma, no nó R_1 , duas estratégias para a implementação do protocolo AF são sintetizadas,

$$\mathbf{x}_{i+1,R_1} = \begin{cases} G\mathbf{y}_{i,OR_1}, & \text{AF sem equalização - Estratégia 1;} \\ G\mathbf{x}_{i,OR_1}, & \text{AF com equalização - Estratégia 2.} \end{cases}\tag{4.11}$$

Nesta Equação, nota-se uma diferença em relação ao sistema de cooperação OFDM, Equação (3.23), em que o sinal \mathbf{x}_{i,OR_1} é estimado no domínio do tempo, resultando no sinal \mathbf{x}_{i+1,R_1} após a aplicação do ganho G , o qual é submetido ao canal PLC do trecho $R_1 \rightarrow D$.

- Estratégia 1: AF sem equalização

De forma similar ao descrito no caso da estratégia 1, no sistema de cooperação OFDM, Seção 3.2.1, o nó R_1 apenas amplifica o sinal proveniente da saída do canal PLC, $h_{OR_1}(t)$, por meio do produto desse ao ganho G , e o retransmite no trecho $R_1 \rightarrow D$. Desta forma, as Equações (3.24), (3.25), (3.26), (3.27), (3.28), (3.29) e (3.30), são aplicadas ao sistema de comunicação cooperativa SC-CP, utilizando protocolo AF1, resultando-se em

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{i+1,OR_1D} &= \mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} \mathbf{Y}_{i+1,OR_1D} \\ &= G\mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{OR_1} \mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} \mathbf{V}_{i+1,R_1D}.\end{aligned}\tag{4.12}$$

Finalmente, no nó D obtém-se

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{i+1,OR_1D} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{i+1,OR_1D} \\ &= G\mathbf{x}_i + G\mathbf{v}_{i,OR_1D} + \mathbf{v}_{i+1,R_1D}.\end{aligned}\tag{4.13}$$

Finalmente, a estimativa de \mathbf{x}_i é dada por

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_i &= \frac{1}{2}(\mathbf{x}_{i+1,OR_1D} + \mathbf{x}_{i,OD}) \\ &= \frac{1}{2}[\mathbf{x}_i(G+1) + G\mathbf{v}_{i,OR_1D} + \mathbf{v}_{i+1,H_{R_1D}} + \mathbf{v}_{i,HOD}].\end{aligned}\tag{4.14}$$

- Estratégia 2:

A estratégia 2 do presente sistema de cooperação difere do sistema de cooperação OFDM, protocolo de cooperação AF2, em que a estimação do símbolo SC-CP no nó R_1 se dá no domínio do tempo. Desta forma, sinal recebido em R_1 , proveniente da saída do receptor SC-CP do trecho $O \rightarrow R_1$, é amplificado através da aplicação do ganho G e retransmitido. Entretanto, técnica similar é verificada para o sistema cooperativo SC-CP, protocolo de cooperação AF2, ao se equalizar o sinal, \mathbf{y}_{i,OR_1} , proveniente do canal PLC, $h_{OR_1}(t)$, no nó R_1 . Sendo assim, o sinal $y_{i+1,R_1D}(t)$ é processado de forma similar à realizada na Equação (3.40), a partir do sinal \mathbf{x}_{i+1,R_1} , tendo sido adicionado o PC. Sua representação no tempo discreto é dada pela Equação (3.41), de forma a obter-se o sinal $y_{i+1,R_1D}[n]$.

Ainda, segundo as Equações (3.42) e (3.43), ao aplicar-se a FDE, resulta em

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{i+1,R_1D} &= G\mathbf{X}_i + G\mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathbf{V}_{i,OR_1} + \mathcal{H}_{R_1D}^{-1}\mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathbf{X}_i + G\mathbf{V}_{i,HOR_1} + \mathbf{V}_{i+1,HR_1D}.\end{aligned}\quad (4.15)$$

Finalmente, obtém-se

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{i+1,R_1D} &= \frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{W}^\dagger\mathbf{X}_{i+1,R_1D} \\ &= G\mathbf{x}_i + G\mathbf{v}_{i,HOR_1} + \mathbf{v}_{i+1,HR_1D}.\end{aligned}\quad (4.16)$$

A estimativa de \mathbf{x}_i , a partir da combinação linear baseada em ganhos iguais, a qual será melhor detalhada na Seção 5.2, é expressa por

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_i &= \frac{1}{2}(\hat{\mathbf{x}}_{i+1,R_1D} + \hat{\mathbf{x}}_{i,OD}) \\ &= \frac{1}{2}[\mathbf{x}_i(G+1) + G\mathbf{v}_{i,R_1D} + \mathbf{v}_{i+1,HR_1D} + \mathbf{v}_{i,HOD}].\end{aligned}\quad (4.17)$$

Similarmente ao verificado na Seção 3.2.1, e mantendo-se as devidas considerações para o esquema de transmissão SC-CP, a sequência binária $\hat{\mathcal{A}}_i$, a qual representa a estimação daquela transmitida, \mathcal{A}_i , é obtida através da demodulação de símbolo aplicada pelo Bloco *Demod. Vetorial* ao sinal $\hat{\mathbf{x}}_i$.

Analisando na presente Seção as Equações (4.12) e (4.15) fica evidenciado que a amplificação de ruído é maior com o uso da estratégia 1. De fato, na Equação (4.12), o ruído \mathbf{V}_{i+1,R_1D} é multiplicado por $\mathcal{H}_{eq,OR_1D}^{-1} = \mathcal{H}_{OR_1}^{-1}\mathcal{H}_{R_1D}^{-1}$, o que resulta numa maior amplificação do ruído aditivo do que é observado na Equação (4.15). Os resultados computacionais mostram que este tipo de comportamento observado no nó R_1 , quando a estratégia 1 é aplicada, resulta em redução de desempenho do sistema.

Similarmente ao verificado na Seção 3.2.1, e ainda analisando a estratégia 1 na presente Seção, nota-se que quando o símbolo é transmitido no nó O durante o i -ésimo e subsequente período de símbolo SC-CP, a desigualdade

$$L_{PC} \geq L_{\max} - 1, \quad (4.18)$$

em que

$$L_{\max} = \max\{L_{h_{OR_1}} + L_{h_{R_1D}}, L_{h_{OD}}\}, \quad (4.19)$$

deve ser atendida. Assim sendo, o intervalo de tempo do PC no i -ésimo e subsequente período de símbolo é expresso por

$$T_{1_{PC}} = 2L_{\max}T_s. \quad (4.20)$$

Entretanto, se a estratégia 2 é adotada, tem-se que o intervalo de tempo associado ao i -ésimo e subsequente período de símbolo é expresso por

$$T_{2_{PC}} = (L_{1,\max} + L_{h_{R_1D}})T_s, \quad (4.21)$$

em que

$$L_{1,\max} = \max\{L_{h_{OR_1}}, L_{h_{OD}}\}, \quad (4.22)$$

ou seja, a estratégia 1 reduz a vazão no canal em relação à estratégia 2, posto que $T_{1_{PC}} > T_{2_{PC}}$.

4.2.2 PROTOCOLO DE COOPERAÇÃO DF

Tendo-se como base a topologia mostrada na Figura 4.2, é descrito aqui a atuação do protocolo DF num sistema de cooperação em SC-CP. Este protocolo determina que o sinal \mathbf{x}_{i,OR_1} seja demodulado e modulado no nó retransmissor, sendo que no presente caso de cooperação, pelo mesmo método ao empregado no trecho $O \rightarrow R_1$, conforme em

$$\mathcal{A}_{i,OR_1} = Dec(\mathbf{x}_{i,OR_1}) \quad (4.23)$$

$$\mathbf{x}_{i+1,R_1D} = Enc(\mathcal{A}_{i,OR_1}). \quad (4.24)$$

em que as funções $Enc(\cdot)$ e $Dec(\cdot)$ foram definidas na Seção 3.2.3. Este sinal é diretamente conectado ao bloco Rx_{R_1}, Tx_{R_1} SC-CP, presente no diagrama mostrado na Figura 4.3. Desta forma, o novo sinal modulado vetorialmente, \mathbf{x}_{i+1,R_1D} , é submetido ao trecho $R_1 \rightarrow D$. Este sinal é contaminado por ruído proveniente do trecho $O \rightarrow R_1$,

conforme pode ser verificado na segunda igualdade da Equação (4.5), a qual se aplica no presente contexto.

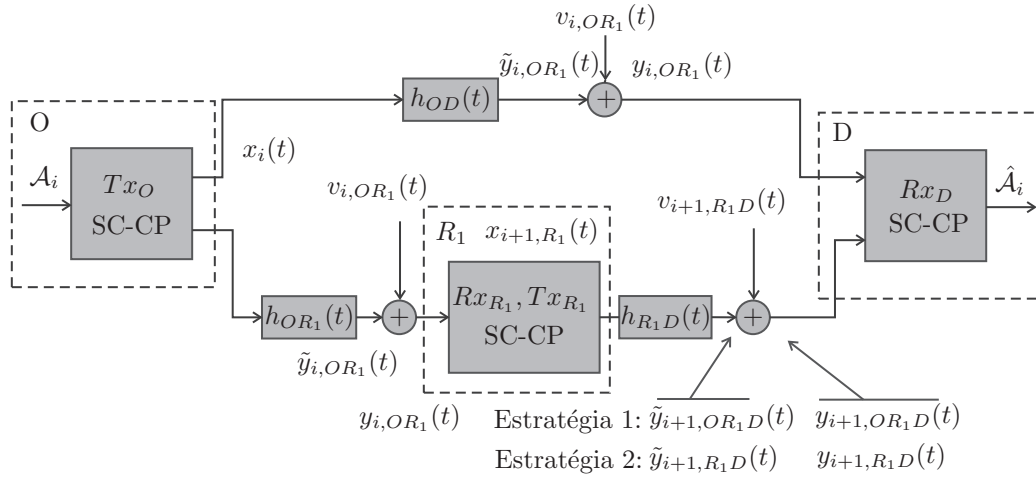


Figura 4.3: Diagrama de blocos de um sistema SC-CP cooperativo baseado no protocolo AF.

Seguindo os passos definidos na Seção 4.1, no nó R_1 é realizada a transmissão do sinal modulado \mathbf{x}_{i+1,R_1D} no trecho $R_1 \rightarrow D$. Similarmente para o presente cenário, as Equações (3.53), (3.54) e (3.55), são aplicadas de forma a se obter o vetor

$$\mathbf{Y}_{i+1,R_1D} = \mathcal{H}_{R_1D} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D}, \quad (4.25)$$

após a remoção do PC e a realização da DFT normalizada. A estimativa de \mathbf{x}_{i+1,R_1D} , no nó D , é obtida por

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} &= \mathcal{H}_{R_1D}^{-1} \mathbf{Y}_{i+1,R_1D} \\ &= \mathcal{H}_{R_1D}^{-1} [\mathcal{H}_{R_1D} \mathbf{X}_{i+1,R_1D} + \mathbf{V}_{i+1,R_1D}] \\ &= \hat{\mathbf{X}}_i + \mathcal{H}_{R_1D}^{-1} \mathbf{V}_{i+1,R_1D} \\ &= \hat{\mathbf{X}}_i + \mathbf{V}_{i+1,H_{R_1D}}, \end{aligned} \quad (4.26)$$

em que $\mathbf{V}_{i,H_{OR_1}}$ representa o ruído proveniente do trecho $R_1 \rightarrow D$ influenciado pela FDE no nó D e $\hat{\mathbf{X}}_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \hat{\mathbf{x}}_i$, chegando-se à estimativa do símbolo SC-CP,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{i+1,R_1D} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{i+1,R_1D} \\ &= \hat{\mathbf{x}}_i + \mathbf{v}_{i+1,H_{R_1D}}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

A estimativa do símbolo SC-CP, \mathbf{x}_i , é obtida pela combinação linear baseada em ganhos

iguais

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_i &= \frac{1}{2}(\mathbf{x}_{i+1,R_1D} + \mathbf{x}_{i,OD}) \\ &= (\hat{\mathbf{x}}_i + \mathbf{x}_i + \mathbf{v}_{i+1,HR_1D} + \mathbf{v}_{i,HOD}),\end{aligned}\tag{4.28}$$

em que $\mathbf{v}_{i,HOD}$ provém da Equação (4.10). Finalmente, obtém-se $\hat{\mathcal{A}}_i$, a partir de $\hat{\mathcal{A}}_i = Dec(\hat{\mathbf{x}}_i)$.

4.3 RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Nesta Seção são apresentados os resultados obtidos através de simulações computacionais quando o SC-CP cooperativo é utilizado em canais PLC. Para a realização das simulações computacionais considerou-se: modulação coerente 4-QAM; ruído AWGN e ruído AIGN, cujos parâmetros K_1 e K_2 são adotados com valor 100; canais PLC modelados pela Equação (2.4) e cujos parâmetros são listados nas Tabelas 4.1 e 4.2 e define-se $\|\mathbf{h}\|^2 = 1$; esquema SC-CP cujos parâmetros são listados na Tabela 4.3 e adota-se $\|\mathbf{Y}_i\|^2 = 1$; comunicação cooperativa baseada nos protocolos AF e DF. Dois diferentes tipos de FDE, sendo o primeiro baseado no critério ZF, conforme Equação (3.13), e o segundo baseado no critério MMSE, conforme Equação (3.14) foram utilizados. A avaliação de desempenho é em termos da taxa de *bits* errados versus a SNR. A escolha dos canais PLC, conforme descritos na Tabela 3.1, se deu de forma a manter-se coerência às simulações realizadas para o esquema OFDM, conforme Seção 3.3, em que os mesmos canais são escolhidos. Os parâmetros d_i , g_i e τ_i na Tabela 4.2, são

Canal	Número de percursos dominantes 'L'	a_0	a_1
$O \rightarrow D$	4	0	$7,8 \times 10^{-10}$
$R_1 \rightarrow D$	15	0	$7,8 \times 10^{-10}$
$O \rightarrow R_1$	5	8×10^{-3}	$3,5 \times 10^{-9}$

Tabela 4.1: Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador.

respectivamente a distância em metros, o fator de ponderação e o atraso dos múltiplos percursos do canal PLC, vide Equação (2.4).

As Figuras 4.4 e 4.5 mostram o desempenho do esquema SC-CP com retransmissão (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e com cooperação (DF - Eq(4.28), AF1 - Eq(4.14) e AF2 - Eq(4.17)), quando o ruído é AWGN e AIGN, respectivamente. A FDE adotada é baseada no critério ZF. Nestes gráficos, (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) referem-se ao uso do trecho $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ para a transmissão dos dados quando o nó R_1 apenas realiza a amplificação do sinal considerando-se a

Canal	Parâmetro	Valores
$O \rightarrow D$	d_i	[200, 222, 4, 244, 8, 267, 5]
	g_i	[0, 64, 0, 38, -0, 15, 0, 05]
	τ_i	$10^{-6} \cdot [1, 00, 1, 25, 1, 76, 2, 647]$
$R_1 \rightarrow D$	d_i	[90, 102, 113, 143, 148, 200, 260, 322, 411, 490, 567, 740, 960, 1130, 1250]
	g_i	$10 \times [0, 29, 0, 43, 1, 03, -0, 58, -0, 45, -0, 40, 0, 38, -0, 38, 0, 71, -0, 35, 0, 65, -0, 55, 0, 42, -0, 59, 0, 49]$
	τ_i	$10^{-6} \cdot [0, 6, 0, 68, 0, 753, 0, 953, 0, 987, 1, 33, 1, 73, 2, 147, 2, 74, 3, 27, 3, 78, 4, 93, 6, 4, 7, 533, 8, 33]$
$O \rightarrow R_1$	d_i	[300, 350, 370, 450, 510]
	g_i	[0, 26, 0, 05, -0, 3, 0, 25, -0, 35]
	τ_i	$10^{-6} \cdot [2, 2, 333, 2, 467, 3, 3, 4]$

Tabela 4.2: Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador.

Parâmetro	Valores
Banda de frequência	0 - 10 MHz
Comprimento do símbolo ($N + L_{PC}$)	512
Comprimento do PC para AF2 e DF	52
Comprimento do PC para AF1	104
Modulação Coerente	4-QAM
G	1

Tabela 4.3: Parâmetros utilizados nas simulações.

estratégia 1 e a estratégia 2, respectivamente; (DF $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) refere-se ao uso do trecho $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$ para a transmissão dos dados quando o nó R_1 detecta, modula e amplifica o sinal; $O \rightarrow D$ refere-se ao uso do esquema SC-CP para a transmissão de dados; (DF - Eq(4.28)), (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) referem-se ao uso dos protocolos DF, AF1 e AF2 de cooperação, respectivamente.

Nota-se que na Figura 4.4 o desempenho do esquema com retransmissão (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e (DF $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), é inferior à respectiva curva resultante da combinação linear (AF1 - Eq(4.14), AF2 - Eq(4.17) e DF - Eq(4.28)). Observa-se também que o desempenho do protocolo de cooperação AF1 é inferior aos protocolos AF2 e DF, em que o primeiro é inferior ao segundo em 4,1 dB e o segundo é inferior ao terceiro em 0,1 dB, considerando o valor da BER em 10^{-5} .

Tendência similar é verificada na Figura 4.5, em que as curvas (AF1 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$), (AF2 $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) e (DF $O \rightarrow R_1 \rightarrow D$) mostram desempenho inferior ao das resultantes da combinação linear (AF1 - Eq(4.14)), (AF2 - Eq(4.17)) e (DF - Eq(4.28)), sendo que a primeira apresentou desempenho de 4,4 dB, a segunda e a terceira 2,8 dB inferior à respectiva combinação linear para o mesmo protocolo, com o valor da BER em 10^{-5} . Já o desempenho do protocolo de cooperação AF1 é inferior aos protocolos

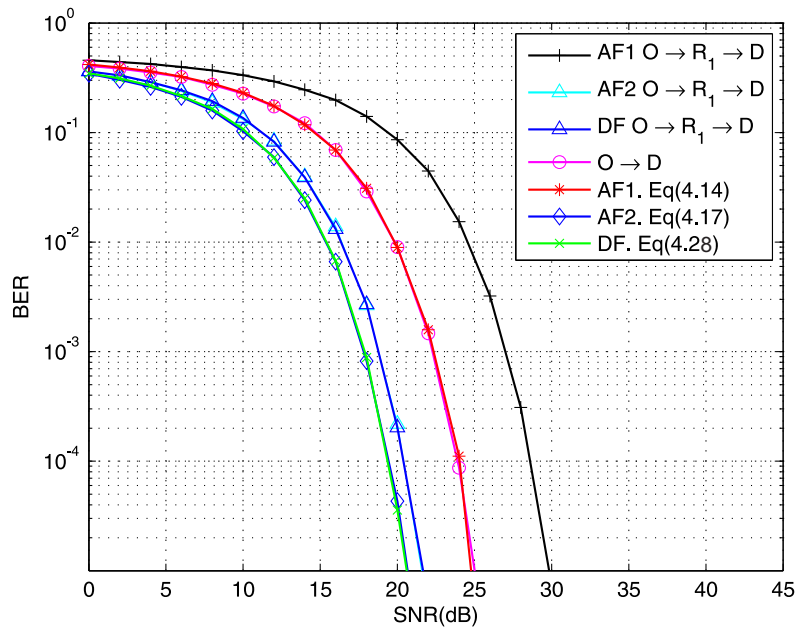


Figura 4.4: Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 4.2, AF e DF, com equalização ZF e ruído AWGN.

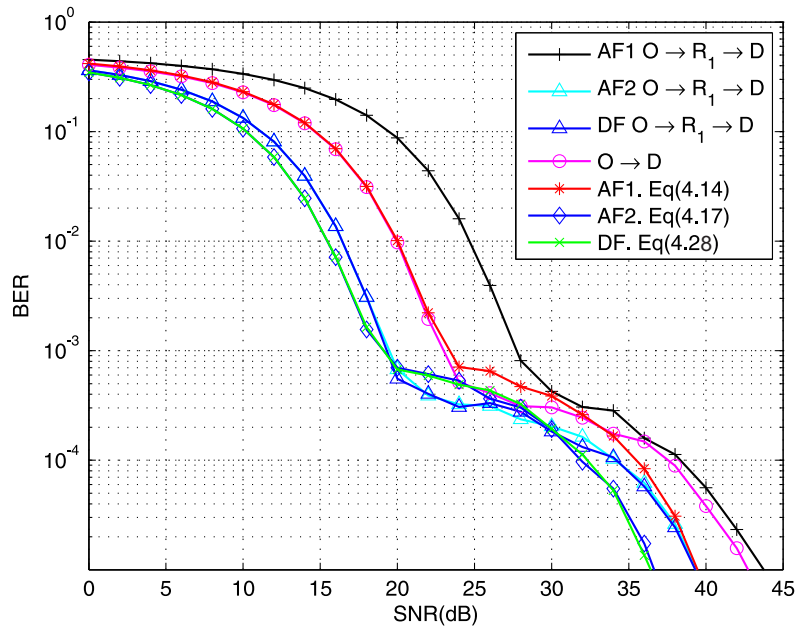


Figura 4.5: Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 4.2, AF e DF, com equalização ZF e ruído AIGN.

AF2 e DF, em que o primeiro é inferior ao segundo em 2,8 dB e o segundo é inferior ao terceiro em 0,1 dB, considerando o valor da BER em 10^{-5} .

E ainda, com referência à Figura 4.4, nota-se que o desempenho do protocolo DF, conforme mostrado pela curva (DF - Eq(4.28)), é superior ao percurso direto, mostrado na curva ($O \rightarrow D$), em 4,2 dB. Já na Figura 4.5, a mesma relação resulta em 5,8 dB.

As Figuras 4.6 e 4.7 mostram o desempenho de uma variação dos resultados mostrados nas Figuras 4.4 e 4.5, em que se adota a FDE baseada no critério MMSE. Nota-se

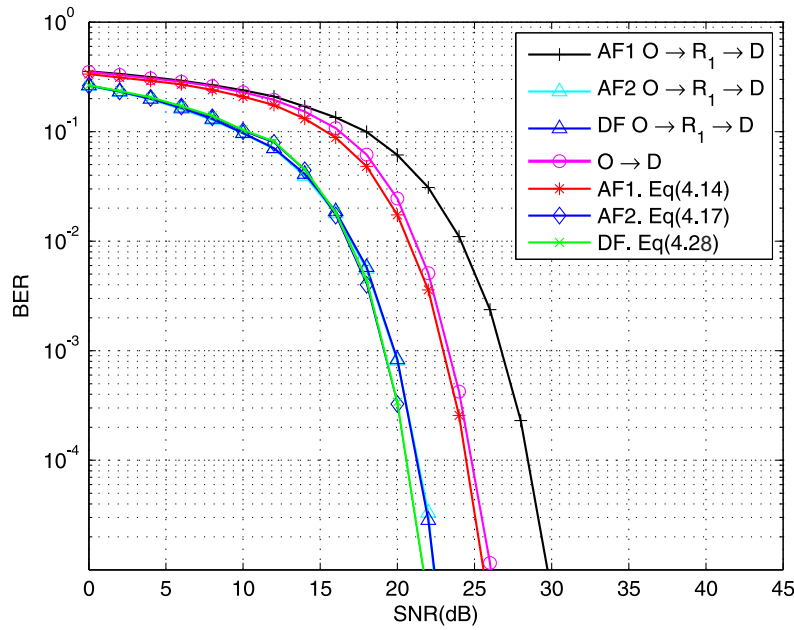


Figura 4.6: Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 4.2, AF e DF, com equalização MMSE e ruído AWGN.

que o desempenho do esquema com retransmissão, similarmente ao verificado no caso anterior, é inferior às respectivas resultantes da combinação linear baseada em ganhos iguais. Verifica-se também que com o uso do critério MMSE, o desempenho do protocolo AF1 é inferior aos protocolos AF2 e DF, e, diferentemente ao observado no caso do OFDM com o mesmo critério de FDE, a diferença de desempenho do protocolo AF2 é aproximadamente nula em relação ao protocolo DF. Nota-se também que os protocolos de cooperação apresentam desempenho superior ao canal sem cooperação para todos os casos avaliados, inclusive para o caso do protocolo AF1 quando o critério da FDE é a MMSE, em aproximadamente 0,6 dB.

Com o objetivo de comparar o desempenho do sistema quando a FDE é adotada com base em dois diferentes critérios, o ZF e o MMSE, as Figuras 4.8 e 4.9 mostram o desempenho dos protocolos de cooperação AF1 (SCCP AF1 ZF), AF2 (SCCP AF2 ZF) e DF (SCCP DF ZF), adotando-se a FDE com base no critério ZF e AF1 (SCCP AF1

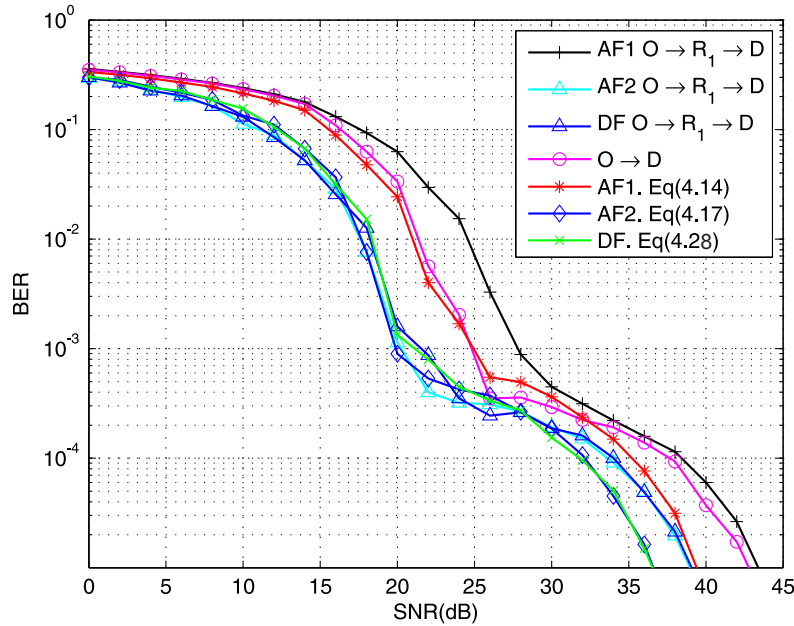


Figura 4.7: Desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 4.2, AF e DF, com equalização MMSE e ruído AIGN.

MMSE), AF2 (SCCP AF2 MMSE) e DF (SCCP DF MMSE), com base no critério MMSE, quando os ruídos são o AWGN e o AIGN, respectivamente. Nota-se que o desempenho do sistema é superior em cerca de 1,0 dB quando a FDE adota o critério ZF em relação à MMSE para os protocolos de cooperação AF2 e DF e 0,7 dB para o protocolo AF1. Entretanto, pode-se notar que o comportamento do sistema é similar quando se adota a FDE no critério MMSE e ZF individualmente, ou seja, as características dos desempenhos dos protocolos de cooperação avaliados se mantêm em ambos critérios, com a diferença de que o desempenho do critério ZF se mostrou melhor que o MMSE. Já na Figura 4.9, tendência distinta é verificada em que o desempenho do sistema é equivalente quando se adota a FDE nos critérios ZF e MMSE, na presença de ruído AIGN.

Com o objetivo de comparar os resultados obtidos nos sistemas cooperativos apresentados na Seção 3.3 e na presente seção, as Figuras 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13 mostram os resultados baseados em OFDM e SC-CP, identificadas no formato "*sistema* (SC-CP ou OFDM) *protocolo* (AF1, AF2 ou DF) e *ruído* AWGN ou AIGN, em que na primeira a FDE é adotada no critério ZF e na segunda, no MMSE. Nota-se melhor desempenho do esquema SC-CP em relação ao OFDM em todos os casos. De fato, estudos anteriores já mostravam este resultado, mas sem cooperação (NG; CHUAH, 2010), (SARI; KARAM; JEANCLAUDE, 1995).

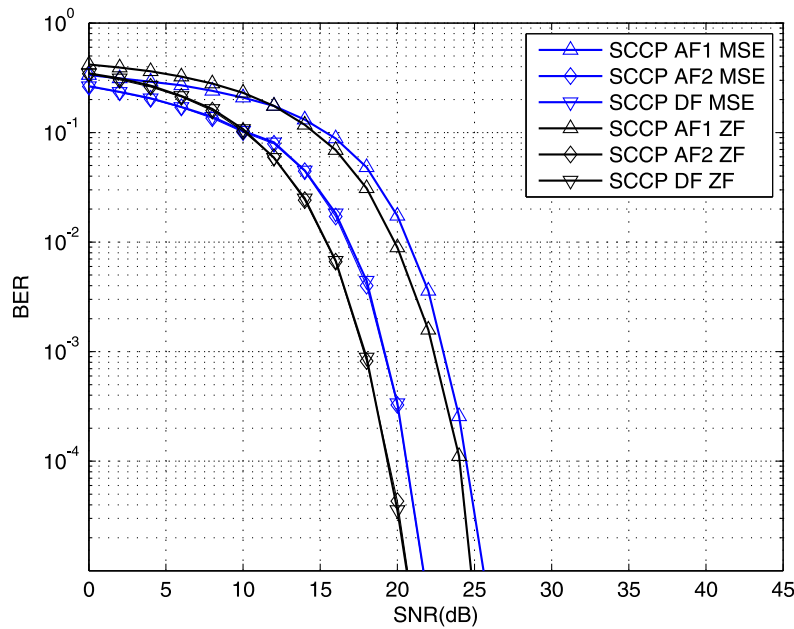


Figura 4.8: Comparação do desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 4.2, AF e DF, entre equalização MMSE e ZF e ruído AWGN.

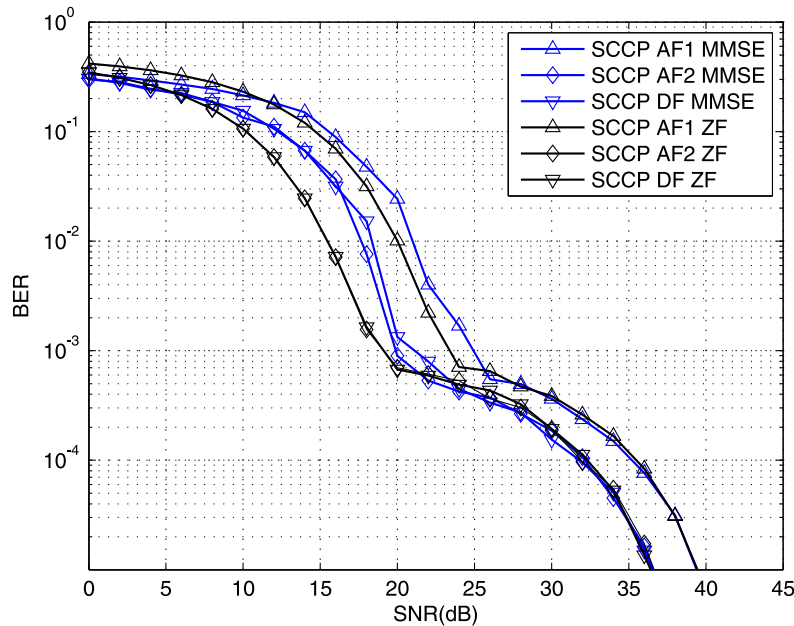


Figura 4.9: Comparação do desempenho do sistema SC-CP e modulação 4-QAM, topologia ilustrada Figura 4.2, AF e DF, entre equalização MMSE e ZF e ruído AIGN.

É possível observar que em ambos cenários envolvendo ruído AWGN e AIGN, com modulação 4-QAM, o protocolo de cooperação AF2, mesmo que ligeiramente, como no caso de ruído AWGN, apresenta desempenho superior ao DF, o qual apresenta

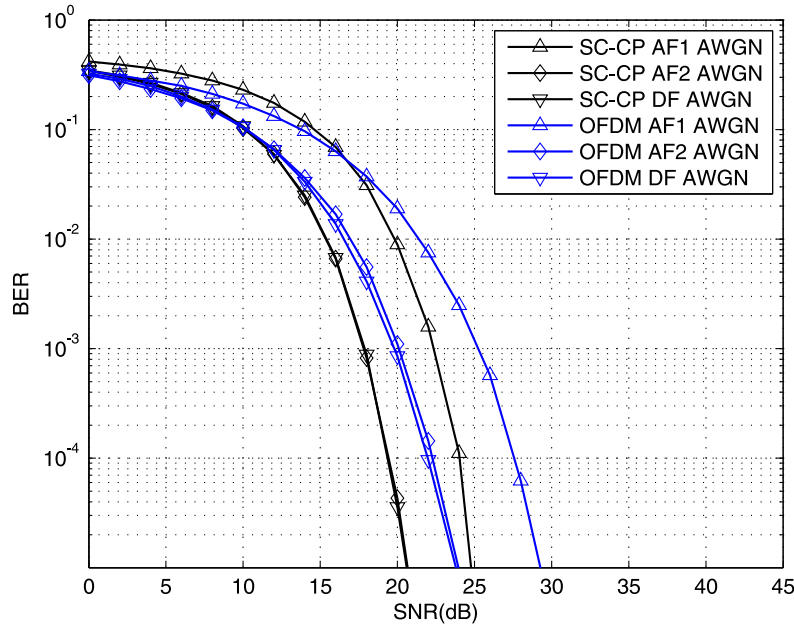


Figura 4.10: Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AWGN adotando-se a FDE ZF.

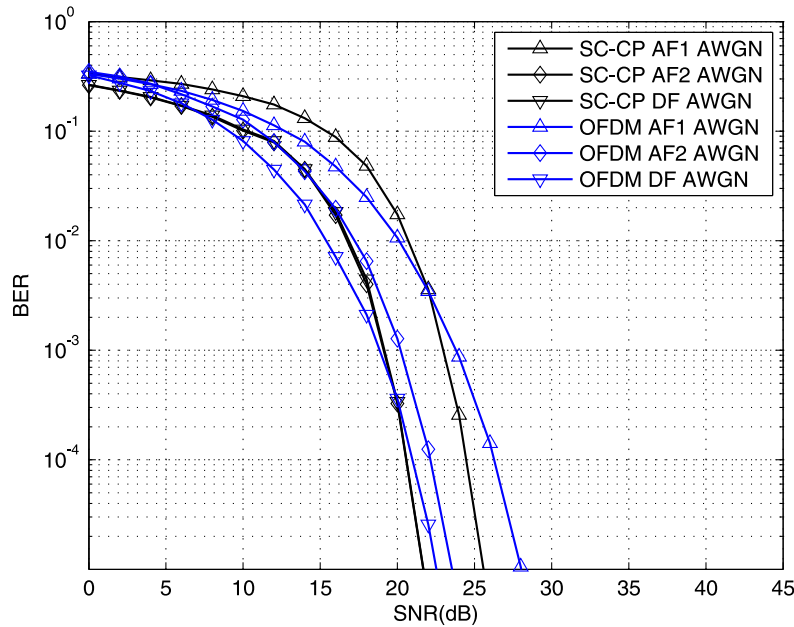


Figura 4.11: Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AWGN adotando-se a FDE MMSE.

desempenho superior ao AF1, adotando-se a FDE no critério ZF ou MMSE. Este resultado é justificado pelo fato de que no uso do protocolo AF1, o sinal do trecho $O \rightarrow R_1$ é amplificado em R_1 e retransmitido ao trecho seguinte, adicionado pelo ruído

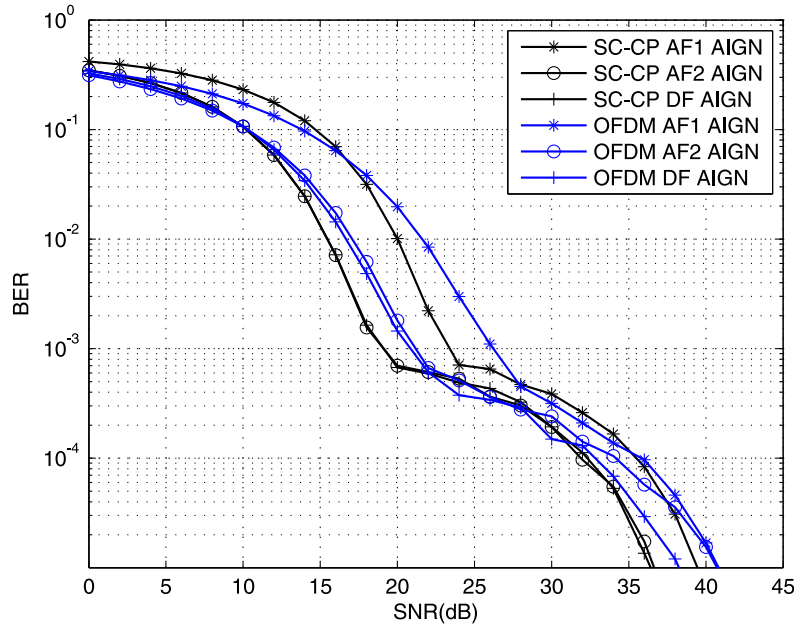


Figura 4.12: Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AIGN adotando-se a FDE ZF.

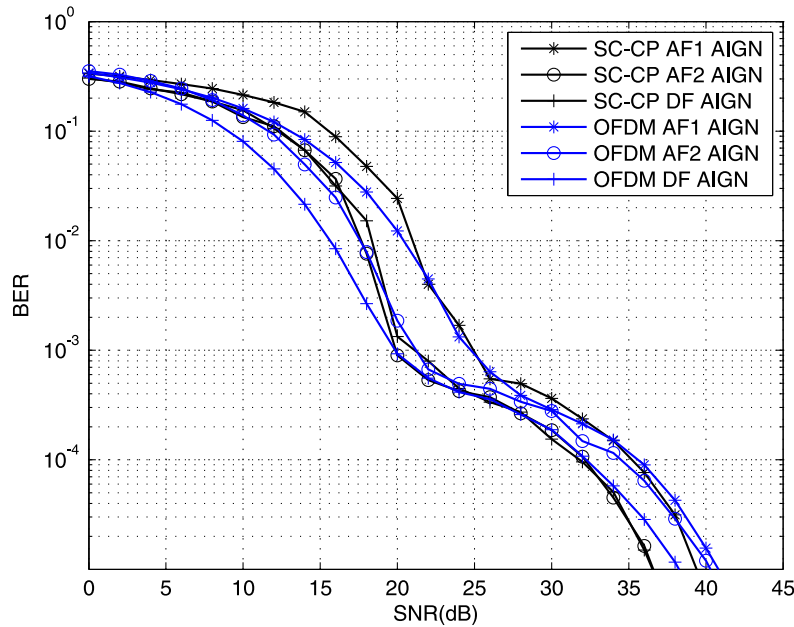


Figura 4.13: Comparação do desempenho entre SC-CP e OFDM cooperativos quando o ruído é AIGN adotando-se a FDE MMSE.

que também sofre amplificação. Já em DF o sinal do trecho $O \rightarrow R_1$ é deteriorado pela ação do ruído neste trecho. Uma vez que no nó R_1 o sinal é demodulado, a influência do ruído no trecho $O \rightarrow R_1$ é parcialmente eliminada. Desta forma, não há amplificação

do ruído de um trecho ao próximo, mas apenas da retransmissão de informações que foram corrompidas no trecho $O \rightarrow R_1$. No SC-CP o desempenho observado com o uso do protocolo de cooperação AF2 e o DF é aproximadamente igual.

Após a análise dos dois sistemas, OFDM e SC-CP, é possível observar que há uma inversão no desempenho do sistema quando a FDE é alternada entre ZF e MMSE. O primeiro sistema apresenta melhor desempenho com o critério MMSE em todos os protocolos de cooperação, enquanto que o segundo apresenta comportamento distinto, tendo melhor desempenho com o critério ZF.

4.4 SUMÁRIO

No presente Capítulo, foi descrito o modelo de cooperação utilizando o sistema de transmissão SC-CP em canais PLC. O cenário de cooperação explorado aqui, numa configuração topológica contendo um percurso direto e um elemento retransmissor, é analisado com vistas a avaliar o desempenho do referido sistema. Foi visto que através da disposição topológica, na qual seus elementos componentes cooperam entre si, implementa-se uma diversidade espacial virtual (AZARIAN K.; EL GAMAL; SCHNITER, 2004). Como observado na Seção 4.3, os resultados obtidos mostram que o emprego de técnicas simples de cooperação, traz vantagem em termos de redução da BER, em comparação com a comunicação não cooperativa de dados entre os nós O e D .

5 OFDM EM DIVERSIDADE

A literatura mostra que o aumento da robustez ou da confiabilidade de um esquema de comunicação de dados pode ser alcançado quando se explora as diversidades existentes e/ou disponíveis. Em aplicação de *smart metering* é de grande interesse que haja a correta recepção dos dados recebidos. Assim sendo, o emprego de técnicas que aumentem a confiabilidade ou a robustez do sistema de comunicação de dados para *smart metering* é de grande interesse devido às seguintes razões (BOUHAFS F.; MACKAY, 2012) (FADLULLAH Z.M.; FOUDA, 2011) (DAS S.; OHBA, 2012) (DEPURU S.S.S.R.; LINGFENG WANG; DEVABHAKTUNI, 2011) (NTHONTHO M.; CHOWDHURY, 2011):

1. A rede de comunicação de dados utilizada para *smart metering* deve transmitir e coletar de forma confiável os dados dos medidores inteligentes;
2. A rede de comunicação de dados utilizada deve ser capaz de rapidamente se recuperar de falhas ou mudanças no meio de comunicação.

Neste contexto, o presente Capítulo discute o uso de simples técnicas de seleção de subportadoras que exploram a diversidade espacial-temporal-espectral para introduzir um esquema OFDM combinado com modulação digital 4-QAM de elevada robustez. Apesar de nesta solução, a redução da vazão ser aproximadamente inversamente proporcional ao número de canais em diversidade, uma vez que há redundância na transmissão de dados, e haver a necessidade da estimação da SNR em cada subportadora, os resultados das simulações computacionais mostram que é possível reduzir consideravelmente a taxa de *bits* errados com o emprego de técnicas simples de seleção de subportadoras.

Assim sendo, o presente Capítulo é organizado da seguinte maneira: A Seção 5.1 apresenta a formulação do problema; a Seção 5.2 discute a técnica proposta para a seleção de subportadoras; a Seção 5.3 apresenta os resultados numéricos, obtidos a partir das simulações computacionais.

5.1 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Seja uma rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e externa, cuja representação gráfica é mostrada na Figura 5.1. Conforme é ilustrado nesta Figura, tal rede é constituída por quatro cabos, além do terra. Devido às características elétricas desta rede, é possível a propagação em modo comum e modo diferencial do sinal elétrico. Os modos de propagação do sinal elétrico combinados com a presença de quatro cabos (três fases e neutro) e do retorno pelo terra oferecem as condições mínimas para explorar a diversidade espaço-temporal-espectral.

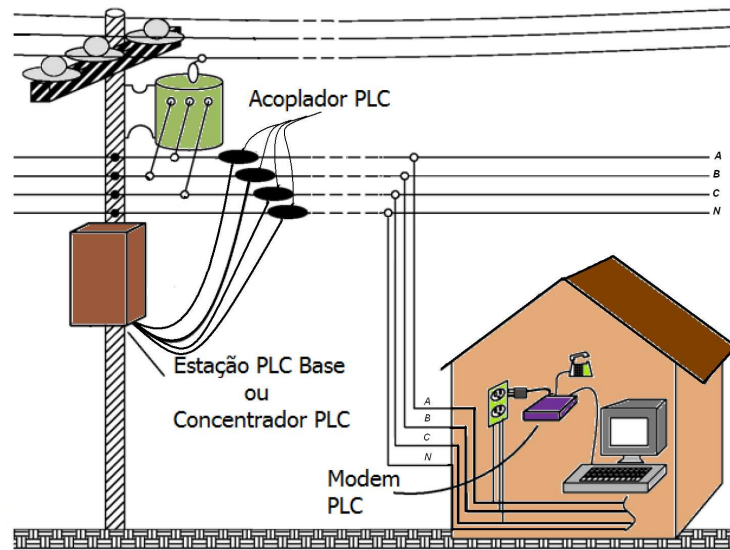


Figura 5.1: Topologia de uma rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e externa.

Para aplicações *smart grid communications*, as quais se notabilizam pelo emprego de sistemas de telecomunicações que fornecem baixas taxas de transmissão de dados, com elevada confiabilidade, explorar as diversidades supracitadas é de grande interesse para, sobretudo, atender as demandas de Qualidade de Serviço (*Quality of Service*) (QoS) de *smart grid communications* (BOUHAFS F.; MACKAY, 2012) (NTHONTHO M.; CHOWDHURY, 2011).

Neste contexto, seja o modelo de um sistema de comunicação multiportadora, baseado na OFDM mostrado na Figura 5.2. De acordo com este modelo, o transmissor OFDM transmite réplicas de um símbolo OFDM em P períodos de símbolos distintos, através de P circuitos elétricos, os quais controlam os P possíveis modos de propagação comum e diferencial dos sinais elétricos entre os dispositivos transmissores e receptores. Tais circuitos elétricos são estabelecidos entre os cabos A, B, C e N,

conforme Figura 5.1, de forma que A e N, B e N e C e N, respectivamente, configuram os canais PLC em diversidade.

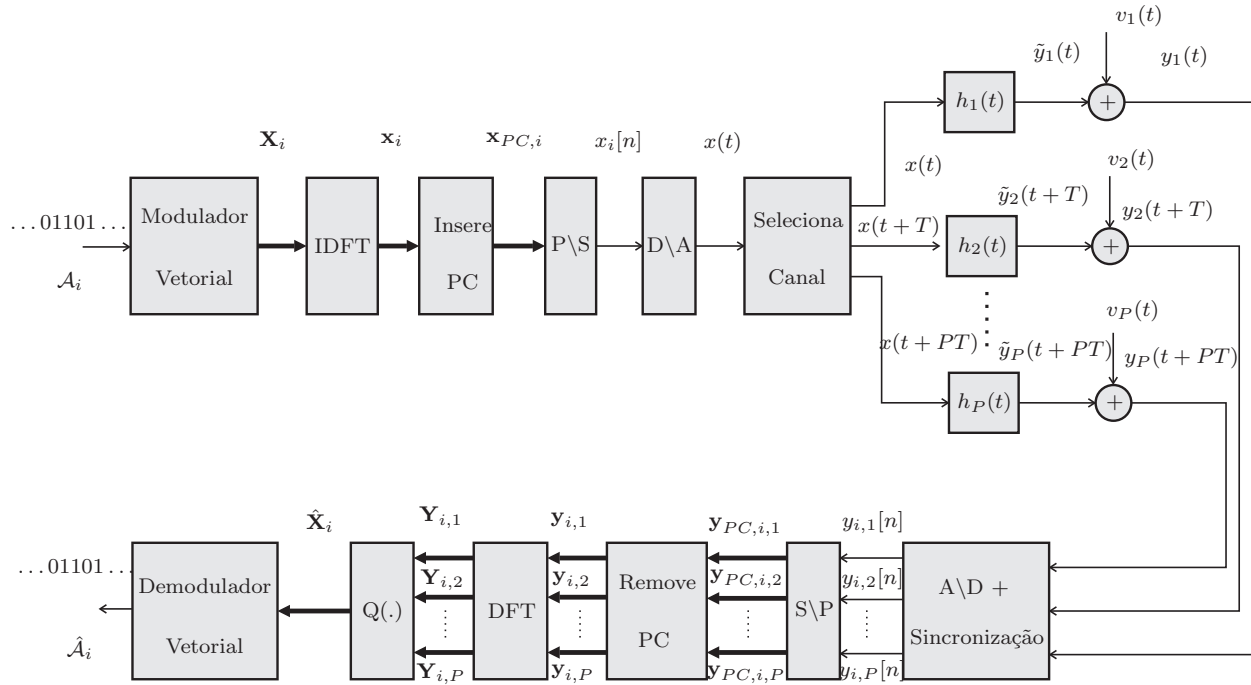


Figura 5.2: OFDM em diversidade com P canais individuais.

Modelando os circuitos elétricos como canais LIT, tem-se que a resposta ao impulso do p -ésimo canal PLC é $h_p(t)$. Além disso, considera-se o ruído como sendo aditivo em cada canal. Como a transmissão de símbolos dá-se em intervalos de símbolos distintos, tem-se que $h_{i,j}(t) = 0$, $i, j = 1, 2, \dots, P$, ou seja, inexistente *crosstalk*. Por questão de simplicidade, assume-se que $h_p(t)$ ocupa uma banda de frequência definida por $[0, B)$ Hz; $T = T_{OFDM} + T_{PC}$, em que T_{OFDM} é o período do símbolo OFDM e T_{PC} é o intervalo do prefixo cíclico.

Por definição, $T_{OFDM} = NT_s$ e $T_{PC} = L_{h_p}T_s$, em que $T_s = \frac{1}{2B}$, $p = 1, 2, \dots, P$, L_{h_p} é o comprimento da p -ésima resposta ao impulso do canal no tempo discreto, $h_p[n] = h_p(t)|_{t=nT_s}$. Neste modelo de comunicação baseada em multiportadora, explorar a diversidade temporal-espacial-espectral para aumentar a confiabilidade e/ou robustez se configura como uma possibilidade interessante. Uma vez que P réplicas do mesmo sinal são transmitidas, tem-se que a vazão é reduzida em até $\frac{1}{P}$.

Tomando-se o modelo ilustrado na Figura 5.2 como referência, réplicas do mesmo sinal são transmitidas em P diferentes fases da rede de energia elétrica, em P diferentes intervalos de tempo, selecionados pelo bloco Seleciona Canal, a partir do nó transmissor.

No lado da recepção, a seleção é realizada, considerando-se sincronização perfeita, pelo bloco Selecciona Canal, de forma a compatibilizar os intervalos de tempo entre as seleções dos canais de comunicação.

Assumindo que o sinal $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ tenha sido gerado com técnicas de modulação QAM, tal como citado na Seção 3.1, a transmissão e a recepção através do p -ésimo canal PLC deste i -ésimo símbolo, é de acordo com a Seção 3.1; os blocos de conversão analógico-digital (A/D) e digital-analógico (D/A) sejam ideais; a sincronização no receptor seja perfeita, então tem-se

$$\hat{\mathbf{X}}_i = Q(\mathbf{Y}_{i,1}, \mathbf{Y}_{i,2}, \dots, \mathbf{Y}_{i,P}), \quad (5.1)$$

em que $\mathbf{Y}_{i,p}$, $p = 1, 2, \dots, P$, é a DFT normalizada do vetor $\mathbf{y}_{i,p}$. Os vetores $\mathbf{y}_{i,p}$ são obtidos de forma idêntica aos vetores \mathbf{y}_{OD} , vide Seção 3.2.1. Para facilitar a apresentação do desenvolvimento matemático, a seguir, o índice i , o qual refere-se ao i -ésimo símbolo, é omitido. Assim sendo, tem-se que o símbolo recebido pelo receptor no p -ésimo intervalo de símbolo é, no domínio da frequência e na forma vetorial, expresso por

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_p &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_p \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} (\tilde{\mathbf{y}}_p + \mathbf{v}_p) \\ &= \tilde{\mathbf{Y}} + \mathbf{V}_p \\ &= \mathcal{H}_p \mathbf{X} e^{j2\pi K(p-1)} + \mathbf{V}_p, \end{aligned} \quad (5.2)$$

em que $K = L_{h_{\max}} + N$, $L_{h_{\max}} = \max_p L_{h_p}$. O símbolo recebido \mathbf{Y}_p refere-se ao símbolo \mathbf{X} transmitido através do p -ésimo canal $h_p(t)$, durante o p -ésimo período de símbolo. Note que o termo $e^{j2\pi k(p-1)}$ refere-se ao atraso gerado no transmissor para transmitir o símbolo no p -ésimo canal. Já $\mathcal{H}_p = \text{diag}\{H_p(0), H_p(1), \dots, H_p(N-1)\}$ e $H_p(l)$ é o l -ésimo coeficiente da DFT normalizada da resposta ao impulso do canal PLC, cujos comprimentos são definidos por N e a representação vetorial é dada por

$$\mathbf{H}_p = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_p \\ \mathbf{0}_{N-L_{h_p}} \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

em que $\mathbf{h}_p = [h_p(0) h_p(1) \dots h_p(L_{h_p} - 1)]^T$ e $\mathbf{0}_{N-L_{h_p}}$ é um vetor coluna constituído de $N - L_{h_p}$ zeros. Note que $\{h_p(n)\}_{n=0}^{L_{h_p}-1}$ é a resposta ao impulso no tempo discreto do p -ésimo canal PLC.

A questão de investigação, a qual é considerada neste capítulo, é a seguinte: Qual é

a estratégia de implementação da função $Q(\cdot)$ capaz de explorar a diversidade presente no receptor e de minimizar a taxa de *bits* errados, quando a modulação 4-QAM e a detecção coerente são consideradas?

5.2 UMA PROPOSTA PARA A FUNÇÃO $Q(\cdot)$

Em comunicação de dados via rede de energia elétrica, um fenômeno fundamental que degrada a transmissão de dados é o desvanecimento variante no tempo. Este fenômeno é descrito como a interferência construtiva ou destrutiva entre os sinais que chegam ao receptor através de diferentes percursos, vide Equação (2.4) de multipropagação dos sinais em canais PLC.

Assim sendo, os sinais com atrasos e fases distintas podem gerar uma flutuação aleatória no nível do sinal no receptor. Quando a interferência entre os sinais é destrutiva, ocorre o fenômeno denominado desvanecimento. Desvanecimentos elevados podem ocorrer em instantes de tempo, bandas de frequência e regiões espaciais particulares, o que resulta na degradação severa da qualidade do sinal no receptor e, conseqüentemente, tornando impossível a detecção e a decodificação dos sinais recebidos (PROAKIS; SHAMAI, 1998).

Para lidar com o desvanecimento devido aos multipercursos do sinal na rede de energia elétrica, assumindo-se que a potência e a largura de banda não se alteram, pode-se aplicar as técnicas de comunicação em diversidade. A idéia básica sobre comunicação em diversidade é a transmissão da mesma informação através de no mínimo dois ou mais canais PLC. Na comunicação em diversidade as decisões são realizadas pelo receptor e são desconhecidas pelo transmissor. Algumas das técnicas lineares de combinação de sinais para comunicação em diversidade são as seguintes (BRENNAN, 2003) (SRIVASTAVA, 2010):

1. Combinação seletiva (SEL);
2. Combinação de ganhos iguais (GI);
3. Combinação de razão máxima (RM).

De forma a definir a Função $Q(\cdot)$, seja $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ um símbolo OFDM no domínio da frequência, cujos coeficientes são gerados por um modulador digital de dados. Considerando o modelo ilustrado na Figura 5.2, tem-se que o símbolo recebido na

saída do p -ésimo canal é \mathbf{Y}_p , tal como na Equação (5.2). A concatenação dos vetores \mathbf{Y}_p , $p = 1, 2, \dots, P$, resulta na matriz $\mathbf{M}_\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_P]$. Se um número $M \in \mathbb{Z} | 0 < M < \infty$ de símbolos OFDM são transmitidos e a variância nos subcanais é estimada, então obtém-se a matriz de SNR dada por: $\mathbf{M}_\gamma = [\gamma_1 \gamma_2, \dots, \gamma_P]$, em que $\gamma_p = [\gamma_{0,p}, \gamma_{1,p}, \dots, \gamma_{N-1,p}]^T$ e $\gamma_{k,p}$ é a estimativa da SNR na k -ésima subportadora associada ao p -ésimo canal PLC.

Seja $\sigma_{X_p(k)}^2$ a variância do símbolo transmitido com a k -ésima subportadora através do p -ésimo canal PLC quando o modelo do ruído é AIGN (assume-se a PSD do ruído constante dentro da banda de frequência); $H_p(k)$ é o ganho do k -ésimo subcanal associado ao p -ésimo canal PLC tal que o subcanal é plano, ou seja, a banda de coerência do p -ésimo canal é maior do que a largura de banda de suas sub-bandas; $\sigma_{V_p(k)}^2$ é a variância do ruído no k -ésimo subcanal associado ao p -ésimo canal PLC, então

$$\gamma_{k,p} = \frac{\sigma_{X_p(k)}^2 |H_p(k)|^2}{\sigma_{V_p(k)}^2}, \quad (5.4)$$

é a SNR do k -ésimo subcanal associado ao p -ésimo canal PLC.

Se a técnica de combinação seletiva é utilizada, então o símbolo OFDM selecionado é dado por

$$\mathbf{Y}_\mathbf{D} = [\mathbf{M}_\mathbf{Y} \odot \mathbf{D}] \mathbf{1}_P, \quad (5.5)$$

em que $\mathbf{D} \in \{0, 1\}^{N \times P}$, cuja p -ésima coluna é constituída de zeros e a j -ésima posição dessa coluna é igual a 1, $\mathbf{1}_P$ é um vetor de dimensão $P \times 1$ formado de uns e \odot representa o operador do produto de Hadamard, ou seja, $\mathbf{p} \odot \mathbf{q} = [p_0 q_0 p_1 q_1 \dots p_{N-1} q_{N-1}]^T$. A j -ésima posição associada à p -ésima coluna de \mathbf{D} é obtida a partir de

$$j_p = \max_p \{\gamma_{k,p}\}, p = 1, 2, \dots, P. \quad (5.6)$$

O FDE é expresso por

$$\mathcal{W}_\mathbf{D} = [\mathbf{M}_\mathcal{W} \odot \mathbf{D}] \mathbf{1}_P, \quad (5.7)$$

em que

$$\mathbf{M}_\mathcal{W} = \begin{bmatrix} \mathcal{W}_{11} & \mathcal{W}_{12} & \dots & \mathcal{W}_{1P} \\ \mathcal{W}_{21} & \mathcal{W}_{22} & \dots & \mathcal{W}_{2P} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathcal{W}_{N1} & \mathcal{W}_{N2} & \dots & \mathcal{W}_{NP} \end{bmatrix}, \quad (5.8)$$

em que $\mathcal{W}_{1p}, \mathcal{W}_{2p}, \dots, \mathcal{W}_{Np}$ são os coeficientes do FDE, seja baseado no critério ZF ou MMSE, associados ao p -ésimo canal PLC.

Finalmente,

$$\hat{\mathbf{X}} = \text{diag}\{\mathcal{W}_{\mathbf{D}}\} \mathbf{Y}_{\mathbf{D}}, \quad (5.9)$$

em que $\hat{\mathbf{X}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ é a estimativa do símbolo OFDM transmitido.

Se a técnica de ganhos iguais é aplicada, então define-se o vetor $\boldsymbol{\alpha} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, tal que o seu k -ésimo coeficiente é expresso por

$$\alpha_k = \frac{1}{P}. \quad (5.10)$$

Então, pode-se definir

$$\mathbf{M}_{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{M}_{\mathbf{Y}} \odot \mathbf{M}_{\mathcal{W}}, \quad (5.11)$$

em que a matriz $\mathbf{M}_{\mathcal{W}}$ foi definida na Equação (5.8) e

$$\mathbf{M}_{\hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} \hat{X}_{11} & \hat{X}_{12} & \dots & \hat{X}_{1P} \\ \hat{X}_{21} & \hat{X}_{22} & \dots & \hat{X}_{2P} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{X}_{N1} & \hat{X}_{N2} & \dots & \hat{X}_{NP} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

é a matriz que contém as estimativas dos símbolos OFDM, $\hat{\mathbf{X}}_1, \hat{\mathbf{X}}_2, \dots, \hat{\mathbf{X}}_P$, estimadas a partir das saídas dos P canais PLC, ou seja, $\hat{\mathbf{X}}_p = \text{diag}\{\mathcal{W}_p\} \mathbf{Y}_p$, em que $\mathcal{W}_p = [\mathcal{W}_{1p}, \mathcal{W}_{2p}, \dots, \mathcal{W}_{Np}]$, $p = 1, 2, \dots, P$. Finalmente,

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{M}_{\hat{\mathbf{X}}} \boldsymbol{\alpha} \quad (5.13)$$

é a estimativa do símbolo OFDM transmitido.

Quando a combinação de razão máxima é empregada, tem-se que o k -ésimo coeficiente da matriz $\mathbf{M}_{\boldsymbol{\alpha}} \in \mathbb{R}^{N \times P}$ é expresso por

$$\alpha_{k,p} = \frac{\gamma_{k,p}}{\sum_{j=1}^P \gamma_{k,j}}. \quad (5.14)$$

Portanto, a partir da Equação (5.11), tem-se

$$\hat{\mathbf{X}} = [\mathbf{M}_{\hat{\mathbf{X}}} \odot \mathbf{M}_{\boldsymbol{\alpha}}] \mathbf{1}_P, \quad (5.15)$$

que é a estimativa do símbolo OFDM transmitido.

5.3 RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Nesta Seção são apresentados os resultados de desempenho comparativos entre a proposta, descrita na Seção 5.2, e o uso de OFDM sem diversidade. Para a realização das simulações computacionais considerou-se: modulação 4-QAM; ruído AWGN e AIGN; as componentes impulsivas do ruído AIGN estão 20 dB acima da potência do ruído de fundo; os canais PLC são modelados pela Equação (2.4) e cujos parâmetros são listados nas Tabelas 5.2 e 5.3; parametrização do esquema OFDM conforme Tabela 5.1; $\|\mathbf{Y}\|^2 = 1$ e $\|\mathbf{h}_p\|^2 = 1$ e a FDE considerou o critério MMSE. Adicionalmente, o ruído gerado computacionalmente na fase de simulação de transmissões efetivas para cada percurso é assumido como descorrelacionado.

Parâmetro	Valores
Banda de frequência	0 - 10 MHz
Comprimento do símbolo ($N + L_{PC}$)	512
Comprimento do PC	52
Modulação coerente	4-QAM

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados nas simulações.

As Figuras 5.3 e 5.4 mostram o desempenho do esquema OFDM quando empregado para transmitir dados através dos canais PLC 1, $h_1(t)$, PLC 2, $h_2(t)$ e PLC 3, $h_3(t)$. Por questão de simplicidade, as curvas de desempenho são representadas por Canal PLC 1, Canal PLC 2 e Canal PLC 3. As curvas *Proposta* $P = 2$ e *Proposta* $P = 3$, apresentam o desempenho da **Proposta**, vide Seção 5.2, quando são considerados dois ou três canais PLC para explorar a comunicação em diversidade, em que Sel RM e GI referem-se, respectivamente, ao critério de combinação seletiva, de razão máxima e ganhos iguais. Para a obtenção destes gráficos, considerou-se que os três canais PLC referem-se aos circuitos elétricos, a saber: fase A-neutro, fase B-neutro e fase C-neutro.

Canal	Número de percursos dominantes ' L '	a_0	a_1
$h_1(t)$	15	0	$7,8 \times 10^{-10}$
$h_2(t)$	4	0	$7,8 \times 10^{-10}$
$h_3(t)$	6	0	$8,1 \times 10^{-10}$

Tabela 5.2: Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador.

Os parâmetros d_i , g_i e τ_i na Tabela 5.3, são respectivamente a distância em metros, o fator de ponderação e o atraso dos múltiplos percursos do canal PLC, vide Equação (2.4).

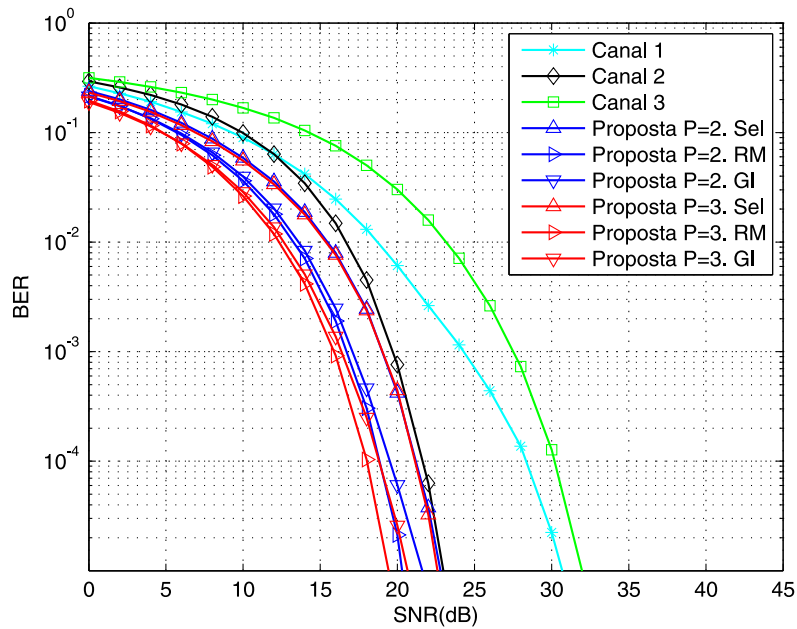


Figura 5.3: Desempenho do sistema OFDM e modulação QAM, topologia ilustrada Figura 5.2, ruído AWGN para $P = (2 \text{ e } 3)$.

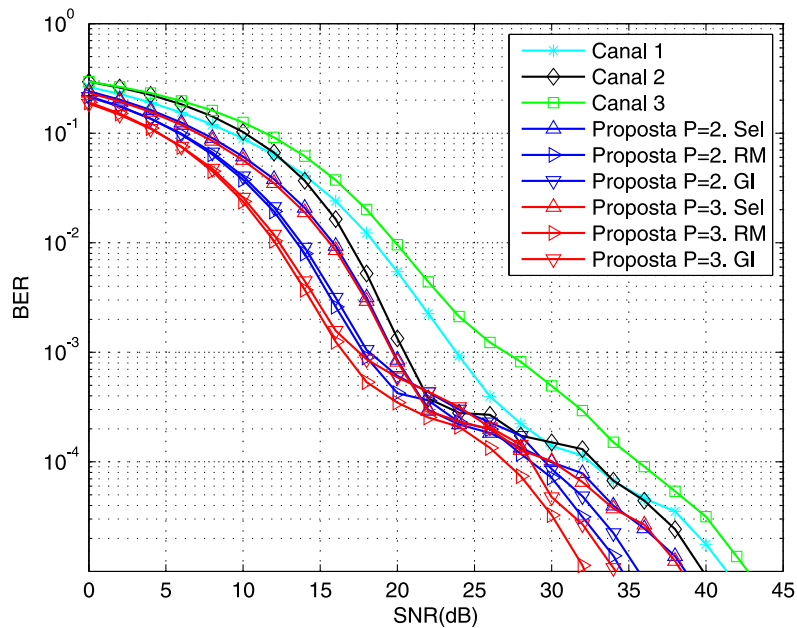
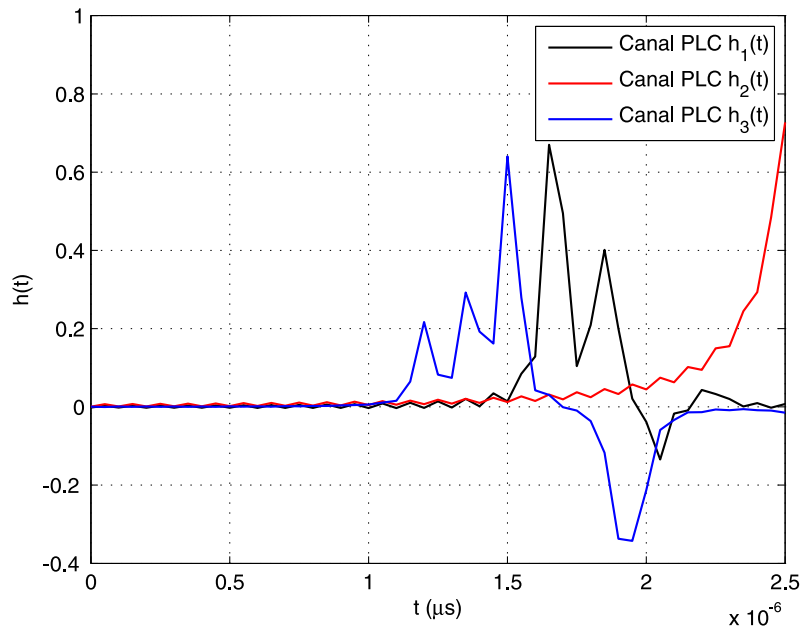


Figura 5.4: Desempenho do sistema OFDM e modulação QAM, topologia ilustrada Figura 5.2, ruído AIGN para $P = (2 \text{ e } 3)$.

Os resultados representados pelas curvas *Proposta* $P = 2$, Sel, RM e GI e *Proposta* $P = 3$, Sel, RM e GI, mostradas nas Figuras 5.3 e 5.4, são resultados da seleção de subportadoras considerando a diversidade $P = 2$ e $P = 3$, em combinação seletiva,

Canal	Parâmetro	Valores
$h_1(t)$	d_i	[90, 102, 113, 143, 148, 200, 260, 322, 411, 490, 567, 740, 960, 1130, 1250]
	g_i	10^{-1} [0, 29, 0, 43, 1, 03, -0, 58, -0, 45, -0, 4, 0, 38, -0, 38, 0, 71, -0, 35, 0, 65, -0, 55, 0, 42, -0, 59, 0, 49]
	τ_i	10^{-6} [0, 6, 0, 68, 0, 753, 0, 953, 0, 987, 1, 333, 1, 733, 2, 147, 2, 740, 3, 267, 3, 780, 4, 933, 6, 4, 7, 533, 8, 333]
$h_2(t)$	d_i	[125, 139, 153, 167,2]
	g_i	[0, 64, 0, 38, -0, 15, 0, 05]
	τ_i	10^{-6} [0, 83, 0, 93, 1, 02, 1, 12]
$h_3(t)$	d_i	[200, 221, 242, 259, 266, 530]
	g_i	[0, 54, 0, 28, -0, 15, 0, 08, -0, 03, -0, 02]
	τ_i	10^{-6} [1, 33, 1, 47, 1, 61, 1, 73, 1, 77, 3, 5]

Tabela 5.3: Relação dos parâmetros utilizados nos canais PLC do simulador.

Figura 5.5: Resposta ao impulso dos Canais PLC $h_1(t)$, $h_2(t)$ e $h_3(t)$.

de razão máxima e ganhos iguais, respectivamente. No primeiro caso, o qual avalia o desempenho do sistema na presença de ruído AWGN, o resultado apresentado pela curva *Proposta* $P = 2$ Sel mostrou desempenho inferior à GI em 1,2 dB e em 2,5 dB à RM, a qual apresentou desempenho em aproximadamente 20,3 dB. Ainda no mesmo caso, o resultado apresentado pela curva *Proposta* $P = 3$ Sel mostrou desempenho inferior à GI em 1,9 dB, a qual foi inferior à RM em 1,3 dB que por sua vez apresentou desempenho em 19,3 dB. Ambos casos, $P = 2$ e $P = 3$, quando a BER apresenta o valor de 10^{-5} . No presente caso, as curvas *Proposta* apresentaram desempenho superior aos canais sem diversidade, dentre os quais o Canal PLC 1 resultou em 30,8 dB, o Canal

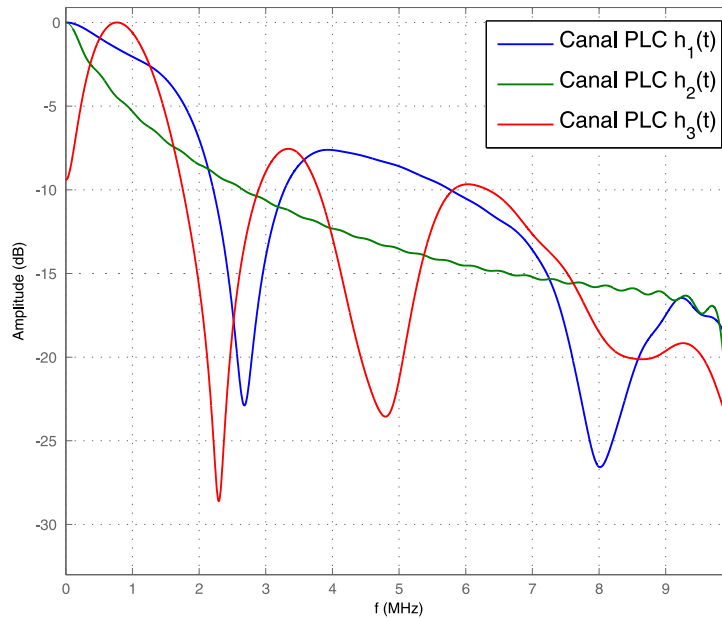


Figura 5.6: Resposta em frequência dos Canais PLC $h_1(t)$, $h_2(t)$ e $h_3(t)$.

PLC 2, 23 dB e o Canal PLC 3, 32 dB.

O melhor desempenho observado, referente à curva *Proposta* $P = 3$ RM é superior em 3,7 dB ao do melhor canal sem diversidade, Canal PLC 2, considerando a BER em 10^{-5} . Já a curva *Proposta* $P = 2$ Sel, mostra o desempenho em 0,2 dB superior ao mesmo canal sem diversidade, considerando-se o mesmo patamar de BER. No segundo caso, em que o sistema se encontra na presença de ruído AIGN, verifica-se melhor desempenho da curva *Proposta* $P = 3$ em relação à *Proposta* $P = 2$, e respectivamente superior aos canais sem diversidade.

Nota-se que o desempenho do sistema melhora à medida em que a diversidade aumenta (P aumenta). De uma forma geral, observa-se que a aplicação do critério de combinação seletiva de subportadoras resultou no pior desempenho entre as técnicas de combinação avaliadas, tendo a combinação de ganhos iguais, sob as condições avaliadas no presente estudo, o melhor desempenho, ligeiramente superior à combinação de razão máxima, quando a diversidade foi de três canais.

Pode-se concluir, com base nos resultados apresentados pelas curvas *Proposta* $P = 2$ e *Proposta* $P = 3$, que com o aumento da diversidade, há melhoria do desempenho ao se combinar os canais diversos na recepção, visto que a segunda é 1,4 dB superior à primeira quando a combinação de ganhos iguais é considerada.

5.4 SUMÁRIO

Neste capítulo foi descrito o modelo de diversidade espaço-temporal utilizando o OFDM, e modulação diferencial com detecção coerente para transmissão de dados através de canais PLC. O cenário de diversidade explorado aqui para fins de avaliação de desempenho, inclui uma configuração topológica contendo P diferentes canais. Como pudemos observar na Seção 5.3, os resultados da avaliação de desempenho obtidos mostram que o emprego de técnicas simples de seleção de símbolos trazem vantagem em termos de redução da BER, em comparação com comunicação de dados sem diversidade entre dois pontos em único canal de transmissão, entretanto a taxa de transmissão de dados pode ser reduzida em até $1/P$, posto que P intervalos de tempo são utilizados para a transmissão de dados.

6 CONCLUSÃO

Esta dissertação discutiu a aplicação de técnicas de cooperação entre elementos componentes de um sistema de comunicação digital em sistemas PLC. As análises foram feitas considerando modelos de canais PLC invariantes no tempo, com base no modelo proposto por (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). Além disso foram considerados ruídos AWGN e AIGN, cujo modelamento foi proposto em (PICORONE, 2009), os quais tipicamente são verificados na rede de distribuição de energia elétrica, no nível de baixa tensão, como meio de comunicação digital. Foram utilizados os sistemas de transmissão SC-CP e OFDM com recepção coerente adotando-se FDE nos critérios ZF e MMSE.

A comunicação cooperativa quando faz uso do esquema OFDM sobre redes de energia elétrica, no presente estudo, apresentou o desempenho do protocolo de cooperação AF1 inferior aos protocolos AF2 e DF, da mesma forma que o segundo se apresentou inferior ao terceiro. Tal comportamento é justificado pela amplificação de ruído, que é maior com o uso do protocolo AF1, uma vez que o sinal é amplificado no nó retransmissor e retransmitido ao trecho seguinte, adicionado pelo ruído que também sofreu amplificação, além das perturbações inseridas pelos canais do primeiro e segundo trechos. Com o uso do protocolo AF2 tal característica é minimizada ao se equalizar o sinal no nó retransmissor antes de sua transmissão, acrescido do respectivo ganho inerente do modelo, por se remover a influência do canal do primeiro trecho. Entretanto, o ruído repassado de um trecho ao seguinte sofre influência do equalizador. Já em DF, o sinal retransmitido é deteriorado pela ação do ruído presente no primeiro trecho do modelo, entre o nó de origem e o retransmissor, já que o sinal ao ser decodificado, tem a influência do ruído parcialmente eliminada. Desta forma, não há amplificação do ruído de um trecho ao próximo, mas apenas da retransmissão de informações que foram corrompidas.

E ainda, neste mesmo cenário, nota-se que a desigualdade $L_{PC} \geq L_{\max} - 1$, em que $L_{\max} = \max\{L_{h_{OR_1}} + L_{h_{R_1D}}, L_{h_{OD}}\}$, deve ser atendida quando o símbolo é transmitido

no nó O durante o i -ésimo e subsequente período de símbolo OFDM. Assim sendo, o intervalo de tempo do PC no i -ésimo e subsequente período de símbolo é o dobro do mesmo adotado para o protocolo AF2 e para o protocolo DF. Ou seja, o protocolo AF1 neste cenário, além de resultar em menor desempenho, reduz a vazão do canal em relação aos protocolos AF2 e DF.

A comunicação cooperativa quando faz uso do esquema SC-CP, similarmente ao verificado no esquema OFDM, apresenta o desempenho do protocolo de cooperação AF1 inferior aos protocolos AF2 e DF, sendo válidas as conclusões obtidas no respectivo esquema. Fato similar ao verificado no esquema OFDM, em SC-CP o comportamento do intervalo de tempo do PC no i -ésimo e subsequente período de símbolo é o dobro do mesmo adotado para o protocolo AF2 e para o protocolo DF. Em SC-CP o desempenho do protocolo AF1 é inferior aos protocolos AF2 e DF, além de ter a vazão do canal reduzida.

Comparando-se os resultados obtidos com comunicação cooperativa baseada em SC-CP e OFDM, nota-se melhor desempenho no primeiro. De fato, estudos anteriores mostram tal vantagem ao se comparar um sistema de transmissão simples entre dois nós, (NG; CHUAH, 2010), (SARI; KARAM; JEANCLAUDE, 1995), tal vantagem é verificada também em cenário de cooperação.

A técnica de diversidade empregando-se o esquema OFDM e modulação 4-QAM, com recepção coerente e FDE baseada no critério MMSE, foi avaliada na presente dissertação, tendo sido mostrado que a Função $Q(\cdot)$, conforme Seção 5.2, mostrou-se eficaz na combinação seletiva, de razão máxima e ganhos iguais, das melhores subportadoras dentre as associadas aos P canais em diversidade. O desempenho apresentado pela Função $Q(\cdot)$ com diversidade de dois canais e a Função $Q(\cdot)$ com diversidade de três canais foi superior ao desempenho dos canais individuais sem diversidade, verificando-se melhor desempenho do sistema com o acréscimo de canais em diversidade.

Para ambos casos, cooperação e diversidade, tem-se maior robustez do que em sistemas convencionais dotados de único canal de transmissão, contudo, com redução na vazão resultante do sistema em até $1/P$, em que P representa o número de canais PLC em diversidade.

Como temas sugeridos para trabalhos futuros, incluem-se:

1. Empregar a codificação cooperativa, como em (LAMPE; VINCK, 2011), porém explorando-se diversidade espaço-temporal, conforme abordado na presente dis-

sertação;

2. Explorar novas topologias de cooperação, conforme debatido na Seção 2.3 da presente dissertação;
3. Estudar o uso de canais PLC, no simulador desenvolvido no presente trabalho, obtidos por meio de medições em ambientes reais, o que, certamente, poderá trazer melhor senso de aplicabilidade prática das técnicas discutidas aqui;
4. Avaliar o comportamento de técnicas que possibilitem selecionar um ou mais elementos retransmissores entre os nós O e D , como uma forma de otimização do cenário de cooperação para aplicação em sistemas PLC banda larga.

REFERÊNCIAS

- ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Select Areas In Communications, IEEE Journal On*, v. 16, n. 08, out. 1998.
- ANATORY, J.; THEETHAYI, N. *Broadband Power Line Communication Systems: Theory and Applications*. [S.l.]: WIT Press, 2010.
- ASTANEH, S. A.; GAZOR, S. Collaborative communications: Joint relay and protocol selection. *Information Theory, 11th Canadian Workshop on*, p. 25 – 28, 2009.
- AZARIAN K.; EL GAMAL, H.; SCHNITER, P. Achievable diversity-vs-multiplexing tradeoffs in half-duplex cooperative channels. *Information Theory Workshop, 2004. IEEE*, p. 292 – 297, out. 2004.
- BALABAN, P.; SALZ, J. Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio-part i:theoretical considerations. *Communications, IEEE Transactions On*, v. 40, n. 05, maio 1992.
- BAUER, A. et al. An ant colony optimization approach for the single machine total tardiness problem. In: IEEE. *Evolutionary Computation*. [S.l.]: IEEE Conferences, 1999. v. 2.
- BENVENUTO N.; TOMASIN, S. On the comparison between ofdm and single carrier modulation with a dfe using a frequency-domain feedforward filter. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 6, p. 947 – 955, jul. 2002.
- BEVERAGE, H. H.; PETERSON, H. O. Diversity receiving system of r.c.a. communications,inc., for radiotelegraphy. *The Institute of Radio Engineers, Proceedings of*, v. 19, n. 4, abr. 1931.
- BIGLIERI, E. Coding and modulation for a horrible channel. *Communications Magazine, IEEE*, p. 92 – 98, maio 2003.
- BONABEAU, E.; DORIGO, M.; THERAULAZ, G. Swarm intelligence: From natural to artificial systems. *Evolutionary Computation, IEEE Transactions On*, v. 4, n. 2, jul. 2000.
- BOUHAFS F.; MACKAY, M. M. M. Links to the future: Communication requirements and challenges in the smart grid. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, n. 1, p. 24 – 32, 2012.
- BRENNAN, D. Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IEEE*, v. 91, n. 2, p. 331 – 356, 2003.
- CARCELLE, X. *Réseaux CPL par la pratique*. [S.l.]: Groupe Eyrolles, 2006.

- CHAE, S.-S. J. S. J. P. C. S. P. J.-S. Isochronous resource reservation for the deterministic delay guaranteed collaboration. In: IEEE. *Consumer Electronics, 2007. ISCE 2007. IEEE International Symposium on*. [S.l.]: IEEE Conference Publications, 2007.
- CISCO. *Forecast and Methodology, 2010-2015*. [S.l.], jun. 2011.
- COLORNI, A.; DORIGO, M.; MANIEZZO, V. Distributed optimization by ant colonies. In: *Artificial Life, European Conference On*. [S.l.]: Elsevier Publishing, 1991. p. 134–142.
- CREDER, H. *Instalações Elétricas*. 13. ed. [S.l.]: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1995.
- CUI, S.; GOLDSMITH, A. J.; BAHAI, A. Energy-efficiency of mimo and cooperative mimo techniques in sensor networks. *SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE JOURNAL ON*, 2004.
- D’ALESSANDRO, S.; TONELLO, A. M.; VERSOLATTO, F. Power savings with opportunistic decode and forward over in-home plc networks. In: IEEE. *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium*. 10.1109/ISPLC.2011.5764386, 2011. p. 176 – 181.
- DAS S.; OHBA, Y. K. M. F. D. D. S. A key management framework for ami networks in smart grid. *Communications Magazine, IEEE*, n. 50, p. 30 – 37, ago. 2012.
- DEPURU S.S.S.R.; LINGFENG WANG; DEVABHAKTUNI, V. G. N. Smart meters for power grid - challenges, issues, advantages and status. In: IEEE. *Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES*. [S.l.]: IEEE Conference Publications, 2011. p. 1 – 7.
- DOHLER, M.; LI, Y. *Cooperative Communications Hardware, Channel and PHY*. [S.l.]: John Wiley and Sons, Ltd, 2010.
- DOSTERT, K. Power lines as high speed data transmission channels-modelling the physical limits. In: IEEE. *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on*. [S.l.]: CONFERENCE PUBLICATIONS, 1998. v. 2, p. 585 – 589.
- DRABAREK, J. Ant algorithms applied to electronic system diagnosis. In: CONFERENCES, I. (Ed.). *Microelectronics, CAD Systems in*. [S.l.]: IEEE Conferences, 2007. p. 334–337.
- FADLULLAH Z.M.; FOUDA, M. K. N. T. A. I. N. N.-Y. Toward intelligent machine-to-machine communications in smart grid. *Communications Magazine, IEEE*, v. 49, n. 4, p. 60 – 65, abr. 2011.
- FERREIRA, A. L. S. *Análise de Técnicas de Detecção de Sinais UWB em Ambientes PLC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- FETEIHA, M. F.; UYSAL, M. Multipath-doppler diversity for broadband cooperative vehicular communications. *Vehicular Technology Conference*, v. 1, 2003.

- GIOVANELI, C. L. et al. Application of space-time diversity/coding for power line channels. In: ISPLC (Ed.). *Power-Line Communications and its Applications - ISPLC, Proc. 6th Int. Symposium on*. Athens, Greece, 2002. p. 101–105.
- GUSMAO A.; DINIS, R. E. N. On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 7, p. 1029 – 1033, jul. 2003.
- HASHMI M.; HANNINEN, S. M. K. Survey of smart grid concepts, architectures, and technological demonstrations worldwide. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America), 2011 IEEE PES Conference on*. [S.l.]: IEEE Conference Publications, 2011. p. 1 – 7.
- HAUSMAN, A. An analysis of dual diversity receiving systems. *Proceedings of the IRE*, v. 42, n. 6, p. 944 – 947, jun. 1954.
- HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- HORMIS, R.; BERENGUER, I.; WANG, X. A simple baseband transmission scheme for power line channels. *SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE JOURNAL ON*, v. 24, n. 7, p. 1351 – 1363, jul. 2006.
- JAGANNATHAN S.; CIOFFI, J. M. H. Z. Multiuser ofdma resource allocation algorithms for in-home power-line communications. *Global Telecommunications Conference, 2008*, p. 1 – 5, 2008.
- KHALILI R.; SALAMATIAN, K. A new relaying scheme for cheap wireless relay nodes. In: IEEE. *Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks, 2005. WIOPT 2005. Third International Symposium on*. [S.l.]: IEEE Conference Publications, 2005.
- LAMPE, L.; SCHOBBER, R.; YIU, S. Distributed space-time coding for multihop transmission in power line communication networks. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 24, p. 1389 – 1400, 2006.
- LAMPE, L.; VINCK, A. H. On cooperative coding for narrow band plc networks. *Electronics and Communications (AEÜ), International Journal of*, 2011.
- LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. *Information Theory, IEEE Transactions On*, v. 50, n. 12, dez. 2004.
- LANEMAN, J. N.; WORNELL, G. W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network. *Information Theory, IEEE Transactions On*, v. 49, n. 10, out. 2003.
- LIU, P.; TAO, Z.; PANWAR, S. A cooperative mac protocol for wireless local area networks. *Communications, IEEE International Conference on*, v. 5, p. 2962 – 2968, 2005.
- MITRA, S. K. *Digital Signal Processing: A Computer-based Approach*. 2. ed. [S.l.]: McGraw Hill, 2001.

- MITRAN, P.; OCHIAI, H.; TAROKH, V. Space-time diversity enhancements using collaborative communications. *Information Theory, IEEE Transactions On*, v. 51, p. 2041 – 2057, jun. 2005.
- MOLISCH, A. F. *Wireless Communications*. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011.
- NG, Y. H.; CHUAH, T. C. Single-carrier cyclic prefix-assisted plc systems with frequency-domain equalization for high-data-rate transmission. *Power Delivery, IEEE Transactions On*, v. 25, n. 3, p. 1450 – 1457, jul. 2010.
- NTHONTHO M.; CHOWDHURY, S. W. S. Smart communication networks standards for smart energy management. In: IEEE (Ed.). *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 – 9.
- PABST, R. et al. Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio. *Communications Magazine, IEEE*, v. 42, p. 80 – 89, set. 2004.
- PATEL, C.; STUBER, G. Channel estimation for amplify and forward relay based cooperation diversity systems. *Wireless Communications, IEEE Transactions On*, v. 6, p. 2348 – 2356, jun. 2007.
- PICORONE, A. Â. M. *Uma Contribuição a Estimaçãao de Canais PLC Variantes no Tempo utilizando Sinais Pilotos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2009.
- PROAKIS, E. B. J.; SHAMAI, S. Fading channels: Information-theoretic and communications aspects. *Information Theory, IEEE Transactions On*, v. 44, n. 6, p. 2619 – 2692, out. 1998.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 4. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, Inc., 2001.
- QUAN, Z.; RIBEIRO, M. A low cost stbc-ofdm system with improved reliability for power line communications. *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), International Symposium on*, p. 261 – 266, 2011.
- RAN-WG1, G. *3GPP TS 36.216 version 11.0.0 Release 11*. [S.l.], out. 2012.
- RAPPAPORT, T. S. *Wireless communications: principles and practice*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- SARI, H.; KARAM, G.; JEANCLAUDE, I. Transmission techniques for digital terrestrial tv broadcasting. *Communications Magazine, IEEE*, v. 33, n. 2, p. 100 – 109, fev. 1995.
- SEMBIRING Z.; SYAHRUDDIN, M. Performance analysis of discrete hartley transform based ofdm modulator and demodulator. In: IEEE. *Intelligent Systems, Modelling and Simulation (ISMS), 2012 Third International Conference on*. [S.l.]: CONFERENCE PUBLICATIONS, 2012. p. 674 – 679.
- SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity-part ii: Implementation aspects and performance analysis. *Communications, IEEE Transactions On*, v. 51, n. 11, nov. 2003.

SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity-part i:system description. *Communications, IEEE Transactions On*, v. 51, n. 11, nov. 2003.

SIMEONE, O.; SPAGNOLINI, U. Capacity region of wireless ad-hoc networks using opportunistic collaborative communications. *Communications, IEEE International Conference on*, v. 4, p. 1670 – 1674, 2006.

SIMIC, L.; BERBER, S. M.; SOWERBY, K. W. Partner choice and power allocation for energy efficient cooperation in wireless sensor networks. In: IEEE. [S.l.], 2008. p. 4255 – 4260.

SRIVASTAVA, N. Diversity schemes for wireless communication - a short review. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Islamabad Pakistan*, v. 15, n. 2, 2010.

TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. *Information Theory, IEEE Transactions On*, v. 45, n. 5, p. 1456 – 1467, jul. 1999.

TOOHER P.; SOLEYMANI, M. Power allocation for wireless communications using variable time-fraction collaboration. In: IEEE. *Communications, 2009. ICC '09. IEEE International Conference on*. [S.l.]: IEEE Conference Publications, 2009. p. 1 – 5.

WALZMAN, T.; SCHWARTZ, M. Automatic equalization using the discrete frequency domain. *Information Theory, IEEE Transactions On*, v. 19, n. 1, p. 59 – 68, jan. 1973.

WHEELER, W. The ant-colony as an organism. *Morphology, Journal of*, v. 22, p. 307–325, jun. 1911.

WU, Y.; PATZOLD, M. Performance analysis of amplify-and-forward cooperative communication systems with channel estimation errors. *Communication Systems, 11th IEEE Singapore International Conference on*, p. 1620 – 1624, 2008.

ZAMORANO J.L.; NSENGA, J. V. T. W. B. A. H. F. Impact of phase noise on ofdm and sc-cp. In: IEEE. *Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07. IEEE*. [S.l.]: IEEE Conference Publications, 2007. p. 3822 – 3825.

ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *Eletromagnetic Compatibility, IEEE Transactions On*, v. 44, n. 1, p. 249 – 258, fev. 2002.

ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *Communications, IEEE Transactions On*, v. 50, n. 4, abr. 2002.