



Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Luis Carlos Mathias

Análise, Modelagem e Implementação de um Sistema de Comunicação via Rede Elétrica para Domótica

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Estadual de Londrina
para obtenção do Título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Londrina, PR
2013



Luis Carlos Mathias

Análise, Modelagem e Implementação de um Sistema de Comunicação via Rede Elétrica para Domótica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Telecomunicações
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações Domóticos

Orientador:
Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo

Co-orientador:
Prof. Dr. Taufik Abrão

Londrina, PR
2013

Ficha Catalográfica

Mathias, Luis Carlos

Análise, Modelagem e Implementação de um Sistema de Comunicação via Rede Elétrica para Domótica. Londrina, PR, 2013. 132 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Modelagem de Canal. 2. Telecomunicação via rede elétrica. 3. Domótica. I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

Luis Carlos Mathias

Análise, Modelagem e Implementação de um Sistema de Comunicação via Rede Elétrica para Domótica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Telecomunicações

Especialidade: Sistemas de Telecomunicações Domóticos

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador

Prof. Dr. Taufik Abrão
Depto. de Engenharia Elétrica
Co-orientador

Prof. Dr. Bruno Augusto Angélico
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio

Prof. Dr. Fernando Ciriaco Dias Neto
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Londrina, 7 de agosto de 2013

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ter fornecido os recursos materiais e não materiais. Pelos meus pais que me fizeram tornar grande parte do homem que sou hoje e pela paciência e apoio por parte de minha esposa e de meu filho ainda pequeno.

Também pela paciência, pronta disponibilidade do meu orientador Prof. Dr. Leonimer. Pelo esforço e contribuições ao trabalho por parte do meu co-orientador Prof. Dr. Taufik. Pela disponibilidade, mesmo que em situações adversas, do Prof. Dr. Fernando Ciriaco e do Prof. Dr. Bruno Augusto Angélico.

Pelo apoio dos colegas e professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UEL e especialmente dos técnicos, Sr. Luiz Schmidt e Sr. Older Kelson Lopes. Todos esses que mesmo diante das inúmeras dificuldades puderam contribuir para o trabalho.

Aproveito para agradecer ao Dr. Marcelo de Carvalho Tosin por ter me orientado em minha iniciação científica e pelo apoio também desprendido pelo Sr. Luiz Fernando Gibim e pelo empresário Sr. Luiz Carlos Koop em boa parte de minha trajetória profissional.

Lembro também que parte deste trabalho foi financiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), por recursos do Programa de Apoio à Pós Graduação (PROAP), pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (Contratos 202340/2011-2 e 303426/2009-8) e em parte por recursos da Universidade Estadual de Londrina (Edital FAEPE/UEL 02/2011), Governo do Estado do Paraná.

Resumo

Os sistemas domóticos ainda são pouco explorados no Brasil. Impedimentos para a sua popularização devem-se ao alto custo da tecnologia e o não estabelecimento de um padrão nacional. Neste contexto, a tecnologia de comunicação por meio de cabos da própria instalação elétrica (PLC – Power Line Communication) pode contribuir para uma solução mais eficiente e econômica, por não exigir antenas ou cabeamento adicional, bem como ter disponível para uso uma elevada largura de banda de frequências. Entretanto, ainda não é encontrado na literatura a caracterização do canal com parâmetros de modelo típicos brasileiros. Deste modo, por meio de medições no canal PLC sob circunstâncias gerais das instalações elétricas residenciais brasileiras, o presente trabalho sugere uma metodologia de extração de parâmetros e os aplica em três modelos de resposta do canal PLC discutidos na revisão de literatura. Como resultado, o modelo por Matriz de Transferência ABCD é o que se apresentou mais eficiente e flexível à incorporação de alterações no percurso. Já a medição, caracterização e simulação dos diferentes tipos de ruído deste canal corroboram a possibilidade de implementação de um emulador regido por parâmetros determinísticos e estocásticos por meio de cadeias de Markov. Por fim, é demonstrado que tanto por simulação como por implementação em circuito, a demodulação FSK não coerente atendendo as especificidades da camada física do protocolo KNX PL-132, que diferentemente de outros sistemas domóticos também analisados, utiliza-se de apenas um chip microcontrolador de 8 bits e demais componentes discretos. Os resultados das simulações demonstraram admissível degradação de desempenho do sistema implementado quando comparado a um detector ótimo.

Abstract

The domotic systems are still little explored in Brazil. Some of the impediments to its popularization can be attributed to the high cost of technology and to the fact that there is not a established national standard. In this context, power line communication itself can contribute to a more efficient and economical system, due to not require additional cabling or antennas and have a wide band of frequencies available for exploration. However it is not yet found characterization of the channel with a model that includes brazilian typical parameters in the literature. Thus, by measuring the channel under general circumstances of the brazilian residential electrical installations, this work extract parameters and applies them in three models of the channel's response discussed in the literature review. As a result, the model for Matrix Transfer ABCD is what was most efficient and flexible to changes in route. The characterization, measurement and simulation of various types of noise from this channel confirmed the possibility of implementing an emulator governed by some deterministic and other stochastic parameters by means of Markov chains. Finally, it is demonstrated that both by simulation and by implementation on circuit, the not coherent FSK demodulation given the specificities of the physical layer of the KNX PL-132 protocol , which unlike other home automation systems also analyzed, it uses only one 8 bits microcontroller and other discrete components. The simulation results show acceptable performance degradation of the implemented system when compared to an optimal detector.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Lista de Símbolos

1	Introdução	1
1.1	Objetivos	2
1.2	Justificativas	3
1.3	Metodologia	4
1.4	Estrutura do Trabalho	5
2	Canal e Sistemas PLCs	6
2.1	Canais PLC: Infra-estrutura e Modelagem	7
2.1.1	Canal PLC como Linha de Transmissão	8
2.1.2	Modelo de Canal PLC por Eco	10
2.1.3	Modelo de Canal PLC por Circuito Série Ressonante	13
2.1.4	Modelo por Matriz de Transmissão ABCD	15
2.2	Canal PLC: Tipos de Ruído e Modelagem	19
2.2.1	Ruído Colorido de Fundo	19
2.2.2	Ruído de Banda Estreita	20
2.2.3	Ruído Impulsivo Periódico Síncrono	21
2.2.4	Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono	24
2.2.5	Ruído Impulsivo Não Periódico	24

2.2.6	Ruído em Rajada	26
2.2.7	Modelagem Estocástica por Cadeias de Markov	26
2.2.8	Cadeia de Markov Particionada na Modelagem do RINP	28
2.2.9	Desenvolvimento de Matriz Markoviana de Probabilidades com Múltiplos Estados de Distúrbio	33
2.2.10	Cadeia de Markov na Modelagem do RR	34
2.3	Sistemas de Modulação	36
2.3.1	Modulação FSK	36
2.4	Sistemas PLC de Banda Estreita para Domótica	38
2.4.1	Sistema X10	38
2.4.2	Sistema KNX PL-132	41
2.4.3	Cabeamento de Energia Elétrica como Antena	43
2.5	Sistemas PLC de Banda Larga para Domótica e Transmissão de Dados	44
2.5.1	HomePlug 1.0	45
2.5.2	HomePlug AV	45
2.5.3	HomePlug Green PHY	46
2.5.4	HomePlug AV2	46
2.6	Principais Conclusões do Capítulo	47
3	Medições e Modelagens da Resposta do Canal PLC <i>Indoor</i>	50
3.1	Determinação da impedância característica por meio da RDT	50
3.1.1	Desenvolvimento de um Gerador de Pulso	51
3.2	Medição e Modelagem do Canal Controlado por Modelo por Eco	56
3.3	Modelagem do Canal Controlado por Circuito Série Ressonante	61
3.4	Modelagem do Canal Controlado por Matriz de Transmissão ABCD	62
3.5	Aplicação dos Três Modelos em Canal com Condutores Distintos	65
3.6	Medição de Canal PLC Não Controlado	67

3.7	Modelagem por Circuitos Série Ressonantes no Canal PLC Não Controlado	71
3.8	Principais Conclusões do Capítulo	72
4	Medição e Modelagem do Ruído do Canal PLC	76
4.1	Ruído Colorido de Fundo e o Ruído de Banda Estreita	76
4.2	Medição do Ruído Impulsivo Periódico Síncrono (RIPS).	78
4.3	Medição do Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono (RIPA)	80
4.4	Medições do Ruído Impulsivo Não Periódico (RINP)	81
4.5	Medição do Ruído em Rajada (RR)	83
4.6	Simulação da Envoltória do RIPA	85
4.7	Simulação da Envoltória do RR	86
4.8	Proposta de um Emulador de Ruído	87
4.9	Principais Conclusões do Capítulo	89
5	Proposta de Subsistema de Comunicação de Banda Estreita Integrado em um Único Chip	91
5.1	Introdução	91
5.2	Técnica de Modulação e de Demodulação Empregada	91
5.3	Microcontrolador e Circuitos Auxiliares	93
5.4	Circuito Eletrônico do Transmissor	94
5.5	Circuito Eletrônico do Receptor	96
5.6	Simulação do Sistema Proposto	97
5.7	Resultados do Modem BFSK Para o Sistema PLC de Baixo Custo Proposto	99
5.8	<i>Script</i> de Detecção da SCI do uC Utilizado	100
5.9	Simulação e Análise da Probabilidade de Erro do Sistema PLC Proposto	102
5.10	Probabilidade de Erro do Sistema em Ruído Impulsivo	105
5.11	Principais Conclusões do Capítulo	107

6 Conclusão e Perspectivas	110
6.1 Análise dos Principais Resultados Obtidos	110
6.2 Conclusão	111
6.3 Trabalhos Futuros	112
Referências	113
Apêndice A – Trabalhos Submetidos e em Elaboração	118
A.1 Relativos a resultados deste trabalho	118
A.2 Relativos a trabalhos concomitantes	118
Apêndice B – Efeito do Tipo de Janelamento nos Resultados do Algoritmo FFT	120
Apêndice C – <i>Scripts</i> Matlab®	123
C.1 Algoritmo que gera a Matriz Markoviana de Múltiplos Estados do RINP	123
C.2 Algoritmo que gera as Matrizes Markovianas do Ruído em Rajada	124
C.3 Comparação entre os Modelos de Filtros Utilizados	125
C.4 Simulação do Detector FSK Simplificado	126
Apêndice D – Máscaras de confecção das Placas dos Circuitos	132

Lista de Figuras

Figura	Descrição	Pág.
1.1	Imagens de um cabo de dupla isolamento europeu (NEXANS, 2013) em a) e o brasileiro (PRYSMIAN CABLES & SYSTEMS, 2013) em b).	4
2.1	Diagrama de um arranjo <i>Top-Down</i> para a medição da resposta do canal PLC.	7
2.2	Linha de transmissão por dois fios.	8
2.3	Diagrama do modelo por eco representando o caminho multipercurso.	10
2.4	Esquema representativo para a propagação multipercurso em um canal com uma derivação.	11
2.5	Modelagem da resposta em frequência e da resposta impulsiva do canal (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) considerando 4 percursos. .	12
2.6	Diagrama de um bloco de circuito série ressonante.	13
2.7	Magnitude e fase da função de transferência para um bloco SR. .	14
2.8	Modelo por blocos série ressonantes.	15
2.9	Rede de duas portas conectadas a uma fonte de tensão e carga. . .	15
2.10	Análise aproximada do efeito <i>skin</i> em condutor flexível com encordoamento (DICKINSON; NICHOLSON, 1997).	17
2.11	Linha de transmissão com uma ramificação (a), e circuito equivalente (b).	18
2.12	PSD do ruído de fundo medido e modelado de um canal PLC com comprimento de 18,2 m sem derivação.	20
2.13	Ruído impulsivo síncrono medido em uma TUG residencial. . . .	21
2.14	Modelagem do ruído impulsivo periódico.	22
2.15	Modelagem da envoltória do ruído impulsivo periódico.	22

2.16	Envoltório do ruído impulsivo periódico e seu espectro associado. . .	23
2.17	Trem de impulsos no domínio no tempo e na frequência.	23
2.18	Envoltório e respectivo espectro de um ruído impulsivo periódico.	24
2.19	Envoltória do ruído impulsivo não periódico.	25
2.20	Modelagem do Ruído em Rajada (RR).	27
2.21	Exemplo de cadeia de Markov de primeira ordem em tempo discreto.	27
2.22	Fluxo dos estados na cadeia de Markov particionada.	29
2.23	Probabilidade de permanência no estado da cadeia de Markov e distribuição exponencial contínua para $\lambda = 1$	31
2.24	Magnitude Espectral de cada símbolo BFSK	37
2.25	Compatibilidade das Rajadas de $120kHz$ do Protocolo X10 para Sistemas Trifásicos	39
2.26	Um bit dos códigos da casa ou do dispositivo/função do protocolo X10. Bit 1 e seu complementar em a), bit 0 e seu complementar em b).	39
2.27	Formato de um Datagrama Básico Completo do Protocolo X10 . .	41
2.28	Tratamento da transação de fluxo de datagramas da camada física KNX PL-132. Adaptado de Konnex Association (2004)	43
2.29	Diagrama de blocos do sistema transmissor em a), diagrama elé- trico do transmissor em b) e foto com ampliação de 20X do chip transmissor em c) (COHN et al., 2010).	44
3.1	Diagrama elétrico do circuito Gerador de Pulso	52
3.2	Resultados da simulação PSPICE [®] de um pulso do gerador . . .	52
3.3	Foto do arranjo de medição para a RDT em a) e do Protótipo do Gerador de Pulso b)	53
3.4	Pulso real capturado por meio do osciloscópio com banda de $100 MHz$ em a) e de $500 MHz$ em b)	54
3.5	Refletometria em um cabo coaxial de 50Ω de $7,5m$	55
3.6	Refletometria de canal de $18,2m$ sem derivação: a) terminação em aberto e b) com terminador resistivo de $87,9\Omega$	57

3.7	Resposta em magnitude espectral do transformador de impedância de linha de $75\ \Omega$ para $87\ \Omega$	58
3.8	Medição e modelagem da atenuação de um canal de $18,2\ m$ sem derivação.	60
3.9	Medição e simulação da resposta em frequência para 4 percursos.	61
3.10	Resposta em magnitude da medição e do modelo por 6 BSRs.	62
3.11	Correlação R e $RMSE$ para diferentes números N de BSRs.	63
3.12	Efeito <i>skin</i> em condutor flexível com encordoamento. Disposição sugerida pela análise de Dickinson e Nicholson (1997) em a) e disposição com menor distância interna entre os fios de cobre b).	63
3.13	Resposta em magnitude da medição e do modelo sem derivação em a) e com derivação em b).	64
3.14	Refletometria de canal de $18,2\ m$ sem derivação: terminação em aberto em a), com terminador resistivo de $125,9\ \Omega$ em b).	66
3.15	Comparação entre a medição e os modelos de resposta em amplitude do canal sem derivação.	67
3.16	Comparação entre a medição e os modelos de resposta em frequência do canal com derivação.	68
3.17	Comparação da resposta em fase para os três modelos.	69
3.18	Foto do arranjo de medição resposta espectral em magnitude do canal automatizado.	70
3.19	Obtenção da função de transferência de magnitude no percurso BA em a) e comparação entre as funções obtidas na passagem por zero e no pico de tensão da rede elétrica em b).	71
3.20	Comparação entre a função de transferência de magnitude no percurso BA com as do percurso CA, passagem por zero e no pico de tensão.	72
3.21	Respostas impulsivas dos percursos BA e CA, considerando na passagem por zero e no pico de tensão.	72
3.22	Resultado do modelo por BSR's para o percurso BA. No cruzamento por zero em a), e no pico em b) da fundamental da rede elétrica.	74

4.1	Magnitude espectral do ruído capturado em uma TUG numa residência. Ao longo do tempo em a), médio e ruído de fundo modelado em b).	77
4.2	RIPS gerado por um <i>dimmer</i> para ângulos de disparo próximos à 45°, 90° e 135°, para uma lâmpada incandescente e para um ventilador de mesa.	78
4.3	Ruído no tempo e sua magnitude espectral ao longo do tempo de um pulso de ruído RIPS gerado por um <i>dimmer</i> acionando uma lâmpada em a) e b), e um ventilador em c) e d).	79
4.4	Amplitude em <i>mV</i> e magnitude espectral em <i>dBV</i> do RIPA gerado por uma fonte chaveada.	80
4.5	Comportamento impulsivo e espectral do RINP gerado pelo desligamento de um ventilador de mesa de 60 <i>W</i> .	81
4.6	Comportamento impulsivo e espectral do RINP gerado pelo desligamento de um reator de lâmpada fluorescente de 40 <i>W</i> .	82
4.7	RR gerado pelo acionamento de um ventilador.	83
4.8	Estados da cadeia ao longo de 1 milhão de passos em a) e detalhe de um grupo de picos da cadeia em b).	85
4.9	Histograma normalizado de ocorrência dos estados para 1 milhão de passos.	86
4.10	Cadeias hipotéticas I, II, envoltório e espectro do RR modelado.	87
4.11	Faixas de magnitudes espectrais médias relativas às ocorrências de cada ruído analisado.	88
5.1	Diagrama de blocos do transmissor KNX proposto.	92
5.2	Diagrama de blocos do receptor KNX proposto.	93
5.3	Diagrama elétrico do circuito básico do microcontrolador.	94
5.4	Diagrama elétrico da fonte sem transformador.	94
5.5	Diagrama elétrico do circuito de transmissão.	95
5.6	Diagrama elétrico do circuito de recepção.	96
5.7	Resposta em frequência do filtro RLC em cascata.	97

5.8	Sinais gerados por simulação relativos à modulação de parte de um símbolo a ser transmitido.	98
5.9	Principais sinais gerados pelo <i>script</i> do receptor para <i>SNR</i> de 10 dB.	99
5.10	Principais sinais elétricos da implementação do sistema proposto: byte 0xAA a ser modulado mais bit de início e bit de parada, onda quadrada $a(t)$, sinal senoidal após amplificador do transmissor $c(t)$, sinal após amplificador e filtro RC do receptor $l(t)$ e sinal binário de dados demodulados.	100
5.11	Transmissão de um byte pela SCI em a). Detecção do bit de início em b) e amostragem para a detecção dos bits de dados e do bit de parada em c).	101
5.12	Probabilidades de erro obtidas pela simulação do sistema proposto em canal AWGN.	103
5.13	Comparações entre a capacidade do sistema obtida por simulação com o analítico em a), e com o limite teórico em b).	104
5.14	Probabilidades de erro obtidas pelo ajuste das curvas de simulação do sistema proposto e também quando submetido ao modelo que inclui os ruídos impulsivos nas taxas de transmissão de 1200 bps em a), e de 2400 bps em b). Em c) é apresentado a capacidade do sistema.	108
B.1	Exemplo do efeito nas Bordas do Janelamento Retangular	120
B.2	Exemplo de Janelamento de Pontos Pela Função de Hamming . . .	121
B.3	Erro na Magnitude Espectral devido ao Tipo de Janelamento . . .	122
B.4	Erro na Magnitude Espectral devido ao Janelamento Flat Top . . .	122
D.1	Máscaras para a confecção das placas de circuito impresso do gerador de pulso e do circuito de acoplamento respectivamente . . .	132

Lista de Tabelas

Tabela	Descrição	Pág.
2.1	Parâmetros do modelo por eco para o canal de teste para quatro percursos	12
2.2	Fatores de Propagação do Sinal no Canal de Teste	13
2.3	Combinação Possível de Códigos de Casa do Protocolo X10	40
2.4	Códigos de Dispositivo e de Função do Protocolo X10 (D5=1)	42
2.5	Estrutura do Datagrama KNX PL-132 com tamanho de cada Seção em bits	43
2.6	Eficiência Espectral da Família de Sistemas PLCs HomePlug	47
3.1	Principais especificações dos osciloscópios utilizados	53
3.2	Parâmetros do modelo por eco para quatro percursos do canal controlado	60
3.3	Parâmetros da modelagem por blocos série ressonantes	62
3.4	Parâmetros do modelo clássico e eco para o canal com condutores distintos	66
3.5	Parâmetros da modelagem por BSR para o canal com condutores distintos	67
3.6	Resultados da precisão dos modelos de canal abordados	67
3.7	Parâmetros do Modelo por BSR's para o percurso não controlado BA no cruzamento por zero da rede elétrica	73
3.8	Parâmetros do Modelo por BSR's para o percurso não controlado BA no pico da rede elétrica	73
4.1	Estatísticas de ocorrência do RR	84
4.2	Estatísticas de ocorrência do RIPS e do RIPA	89

5.1	Fatores de acréscimo na potência de ruído e de duração relativos à ocorrência do ruído impulsivo	106
5.2	Parâmetros do ajuste das curvas de probabilidade da Figura 5.12 pela função exponencial da Equação 5.9	106

Lista de Abreviaturas

ACK	<i>Acknowledgment Command</i> – Comando de Reconhecimento
AGC	<i>Automatic Gain Control</i> – Controle Automático de Ganho
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
AmpOp	Amplificador Operacional
AWGN	Additive White Gaussian Noise – Ruído Aditivo Branco Gaussiano
BFSK	<i>Binary Frequency Shift Keying</i> – Modulação por Chaveamento de Frequência Binária
BPL	<i>Broadband over Power Line</i> – Banda Larga por Meio de Redes de Energia Elétrica
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> – Modulação por Chaveamento de Fase Binária
BSR	Bloco Série Ressonante
CI	Circuito Integrado
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> – Verificação de Redundância Cíclica
CSMA/CD	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection</i> – Acesso Múltiplo com Detecção de Portadora e Detecção de Colisão
DDS	<i>Direct Digital Synthesis</i> – Síntese Digital Direta
DSO	<i>Digital Storage Oscilloscope</i> – Osciloscópio de Armazenamento Digital
FEC	<i>Forward Error Correction</i> – Correção Antecipada de Erro
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada Rápida de Fourier
FNT	Conjunto de Condutores de Fase, de Neutro e de Terra
FPB	Filtro Passa Banda

FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> – Modulação por Chaveamento de Frequência
FT	Função de Transferência
GND	Terra
HAN	<i>Home Area Network</i> – Rede Doméstica
HPAV	HomePlug AV
HPAV2	HomePlug AV2
HPGP	HomePlug <i>Green</i> PHY
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> – Transformada Rápida Inversa de Fourier
LIFO	<i>Last Input First Output</i> – Último a Entrar, Primeiro a Sair
LPTV	<i>Linear Periodically Time-Varying</i> – Linear e Periodicamente Variante no Tempo
MAC	<i>Media Access Control</i> – Controle de Acesso ao Meio
MCS	<i>Monte Carlo Simulation</i> – Método de Simulação Monte Carlo
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i> – Entradas Múltiplas e Saídas Múltiplas
OOK	<i>On-Off-Keying</i> – Modulação por Chaveamento Liga Desliga
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i> – Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais
PC	<i>Personal Computer</i> – Computador Pessoal
PDF	<i>Probability Density Function</i> – Função Densidade de Probabilidade
PLC	Comunicação por Meio de Rede de Energia Elétrica
PHY	<i>Physical Layer</i> – Camada/Interface Física
PMP	<i>Pseudo Markov Process</i> – Processo Pseudo-Markoviano
PSD	<i>Power Spectrum Density</i> – Densidade Espectral de Potência

PSK	<i>Phase Shift keying</i> – Modulação por Chaveamento de Fase
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> – Modulação em Amplitude e Quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> – Modulação por Chaveamento de Fase Para 4 Símbolos Diferentes
RBE	Ruído de Banda Estreita
RBT	Rede de Baixa Tensão
RBT	Rede de distribuição de Baixa Tensão
RDT	Refletometria no Domínio do Tempo
RF	Radiofrequência
RFID	<i>Radio-Frequency Identification</i> – Identificação por Rádio Frequência
RI	Ruído Impulsivo
RINP	Ruído Impulsivo Não Periódico
RIPA	Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono
RIPS	Ruído Impulsivo Periódico Síncrono
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i> – Raíz Quadrada do Erro Quadrático Médio
RMT	Rede de distribuição de Média Tensão
ROBO	<i>Robust OFDM</i> – OFDM Robusto
RR	Ruído em Rajada
SCI	<i>Serial Communications Interface</i> – Interface de Comunicação Serial
SincER	<i>Synchronism Error Rate</i> – Taxa de Erro de Sincronismo
SISO	<i>Single-Input and Single-Output</i> – Entrada Única e Saída Única
SFR	Sistema Físico Real

TSI	<i>Touch Sensing Interface</i> – Interface de Sensor de Toque
TUG	Tomada Elétrica de Uso Geral
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i> – Lógica Transistor-Transistor
UNUN	Unbalanced to Unbalanced – Desbalanceado para Desbalanceado
uC	Microcontrolador

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição
a_0	Parâmetro de atenuação independente da frequência
a_1	Parâmetro de atenuação dependente da frequência
$a(t)$	Sinal no pino de PWM do uC
A	Amplitude
A	Ganho reverso em tensão com a saída em aberto – elemento da matriz ABCD
A_0	Diferença entre $n_{fundo}(0)$ e A_∞ do modelo de ruído de fundo
A_∞	Piso do ruído do modelo de ruído de fundo
$A(f, l_i)$	Fator de atenuação do percurso l_i
α	Constante de atenuação da linha de transmissão
$b(t)$	Sinal após o primeiro FPB do transmissor
B	Transimpedância com a saída em curto – elemento da matriz ABCD
BW	Largura de banda
β	Constante de fase da linha de transmissão
$c(t)$	Sinal após amplificador classe AB do transmissor
C	Transadmitância com a saída em aberto – elemento da matriz ABCD
C'	Capacitância por unidade de comprimento
c_0	Velocidade da luz no vácuo
$C_{Analitica}$	Capacidade de transmissão analítica do Canal
$C_{Simulada}$	Capacidade de transmissão simulada do sistema proposto
d	Distância entre os condutores
d_{ramo}	Comprimento do ramo
$d(t)$	Sinal no transmissor quando acoplado ao canal PLC
D	Ganho reverso em corrente com a saída em curto – elemento da matriz ABCD
$\delta(x)$	Função delta de Dirac
$e(t)$	Sinal de recepção após passar pelo canal PLC
E	Energia do sinal

continua. . .

Símbolo	Descrição
E_b	Energia de um bit
ES	Eficiência Espectral
ε	Constante dielétrica do meio
ε_r	Constante dielétrica relativa do meio
ε_0	Constante dielétrica do vácuo
f	Frequência
f_a	Frequência de amostragem
f_0	Taxa de decaimento do modelo de ruído de fundo
f_c	Frequência central da onda portadora
f_{res}	Frequência de ressonância
$f(t)$	Sinal após filtro FPB do receptor
g_i	Fator de peso – produto dos fatores de reflexão e de transmissão ao longo do percurso
$g(t)$	Sinal amplificado no receptor
G'	Condutância por unidade de comprimento
\mathbf{G}	Submatriz de probabilidades dos estados com distúrbio
g_i	Fator de atenuação
$\gamma(f)$	Constante de propagação da linha de transmissão
$h(t)$	Resposta impulsiva do sistema
$H(f)$	Função de Transferência
$ H(f) $	Magnitude da Função de Transferência
$ H(f) _k$	k-ésima magnitude espectral da FT modelada
$ \hat{H}(f) _k$	k-ésima magnitude espectral da FT medida
$\text{Im}\{x\}$	Parte imaginária de x
k	Expoente do fator de atenuação
K_R	Constante de ajuste de $R'_f(f)$
κ	Fator multiplicativo de acréscimo de potência de ruído impulsivo em relação com o ruído de fundo
l	Comprimento
$l(t)$	Sinal após filtro passa baixas e entregue ao comparador analógico do uC
L'	Indutância por unidade de comprimento
L_a	Auto-indutância do condutor
L_m	Indutância mútua entre condutores

continua...

Símbolo	Descrição
$m(t)$	Sinal de saída do comparador analógico e da entrada do periférico de captura de período do uC
μ_c	Permeabilidade magnética do cobre
n_G	Número de estados perturbados
n_U	Número de estados não perturbados
$n(t)$	Ruído no domínio do tempo
$n_{IP}(t)$	RIP no domínio do tempo
N	Potência média de ruído
N_0	PSD do ruído AWGN
$N(f)$	Ruído no domínio da frequência
N_{IP}	Espectro do RIP $n_{IP}(t)$
ω	Velocidade ou frequência angular
ω_0	Frequência angular de ressonância
$p_{i,i}$	Probabilidade de permanência no estado "i"
$p_{i,j}$	Probabilidade de transição do estado "i" para o estado "j"
p_{skin}	Profundidade <i>Skin</i>
P	Matriz markoviana de probabilidade
P_G	Submatriz de probabilidades de permanência no estado com distúrbio
P_{GU}	Submatriz de probabilidades de transição do estado com distúrbio para o sem distúrbio
P_U	Submatriz de probabilidades de permanência no estado sem distúrbio
P_{UG}	Submatriz de probabilidades de transição do estado sem distúrbio para o com distúrbio
ϕ_i	Fase "i"
Φ_i	Matriz "i" do modelo por matriz de transmissão
$\Phi(f)$	Fase da função de transferência do sistema
$\psi(t)$	Trem de impulsos no domínio do tempo
$\Psi(f)$	Espectro do trem de impulsos $\psi(t)$
π_j	Elemento "j" do vetor de probabilidades Π
π_U	Probabilidade geral dos estados sem distúrbio
π_G	Probabilidade geral dos estados com distúrbio
Π	Vetor de probabilidades
Q	Fator de qualidade do bloco RLC

continua. . .

Símbolo	Descrição
$q(k)$	Valor da captura do período
r	Fator de reflexão
$r(k)$	Buffer de valores das capturas dos períodos
r_c	Raio do condutor
r_f	Raio do fio de cobre
r_{Imp}	Taxa de impulsos
$r_t(t)$	Pulso retangular no domínio do tempo
$r_{SP}(t)$	Sequência periódica no domínio do tempo
$R(f)$	Espectro do pulso retangular $r_t(t)$
$R_{SP}(f)$	Espectro da sequencia periódica $r_{SP}(t)$
$R'(f)$	Resistência do fio da por unidade de comprimento em função da frequência
$R'_f(f)$	Resistência da linha de transmissão por unidade de comprimento em função da frequência
R_b	Taxa de transmissão de bits
$\text{Re}\{x\}$	Parte real de x
R	Coefficiente de correlação
$s(k)$	Resultado da soma móvel dos valores de captura do buffer
$s_i(t)$	Sinal do símbolo FSK
S	Potência média do sinal
$S_i(f)$	Espectro do sinal do símbolo FSK $s_i(t)$
σ_c	Condutibilidade elétrica do cobre
t	Tempo
t_a	Tempo de amostragem
t_p	Duração do pulso
t_{ab}	Fator de transmissão do ponto "a" até o ponto "b"
$t_{50\%,i}$	Período de permanência para uma probabilidade de 50%
\bar{t}_i	Duração média dos pulsos do estado "i"
T	Período
τ_i	Atraso no percurso i
v_p	Velocidade de propagação
u_c	Permeabilidade magnética do condutor
U_C	Tensão na carga
U_E	Tensão de entrada
U_F	Tensão na fonte

continua. . .

Símbolo	Descrição
U_S	Tensão de saída
\mathbf{U}	Submatriz de probabilidades dos estados sem distúrbio
W	Largura de banda de ruído
$X_R(f)$	Fator de correção de $R'_f(f)$ proposto por Dickinson e Nicholson (1997)
$Y(f)$	Resposta em frequência
Z_C	Impedância da carga
Z_{eq}	Impedância equivalente
Z_F	Impedância da fonte
Z_G	Impedância do gerador
Z_L	Impedância característica do cabo
Z_T	Impedância na terminação do cabo

1 Introdução

O perfil demográfico brasileiro vem mudando. Segundo Dias e Pizzolato (2004), o aumento da violência nas grandes cidades e o aumento da expectativa de vida aliada à menor taxa de natalidade converge para uma população cada vez mais envelhecida e isolada em suas próprias residências. Necessidades como: economia de energia, conforto, entretenimento, segurança, e acessibilidade para pessoas idosas ou deficientes é crescente. Neste sentido, a automação residencial, também denominada de domótica, pode suprir parte de tais necessidades. A palavra domótica resulta da junção das palavras em latim "domus" e "robotum" que significam casa e robô respectivamente.

Toffler (1980) em sua teoria da sociedade da informação, o qual denominou "Terceira Onda", apresenta o conceito da "Cabana Tecnológica". Ele descreve a migração do trabalho e do lazer para as residências dos trabalhadores que cada vez mais acabam confinados. A Internet é a tecnologia que mais impulsiona este movimento onde, por exemplo, os sites de compra cada vez mais retira a necessidade do comprador se deslocar até o vendedor.

Atualmente, a tecnologia da Internet das Coisas (*Internet of Things*) propõe interligar os objetos e dispositivos do mundo de um modo sensorial e inteligente (HURLBURT; VOAS; MILLER, 2012). Nesta tecnologia, os objetos e dispositivos possuem capacidade de interação, seja ativa com o uso da eletrônica embarcada ou passiva por meio de códigos impressos em duas dimensões (*QR code - Quick Response Code*) ou etiquetas de identificação por rádio frequência (RFID). Este paradigma, inclui aplicações em domótica movidos também pela diminuição dos custos da eletrônica embarcada, que tem experimentado um aumento da viabilidade de aplicação inclusive em diversos eletrodomésticos como cafeteiras e torradeiras.

Nesse contexto, a tecnologia de comunicação por rede elétrica (PLC – *Power Line Communication*) para aplicações em domótica, tem se mostrado promissora devido principalmente à capilaridade do sistema elétrico e à escassez cada vez maior de banda para dispositivos que operam em rádio frequência. Porém, o

custo da tecnologia de domótica ainda é proibitivo para a realidade de grande parte da população dos países mais pobres ou emergentes como o Brasil, tanto que de fato, apresenta uma maior maturidade nos EUA e na Europa.

Uma outra evidência do atraso brasileiro em relação às tecnologias de PLC, reside no fato de que enquanto na Europa existe regulamentação desde 1991 (CENELEC, 1991), surge somente no ano de 2009 a Resolução nº 527, relativa ao "Regulamento sobre Condições de Uso de Radiofrequências por Sistemas de Banda Larga por meio de Redes de Energia Elétrica" (AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES, 2009).

O sistema de comunicação PLC por não exigir antenas, nem cabeamento adicional e de ter disponível uma banda larga de frequências para exploração, pode contribuir para uma solução mais econômica quando comparado à outras tecnologias. Em contrapartida, o meio PLC geralmente não é projetado para o tráfego de dados. Os descasamentos de impedâncias em suas conexões e terminações podem ocasionar fortes desvanecimentos no sinal e os dispositivos consumidores que estão conectados podem gerar fortes ruídos conduzidos ao longo do cabo (PAVLIDOU et al., 2003). Deste modo, os sistemas de modulação e de codificação devem apresentar mecanismos para o aumento da robustez, de forma a mitigar estes efeitos.

Diante do contexto apresentado e desta lacuna tecnológica com um grande potencial a ser explorado, surge a delimitação do problema de pesquisa deste trabalho. O estudo da instalação elétrica residencial brasileira tendo em vista a aplicação em PLC, bem como das tecnologias de informação e de domótica por PLC. Assim, possui o objetivo de criar soluções tecnológicas capazes de atender as necessidades de velocidade e qualidade de serviço, buscando ainda soluções mais acessíveis tanto do ponto de vista da aquisição, quando da instalação e da manutenção do sistema.

1.1 **Objetivos**

O presente trabalho tem por objetivo principal estudar o canal e a tecnologia de sistemas PLC's para uma melhor exploração em uma aplicação domótica. Para tanto, são propostos os seguintes objetivos específicos:

- Realizar uma revisão da Literatura quanto à modelagem da resposta do canal e do ruído PLC;

- Medir e extrair os parâmetros para modelagem do canal com características das instalações brasileiras;
- Simular e avaliar os modelos abordados na revisão de literatura com aplicação dos parâmetros do canal obtidos;
- Caracterizar e comparar os principais esquemas de modulação e sistemas PLC encontrados na literatura;
- A partir da experiência adquirida, desenvolver, simular e implementar dispositivos para aplicações de domótica.

1.2 Justificativas

Obviamente, a principal diferença do sistema PLC diante do sistema de redes sem fio, por exemplo, está na característica do canal. Não é encontrado na literatura modelos de canal PLC com parâmetros específicos do canal bem como de ruído em instalações residenciais brasileiras. Por exemplo, os cabos do canal analisado por Zimmermann e Dostert (2002) seguem um padrão europeu sendo composto por condutores rígidos de alumínio numa configuração seccional análoga a um gráfico circular de setores, conforme a Figura 1.1a. Para efeitos de comparação, apresenta-se na Figura 1.1b, um cabo de dupla isolamento típico brasileiro (com condutores flexíveis de cobre). Uma maior discrepância pode ser atribuída também ao fato das instalações residenciais brasileiras utilizarem este tipo de cabo em apenas situações temporárias, tais como ligação de aparelhos domésticos, eletroportáteis e extensões (PRYSMIAN CABLES & SYSTEMS, 2013). Na grande maioria das instalações definitivas utiliza-se cabos condutores individuais lançados em eletrodutos ou canaletas de PVC aparentes ou embutidos em alvenaria.

No Brasil, ainda não foi estabelecido um padrão para o sistema doméstico por PLC. Infelizmente, não existe ainda uma tecnologia nacional, dependendo portanto da importação dos dispositivos o que acaba encarecendo devido aos custos de transporte, dos impostos de importação e da mão-de-obra especializada ainda escassa devido a não popularidade da tecnologia. Diversos dispositivos de sistemas europeus são projetados para operarem em regime de 230 V e frequência de 50 Hz . Muitos simplesmente não se encaixam nas tomadas do novo padrão especificado pela norma NBR 14.136, necessitando portanto de adaptadores.

A própria tensão elétrica nominal doméstica brasileira é diversificada, apre-



Figura 1.1 – Imagens de um cabo de dupla isolamento europeu (NEXANS, 2013) em a) e o brasileiro (PRYSMIAN CABLES & SYSTEMS, 2013) em b).

sentando geralmente tensões de 127 V ou 220 V ; outras regiões do país operam com tensões nominais de 110 V ou 115 V (U. S. DEPARTMENT OF COMMERCE, INTERNATIONAL TRADE ADMINISTRATION, 2002). Para uma mesma potência, as diferenças de tensões da rede afetam o valor nominal da corrente elétrica, a qual por conseguinte influi na determinação do diâmetro dos condutores e nas impedâncias dos equipamentos. Isto significa que os parâmetros do canal também mudam para cada cenário da instalação.

Diante desta heterogeneidade, a determinação das características do canal para a implementação de um modelo, juntamente com a simulação computacional serve como ferramenta de aceleração do desenvolvimento para a implementação das tecnologias de PLC, avaliando técnicas de modulação para diferentes cenários da instalação.

1.3 Metodologia

Neste trabalho, determinados modelos e sistemas PLCs são analisados e simulados para uma melhor compreensão do funcionamento. As etapas de medição, a captura de dados e a simulação computacional do sistema PLC tem por objetivo complementar e validar os modelos e sistemas apresentados na revisão de literatura. A medição tem a função de fazer o primeiro elo entre as relações teóricas com o sistema físico real (SFR) ambientando o autor diante das dificuldades inerentes deste processo como: a calibração dos programas computacionais e dos instrumentos de medida, e o controle das variáveis que podem interferir na qualidade dos resultados.

As deduções e induções hipotéticas obtidas destas análises são então coloca-

das à prova por meio de comparações com os resultados de outros autores, a fim de validar os arranjos de medição e de simulação. Quando pertinente, é implementado no SFR o sistema que se apresentou melhor nas simulações. Por fim, é realizada uma análise e conclusão dos resultados gerais.

Uma descrição mais detalhada do método com suas particularidades está segmentada no momento de sua aplicação no decorrer do trabalho.

1.4 Estrutura do Trabalho

O trabalho foi estruturado em 6 Capítulos, além deste, o Capítulo 2 faz uma revisão de literatura enquanto nos Capítulos 3, 4 e 5 são desenvolvidas as principais contribuições do trabalho.

A Seção 2.1 faz uma revisão sobre três modelos de canais encontrados na literatura, enquanto no Capítulo 3 realiza-se a aplicação destes três modelos de forma comparativa a partir de medições em canais controlados. Neste Capítulo é aplicada a técnica de Refletometria no Domínio do Tempo (TDR – Time Domain Reflectometry) para a determinação dos parâmetros do canal. A Seção 2.2 faz uma revisão de literatura a respeito dos principais tipos de ruídos comumente presentes no ambiente PLC de forma a servir de fundamentação para que no Capítulo 4 seja realizada a medição e a modelagem do ruído em canais PLCs residenciais brasileiros. Neste Capítulo também são realizadas simulações para o ruído impulsivo utilizando de cadeias de Markov.

As Seções 2.4 e 2.5 trazem uma revisão sobre as características da camada física dos principais sistemas PLC *indoor*, dos esquemas de modulação, bem como também traz uma classificação dos tipos de sistemas PLCs que utilizam canais banda estreita e banda larga. Após comparações, o Capítulo 5 propõe um sub-sistema implementado em único chip para sistemas domóticos discretos por PLC banda estreita. O sistema proposto é então simulado tendo em vista a obtenção de resultados de desempenho e implementado em circuito eletrônico com componentes discretos.

Finalmente, o Capítulo 6 desenvolve uma análise geral e as principais conclusões do trabalho.

2 Canal e Sistemas PLCs

Este Capítulo apresenta uma revisão bibliográfica acerca do tema e dos conceitos que fundamentam este trabalho. Está dividido em quatro subseções que tratam das características e da modelagem do canal, incluindo diversos tipos de ruído, dos princípios de modulação digital mais comumente utilizados e dos principais sistemas de comunicação PLC.

Diferentemente do *loop* telefônico, o meio PLC não consiste em uma conexão ponto-a-ponto, mas intrinsecamente apresenta uma configuração de comunicação multiponto em estrela ou em linha de barramento. Este tipo de configuração inerente ao canal PLC propicia o efeito multipercurso, que é caracterizado pelas inúmeras reflexões devido às diferentes terminações dos diversos caminhos que compõem o canal guiado.

Em geral, as características de qualquer canal de comunicação podem ser classificadas em função do ruído aditivo $N(f)$ e da função de transferência $H(f)$ do sistema, ambos no domínio da frequência (PHILIPPS, 1999). Com relação à modelagem do canal PLC, basicamente dois fatores determinam a confiabilidade e exatidão do modelo adotado: a extração dos parâmetros do modelo e o algoritmo empregado na modelagem (MENG et al., 2004).

Basicamente, duas abordagens têm sido largamente utilizadas na modelagem do canal PLC (MENG et al., 2004) (DOMINGO; ALEXANDRES; RODRIGUEZ-MORCILLO, 2011):

- aproximação *Top-Down*: método empírico por meio de ensaios e medições, conforme esquematizado na Figura 2.1;
- aproximação *Bottom-Up*: estudo analítico e modelagem da rede elétrica e seus componentes sob a perspectiva do canal guiado de rádio frequência.

Em instalações elétricas irregulares, ou que não obedeçam a um padrão ou norma devido à falta de fiscalização ou até mesmo à ausência de regulamentação para o caso de instalações mais antigas, a determinação dos parâmetros do canal

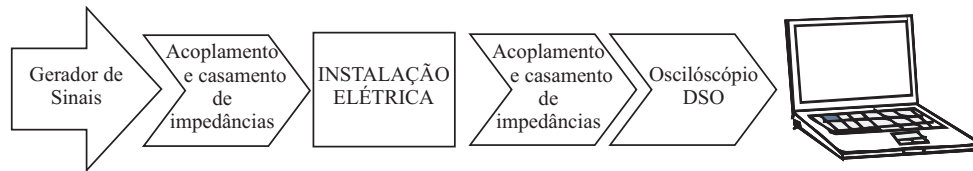


Figura 2.1 – Diagrama de um arranjo *Top-Down* para a medição da resposta do canal PLC.

PLC torna-se onerosa devido às irregularidades físico-construtivas da rede que afetam a reprodutibilidade dos parâmetros da modelagem multipercurso. Deste modo, a aproximação *Top-Down* pode resultar em um modelo de canal PLC não tão dispendioso.

Já a aproximação *Bottom-Up*, aplicada à redes elétricas padronizadas e controladas, apresenta a vantagem da predição independente de medições específica a cada novo projeto, sendo possível a construção do modelo ainda na etapa do projeto elétrico, antes mesmo da execução da instalação da rede elétrica.

Mudando o foco para a aplicação de sistemas PLCs, diversas tecnologias de domótica comerciais já aproveitam os mesmos cabos de energia elétrica para o tráfego de dados reduzindo substancialmente o tempo e o custo de instalação do sistema. Assim, diferentes soluções de domótica apresentam em sua base algum sistema PLC *indoor* para constituir a rede local residencial (HAN). Destes, os protocolos que mais se destacam incluem: o X10, o KNX PL-132 e a família Home-Plug.

Além da Seção introdutória deste Capítulo de revisão de literatura, a Seção 2.1 descreve três principais modelos analíticos para canais PLCs disponíveis. Na Seção 2.2 os tipos de ruídos inerentes ao canal PLC são caracterizados para posterior utilização na modelagem. As principais tecnologias de domótica por PLC são apresentadas e subdivididas entre as de banda estreita e as de banda larga, nas Seções 2.4 e 2.5 respectivamente. Finalmente, a Seção 2.6 traz as principais conclusões deste Capítulo.

2.1 Canais PLC: Infra-estrutura e Modelagem

Nesta Seção são revisados os três principais modelos de canal PLC encontrados na literatura: o modelo por eco (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002), o modelo embasado em circuito série ressonante (PHILIPPS, 1999) e o modelo por matriz de transferência (ESMAILIAN; KSCHISCHANG; GULAK, 2003).

2.1.1 Canal PLC como Linha de Transmissão

A atenuação de um sinal transmitido pelo canal PLC aumenta em função da frequência e do comprimento da linha (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) (HRASNICA; HAIDINE; LEHNERT, 2004) (CHIUȚĂ; SECĂREANU, 2009). Esta atenuação deve-se a característica de impedância Z_L e da constante de propagação γ . Conforme a Figura 2.2, por meio da solução da equação do telegrafista (METZGER, 1969), estes dois parâmetros podem ser definidos pela resistência R' , condutância G' , indutância L' e capacitância C' , todos por unidade de comprimento:

$$Z_L = \sqrt{\frac{R'(f) + j2\pi fL'(f)}{G'(f) + j2\pi fC'(f)}} \quad (2.1)$$

$$\gamma(f) = \sqrt{(R'(f) + j2\pi fL'(f))(G'(f) + j2\pi fC'(f))} \quad (2.2)$$

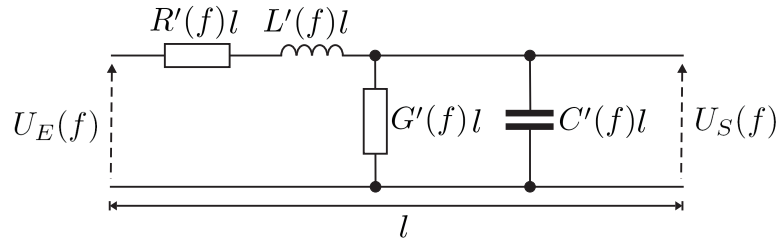


Figura 2.2 – Linha de transmissão por dois fios.

Decompondo a constante de propagação γ em parte real e imaginária:

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (2.3)$$

e considerando a propagação da onda da fonte até o destino, a função de transferência de uma linha com comprimento l pode ser formulada:

$$H(f) = e^{-\gamma(f)l} = e^{-\alpha(f)l} \cdot e^{-j\beta(f)l} \quad (2.4)$$

onde α e β são denominadas constante de atenuação e constante de fase, respectivamente.

Em diferentes investigações e medições das propriedades dos cabos, foi possível concluir que para a banda de sistemas PLCs no intervalo de 1 à 30 MHz (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002), vale:

$$R'(f) \ll j2\pi fL'(f) \quad (2.5)$$

$$G'(f) \ll j2\pi fC'(f) \quad (2.6)$$

Desprezando a dependência de L' e C' na frequência, é possível obter as

seguintes aproximações:

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.7)$$

$$\gamma(f) = \underbrace{\frac{1}{2} \frac{R'(f)}{Z_L} + \frac{1}{2} G'(f) Z_L}_{\text{Re}\{\gamma\}} + \underbrace{j2\pi f \sqrt{L'C'}}_{\text{Im}\{\gamma\}} \quad (2.8)$$

A parte real e a parte imaginária da constante de propagação está relacionada diretamente com a frequência. A resistência por unidade de comprimento $R'(f)$ sofre influência do efeito pelicular, com a profundidade $skin^1$ dada por (CHENG, 1993):

$$p_{skin} = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_c \sigma_c f}} \quad (2.9)$$

onde μ_c e σ_c representam a constante de permeabilidade magnética e a condutividade elétrica do condutor. Desta forma a resistência por unidade de comprimento em $[\Omega/m]$ de um condutor com raio r_c resulta em:

$$R'(f) = \frac{1}{\pi r_c p_{skin} \sigma_c} = \frac{\sqrt{\pi \mu_c \sigma_c f}}{\pi r_c \sigma_c} \quad (2.10)$$

Medições também mostram que $G'(f)$ é proporcional à frequência (HRASNICA; HAIDINE; LEHNERT, 2004), i.e. a parte real da constante de propagação pode ser escrita como:

$$\alpha(f) = \text{Re}\{\gamma\} = \frac{1}{2Z_L} \frac{\sqrt{\pi \mu_c \sigma_c f}}{\pi r_c \sigma_c} + \frac{Z_L}{2} f \quad (2.11)$$

Deste modo, uma expressão para a constante de atenuação pode ser obtida em termos de dois fatores, dependentes apenas das características físicas da linha:

$$\begin{aligned} \alpha(f) &= k_1 \sqrt{f} + k_2 f \\ \beta(f) &= \text{Im}\{\gamma\} = k_3 f \end{aligned} \quad (2.12)$$

Entretanto, várias medições das perdas nas propagações em linhas de transmissão (HRASNICA; HAIDINE; LEHNERT, 2004) possibilitaram o ajuste da equação (2.12) de forma a aproximar melhor do comportamento real:

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad (2.13)$$

Finalmente, a função de transferência de amplitude do canal pode ser definida por:

$$A(f, l) = e^{-\alpha(f)l} = e^{-(a_0 + a_1 f^k)l} \quad (2.14)$$

¹Também denominado de efeito pelicular, caracteriza-se pela tendência da corrente elétrica fluir majoritariamente na superfície do condutor quando submetido à altas frequências.

2.1.2 Modelo de Canal PLC por Eco

Um modelo mais completo deve levar em consideração as reflexões ocorridas nas terminações de cada percurso onde há descontinuidade de impedância. Cada contribuição de reflexão dos N percursos pode ser descrita em termos de um atraso τ_i e um fator de atenuação \mathbf{g}_i (PHILIPPS, 1999) (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002). A Figura 2.3 exhibe graficamente a representação do modelo.

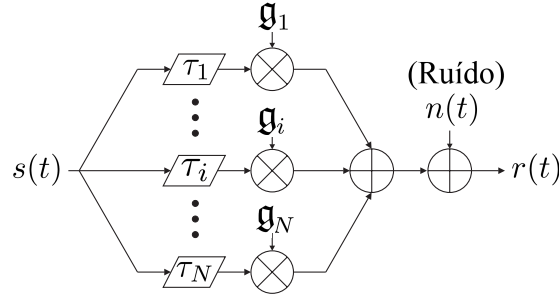


Figura 2.3 – Diagrama do modelo por eco representando o caminho multipercurso.

Deste modo, resulta para um canal com eco a resposta impulsiva e sua resposta em frequência obtida por transformada de Fourier:

$$h(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{g}_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad \stackrel{\mathfrak{F}}{\Leftrightarrow} \quad H(f) = \sum_{i=1}^N \mathbf{g}_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (2.15)$$

Onde o termo τ_i representa o fator de atraso $e^{-j2\pi f \tau_i}$ no domínio da frequência. Já o termo \mathbf{g}_i representa o produto do fator de peso g_i com o fator de atenuação $A(f, l_i)$. Assim, a função de transferência no domínio da frequência pode ser escrita como:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, l_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (2.16)$$

onde g_i representa o produto dos fatores de reflexão e transmissão ao longo do percurso. A variável τ_i representa o atraso no percurso i e pode ser calculada pela divisão do comprimento do percurso l_i pela velocidade de propagação² v_p :

$$\tau_i = \frac{l_i}{v_p} = \frac{l_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} \quad (2.17)$$

onde c_0 é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_r a constante dielétrica relativa do material isolante. Considerando hipoteticamente como meio de transmissão o vácuo, com constante dielétrica relativa unitária, a velocidade de propagação é a própria velocidade da luz.

²Alguns autores denominam como velocidade de fase v_f , pelo fato de considerar que determinada fase em uma onda periódica se desloca no espaço ao longo do tempo.

Substituindo a atenuação do meio $A(f, l_i)$ pela Equação (2.14), obtém-se finalmente a equação do modelo abrangendo os termos de atenuação e de efeito do multipercurso:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{peso}} \underbrace{e^{-(a_0+a_1 \cdot f^k)l}}_{\text{atenuação}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f\tau_i}}_{\text{atraso}} \quad (2.18)$$

Como forma de validação do modelo, o trabalho de Zimmermann e Dostert (2002) comparou resultados numéricos de medição e de simulação para um canal PLC teste com configuração de acordo com a Figura 2.4.

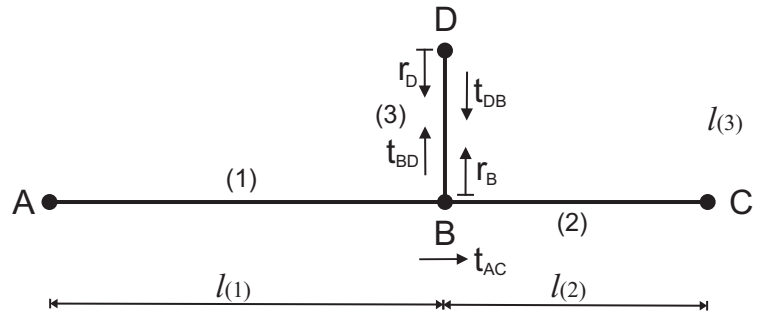


Figura 2.4 – Esquema representativo para a propagação multipercurso em um canal com uma derivação.

Foram considerados cabos de distribuição de energia do tipo NAYY150 para as secções de $l_{(1)} = 30 \text{ m}$ e $l_{(2)} = 170 \text{ m}$, e do tipo NAYY35 para a secção de $l_{(3)} = 12 \text{ m}$, com impedâncias características de aproximadamente 45Ω e 70Ω respectivamente. Verifica-se em catálogos deste tipo de cabo (LAPPGROUP, 2013) (HELUKABEL, 2009) (NEXANS, 2013), que são cabos multipolares de dupla ou tripla isolação elétrica com até 4 condutores de alumínio com área de secção de 150 mm^2 para o NAYY150 e de 35 mm^2 para o NAYY35. Para a medição da resposta do canal, o transmissor foi conectado à terminação A e o receptor à terminação C, com compatibilidade de impedância de ambos equipamentos com a impedância característica do cabo. A terminação D foi deixada em aberto.

Na Figura 2.5 são exibidos os resultados da simulação do canal de teste considerando 4 percursos (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002), cujos os dados de atenuação e de percurso são exibidos na Tabela 2.1.

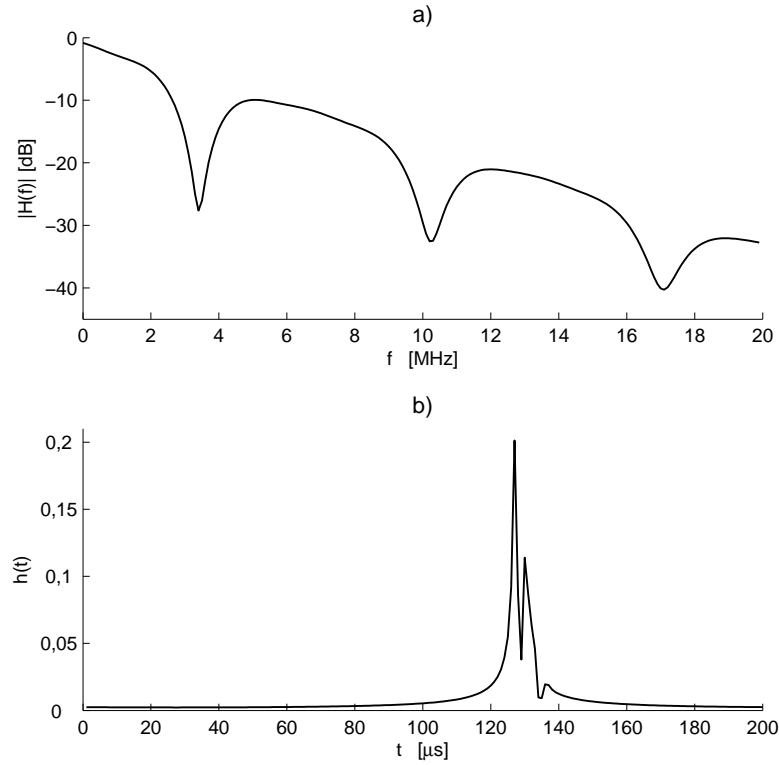
Os fatores de reflexão r podem ser determinados do acordo com Smit (1988) em função da impedância característica da linha Z_L e da impedância na terminação Z_T :

$$r = \frac{Z_L - Z_T}{Z_T + Z_L} \quad (2.19)$$

Deste modo, as terminações A e C estando casadas com $Z_L = Z_T$ o fator de

Tabela 2.1 – Parâmetros do modelo por eco para o canal de teste para quatro percursos

Parâmetros de Atenuação:	$k = 1 \quad a_0 = 0 \quad a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10} \text{ s/m}$					
Parâmetros de Percurso:	i	g_i	d_i/m	i	g_i	d_i/m
	1	0,64	200,0	3	-0,15	244,8
	2	0,38	222,4	4	0,05	267,5

**Figura 2.5** – Modelagem da resposta em frequência e da resposta impulsiva do canal (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) considerando 4 percursos.

reflexão será nulo e o da terminação da derivação em aberto torna-se $r_D = 1$.

Os pontos de reflexões remanescentes são B e D, possuem fatores de reflexão r_D, r_B . Os trechos do percurso possuem fatores de transmissão t_{AC}, t_{BD} e t_{DB} (CHIUȚĂ; SECĂREANU, 2009). Assim, são possíveis um número N infinito de propagações multipercurso ($A \rightarrow B \rightarrow C, A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C, \dots, A \rightarrow (B \rightarrow D)^{N-1} \rightarrow B \rightarrow C$) com distâncias de propagação dadas pela relação:

$$l_i = l_1 + 2(N - 1)l_3 + l_2 \quad (2.20)$$

Tem-se que o valor do fator de transmissão t_{AC} é o próprio fator $g_1 = 0,64$ da Tabela 2.1 (sem reflexão). Continuando a análise da propagação do sinal na Figura 2.4 é possível desenvolver a seguinte tabela:

Tabela 2.2 – Fatores de Propagação do Sinal no Canal de Teste

n	Percurso	g_i
1	ABC	t_{AC}
2	ABDBC	$t_{AC} \cdot t_{BD} \cdot r_D \cdot t_{DB}$
3	ABDBDBC	$t_{AC} \cdot t_{BD} \cdot r_D \cdot t_{DB} \cdot r_B \cdot t_{BD} \cdot r_D \cdot t_{DB}$
4	ABDBDBDBC	$t_{AC} \cdot t_{BD} \cdot r_D \cdot t_{DB} \cdot r_B \cdot t_{BD} \cdot r_D \cdot t_{DB} \cdot r_B \cdot t_{BD} \cdot r_D \cdot t_{DB}$
:	:	:

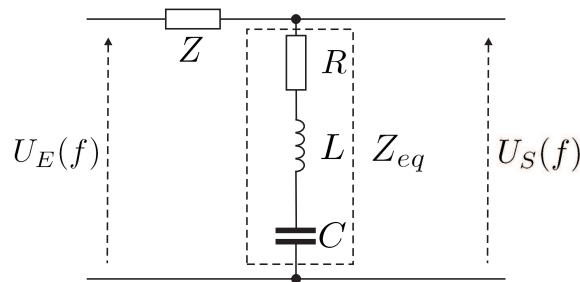
Como resultado da análise desta tabela e considerando os fatores de transmissão $t_{BD} = t_{DB}$, é obtida a equação que relaciona os fatores de propagação com as constantes de peso g_i , para casos em que são consideradas mais reflexões:

$$g_n = t_{AC} \cdot (t_{BD}^2 \cdot r_D)^{(n-1)} r_B^{(n-2)} \quad ; 1 < n \leq N \quad (2.21)$$

Por fim, como o canal é passivo, é esperado que os módulos dos fatores de reflexão e transmissão sejam menores ou iguais a um 1 (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005). Desta forma, de posse dos pesos g_i da Tabela 2.1, do sistema de equações gerados a partir da Equação (2.21) ou da Tabela 2.2, os demais fatores podem ser estimados.

2.1.3 Modelo de Canal PLC por Circuito Série Ressonante

Resultados de medições da função de transferência de canais PLC, tem evidenciado um comportamento que pode ser descrito por blocos de circuitos RLC série ressonantes desacoplados em cascata (PHILIPPS, 1999). Cada bloco série ressonante (BSR) pode ser caracterizado por uma resistência R , uma capacitância C e uma indutância L , conforme Figura 2.6.

**Figura 2.6** – Diagrama de um bloco de circuito série ressonante.

Naturalmente, a impedância do circuito RLC série é dependente da frequência e pode ser descrita por:

$$Z_{eq}(f) = R + X_L + X_C = R + j \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} \right) \quad (2.22)$$

com frequência de ressonância:

$$f_{res} = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.23)$$

A impedância mínima é igual a R quando a parte imaginária da impedância Z_{eq} for nula. Ou seja, na condição de frequência de ressonância, as reatâncias X_L e X_C se anulam. Considerando o circuito da Figura 2.6, a função de transferência do canal pode ser calculada por:

$$H(f) = \frac{U_S(f)}{U_E(f)} = \frac{1}{1 + \frac{Z}{Z_{eq}(f)}} \quad (2.24)$$

Deste modo, na Figura 2.7, é exibida a função de transferência de um bloco série ressonante. Conforme esperado teoricamente, a função de transferência descreve um vale com um ponto de mínimo na condição de frequência de ressonância. Justamente este comportamento, pode descrever o efeito de um desvanecimento no canal.

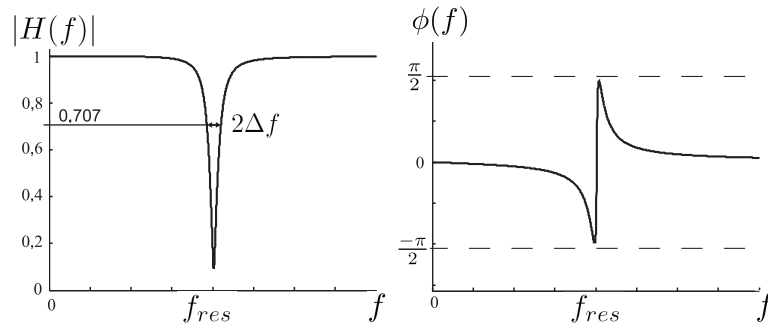


Figura 2.7 – Magnitude e fase da função de transferência para um bloco SR.

O fator de qualidade do circuito ressonante é definido pela largura de banda de meia potência $2\Delta f$, valor este evidenciado na Figura 2.7 da curva $|H(f)|$, resultando em:

$$Q = \frac{f_{res}}{2\Delta f} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.25)$$

O fator Q é uma função da largura do vale, pois um alto valor de Q resulta em maior seletividade (menor perda ôhmica do arranjo RLC). Assim, pode ser modelado de forma a melhor descrever a largura (duração) e profundidade de um desvanecimento em um canal PLC.

Desta forma, a função de transferência do canal PLC pode ser modelada por uma cascata de N blocos de circuitos RLC série ressonantes, representada pelo

produtório na Equação (2.26), e esquematizado na Figura 2.8.

$$H(f) = \prod_{i=1}^N H_i(f) \quad (2.26)$$

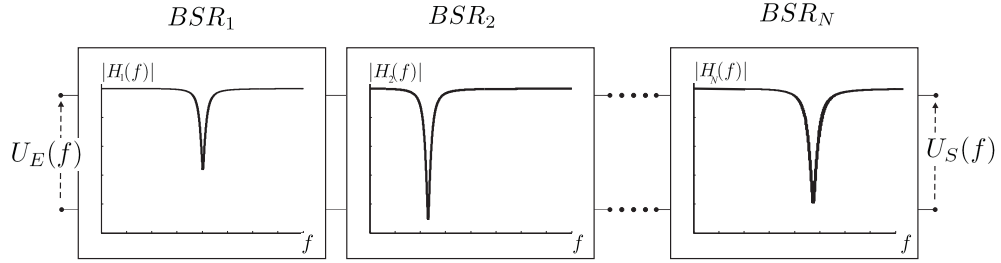


Figura 2.8 – Modelo por blocos série ressonantes.

2.1.4 Modelo por Matriz de Transmissão ABCD

Uma vez conhecidos os dados das características da estrutura da rede, torna-se possível desenvolver pela abordagem *Bottom-Up* uma matriz de transmissão ABCD da função de transferência do canal. Admitindo-se a linha de transmissão como uma rede de duas portas (ESMAILIAN; KSCHISCHANG; GULAK, 2003) (MENG et al., 2004) (CANETE et al., 2011), a relação entre U_1, I_1 e U_2, I_2 , a tensão e corrente de entrada e a tensão e corrente de saída, podem ser representadas respectivamente por:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [\Phi] \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

onde A, B, C e D são parâmetros apropriadamente escolhidos admitido-se o sistema como linear e invariante no tempo. Na Figura 2.9 estão representadas as correntes e seus fasores.

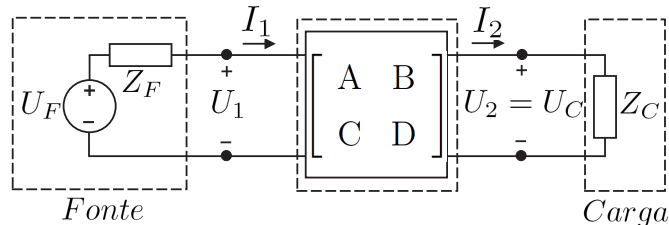


Figura 2.9 – Rede de duas portas conectada a uma fonte de tensão e carga.

A partir da Figura 2.9, da Equação (2.27) e utilizando o resultado em Attia (2004, Capítulo 7), a função de transferência pode ser obtida:

$$H = \frac{U_C}{U_F} = \frac{Z_C}{AZ_C + B + CZ_C Z_F + DZ_F} \quad (2.28)$$

Da mesma forma, pode ser calculada a impedância de entrada do circuito de duas portas Z_1 :

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{AZ_C I_C + BI_C}{CZ_C I_C + DI_C} = \frac{AZ_C + B}{CZ_C + D} \quad (2.29)$$

Conforme já apresentado nas equações 2.1 e 2.2, os cabos de fase e de neutro da instalação podem ser modelados como uma linha de transmissão com impedância característica Z_L e constante de propagação γ . Desta forma, pela teoria da transmissão (PERES; SOUZA; BONATTI, 2003), a matriz ABCD pode ser obtida por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_L \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_L} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

2.1.4.1 Determinação dos parâmetros *RLCG* do canal

Para a determinação dos elementos das matrizes de transferência, faz-se necessário a determinação dos parâmetros *RLCG* de resistência, indutância, capacitância e condutância, todos por unidade de comprimento, assim como na determinação das equações 2.1 e 2.2. Aspectos físico construtivos destes parâmetros são comentados brevemente a seguir.

- Resistência - Para um condutor maciço composto por um único fio condutor, pode ser determinada pela Equação (2.10) que considera o efeito *skin*. Entretanto, para um condutor flexível com encordoamento composto por mais fios de cobre, a área de fluxo de corrente é novamente reduzida devido aos espaços vazios entre as circunferências da última camada de fios. Uma aproximação do fator de correção é sugerido no trabalho de Dickinson e Nicholson (1997) e representado na Figura 2.10a para fios de cobre com raio r_f :

$$X_R(f) = \frac{r_f^2 \cos^{-1} \left(\frac{r_f - p_{skin}}{r_f} \right) - (r_f - p_{skin}) \sqrt{r_f^2 - (r_f - p_{skin})^2}}{\pi r_f p_{skin}} \quad (2.31)$$

Assim, o valor aproximado da resistência por unidade de comprimento em $[\Omega/m]$ pode ser obtida aplicando o fator de correção na Equação (2.10):

$$R'_f(f) = 2 \cdot X_R(f) \cdot R'(f) \quad (2.32)$$

- Indutância - O valor da indutância total, conforme (CHENG, 1993), é composta pela auto-indutância determinada a partir da constante de permea-

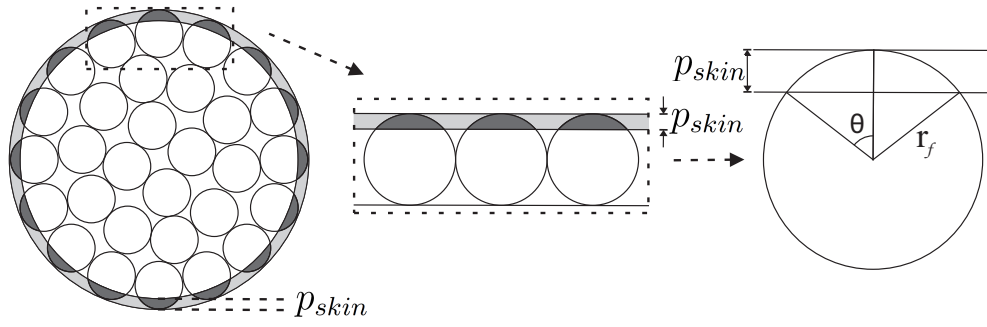


Figura 2.10 – Análise aproximada do efeito *skin* em condutor flexível com encordoamento (DICKINSON; NICHOLSON, 1997).

bilidade magnética u_c do material condutor:

$$L_a = \frac{u_c}{8\pi} \quad (2.33)$$

em $[H/m]$ e a indutância mútua do par de condutores paralelos de raio r_c :

$$L_m = \frac{u_c}{8\pi} \ln \left(\frac{d - r_c}{r_c} \right) \quad (2.34)$$

também em $[H/m]$, de acordo com a equação:

$$L' = 2L_a + L_m \quad (2.35)$$

- Condutância: Admitindo como homogêneas as dimensões da secção transversal do canal abordado (CHENG, 1993), a condutância em $[S]$ pode ser obtida por:

$$\frac{C'}{G'} = \frac{\varepsilon}{\sigma_c} \Rightarrow G' = \frac{\sigma_c \cdot C'}{\varepsilon} \quad (2.36)$$

onde σ_c e ε são a condutividade elétrica do material condutor e a constante dielétrica do meio isolante respectivamente. De acordo com Dickinson e Nicholson (1997), a condutância de cabos para instalações elétricas residenciais são geralmente bem altas e normalmente tem efeito desprezível nos resultados dos cálculos;

- Capacitância - Nos trabalhos de Chiuță e Secăreanu (2009) e de Meng et al. (2004), são apresentadas equações para a determinação da capacitância, mas para cabos e instalações diferentes das encontradas em instalações elétricas residenciais brasileiras. Desta forma, quando determinado o valor da impedância característica Z_L e da indutância L' , a capacitância por unidade de comprimento pode ser obtida indiretamente pela Equação (2.7) que despreza a dependência de $C'(f)$ e $L'(f)$ com a frequência e desconsidera

$R'(f)$ e $G'(f)$ devido às equações 2.5 e 2.6:

$$C' = \frac{L'}{Z_L^2} \quad (2.37)$$

2.1.4.2 Função de transferência de uma linha de transmissão com uma derivação em ponte

Havendo diversos circuitos de duas portas em cascata, a representação ABCD resulta do produto das matrizes $A_i B_i C_i D_i$ de cada etapa i do circuito (ATTIA, 2004).

Substituindo o percurso em ponte por uma impedância equivalente entre os nós A e B, o circuito da Figura 2.11a pode ser simplificado. A impedância Z_{eq} da Figura 2.11b pode então ser calculada:

$$Z_{eq} = Z_{Lramo} \frac{Z_{Cramo} + Z_{Lramo} \tanh(\gamma_{ramo} d_{ramo})}{Z_{Lramo} + Z_{Cramo} \tanh(\gamma_{ramo} d_{ramo})} \quad (2.38)$$

Onde Z_{Cramo} , Z_{Lramo} e γ_{ramo} são, respectivamente, a impedância da terminação, a impedância característica e a constante de propagação do circuito de ramificação.

Para facilitar a análise, a Figura 2.11b foi particionada em $N = 3$ sub-circuitos de duas portas. Para cada sub-circuito i deve ser calculada sua matriz Φ_i para obter por meio do produtório a matriz geral Φ :

$$\Phi = \prod_{i=1}^N \Phi_i \quad (2.39)$$

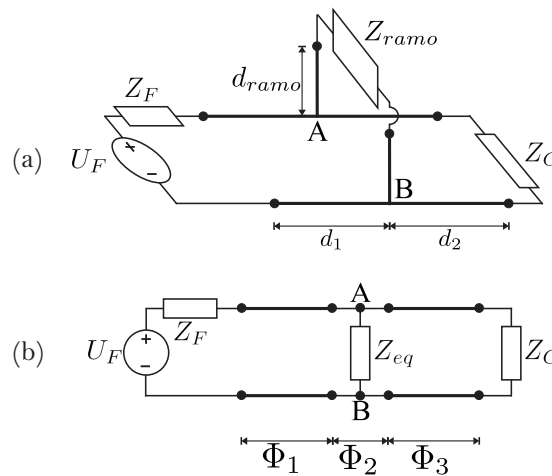


Figura 2.11 – Linha de transmissão com uma ramificação (a), e circuito equivalente (b).

O subcircuito da impedância em série Z_F já foi considerada na Equação (2.28) e portanto não há necessidade de ser desenvolvida a sua matriz de transferência.

Em (ATTIA, 2004), é encontrado uma solução para Φ_2 , para os subcircuitos com impedância em paralelo Z_{eq} :

$$\Phi_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{eq}} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Já as matrizes Φ_1 e Φ_3 , foram montadas de acordo com a Equação (2.30) e considerando as impedâncias características Z_{L1} , Z_{L2} e constante de propagação γ_1 e γ_2 respectivo a cada trecho do canal:

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 d_1) & Z_{L1} \sinh(\gamma_1 d_1) \\ \frac{1}{Z_{L1}} \sinh(\gamma_1 d_1) & \cosh(\gamma_1 d_1) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\Phi_3 = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 d_2) & Z_{L2} \sinh(\gamma_2 d_2) \\ \frac{1}{Z_{L2}} \sinh(\gamma_2 d_2) & \cosh(\gamma_2 d_2) \end{bmatrix}$$

Assim, conforme já discutido, a multiplicação das matrizes Φ_1 , Φ_2 e Φ_3 , resulta na matriz final ABCD, permitindo a obtenção da função de transferência final pela Equação (2.28).

2.2 Canal PLC: Tipos de Ruído e Modelagem

Nesta Seção são discutidas e caracterizadas as principais fontes de ruídos e interferências eletromagnéticas presentes em canais de comunicação PLC. De acordo com Open PLC European Research Alliance (2005), podem ser identificados e classificados seis tipos de ruídos presentes em ambiente PLC: o ruído colorido de fundo, o ruído de banda estreita, o ruído impulsivo síncrono à frequência da rede, o ruído impulsivo periódico assíncrono à frequência da rede, o ruído impulsivo não periódico e o ruído por rajada.

2.2.1 Ruído Colorido de Fundo

Ruído de fundo é causado pela sobreposição de múltiplas fontes de ruído de potências relativamente baixas, inclusive aquele gerado pela agitação térmica dos elétrons no condutor. Seus parâmetros de ruído variam com o tempo em termos de minutos e horas (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005).

Resultados das medições de ruído em vários ambientes mostraram que a densidade espectral de potência (PSD) do ruído de fundo diminui com o aumento da frequência de forma aproximadamente exponencial em escala logarít-

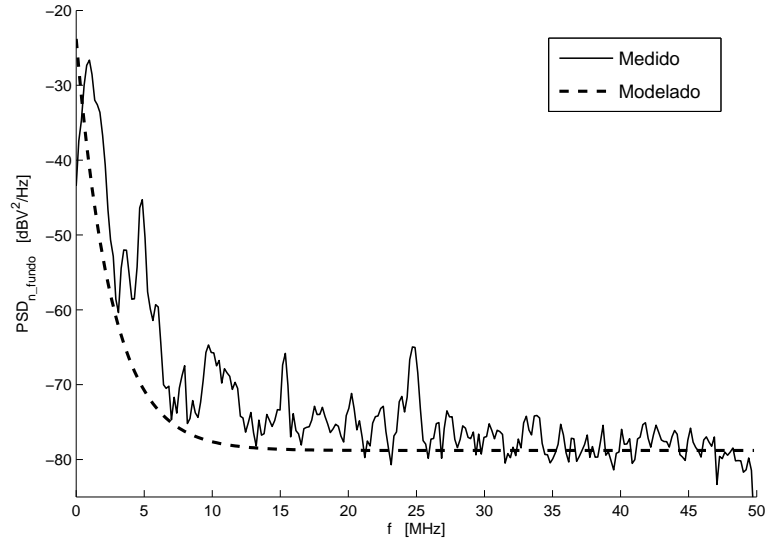


Figura 2.12 – PSD do ruído de fundo medido e modelado de um canal PLC com comprimento de 18,2 m sem derivação.

mica (BENYOUCEF, 2003), conforme ilustrado na Figura 2.12. A curva modelada por meio da Equação (2.42) é denotada por:

$$N_{fundo}(f) = A_{\infty} + A_0 \cdot e^{-\frac{f}{f_0}} \quad (2.42)$$

Com $f \rightarrow \infty$, o valor da potência tende à A_{∞} . Com $f \rightarrow 0$, A_0 pode ser obtido pela diferença entre $n_{fundo}(f = 0)$ e A_{∞} . O terceiro parâmetro f_0 define a taxa de decaimento e é dado em MHz. Para a curva modelada na Figura 2.12, foram adotados $A_{\infty} = -78,8 [dBV^2/Hz]$, $A_0 = 55 [dBV^2/Hz]$ e $f_0 = 2,6 MHz$.

2.2.2 Ruído de Banda Estreita

O Ruído de Banda Estreita (RBE) na maioria das vezes tem forma senoidal com amplitudes moduladas, ocupando várias sub-bandas que são relativamente pequenas e contínuas ao longo do espectro de frequências (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005). Na Figura 2.12 é possível identificar várias destas sub-bandas. Este ruído é causado principalmente pela presença de sinais de estações de transmissão com bandas de transmissão na faixa de ondas médias e curtas, como o rádio amador, sendo que sua amplitude geralmente varia lentamente ao longo do dia, podendo se tornar maior no período noturno, quando as propriedades de reflexão da atmosfera se tornam mais fortes (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005).

De forma determinística, o ruído de faixa estreita pode ser modelado por meio

de uma soma de múltiplos ruídos senoidais de diferentes amplitudes:

$$n_{\text{banda estreita}} = \sum_{i=1}^N A_i(t) \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (2.43)$$

onde as N portadoras consideradas no modelo diferem na frequência f_i , amplitude $A_i(t)$ e fase φ_i .

Para efeito de simplificação do modelo (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005), as fases das portadoras podem ser admitidas como constantes e escolhidas aleatoriamente a partir de uma distribuição uniforme no intervalo de 0 a 2π , dependendo do número de portadoras e a posição exata de frequências do sinal de banda estreita.

Já para a reprodução de um grande número de ruídos de banda estreita, o método no domínio da frequência é o mais adequado, utilizando as informações de magnitude e fase, seguido da Transformada Inversa de Fourier.

2.2.3 Ruído Impulsivo Periódico Síncrono

O Ruído Impulsivo Periódico Síncrono (RIPS) é constituído por pulsos de ruído que estão em sincronia com a frequência fundamental da rede elétrica. Obtido por meio do arranjo de captura de sinais da Figura 2.1, o gráfico da Figura 2.13 exibe o ruído presente em uma Tomada de Uso Geral (TUG) de 127VCA de uma residência. É observado que a duração dos pulsos é da ordem de microsegundos, e que se repetem a cada 8,33ms, que é o período de um semi-ciclo da senóide da rede elétrica.

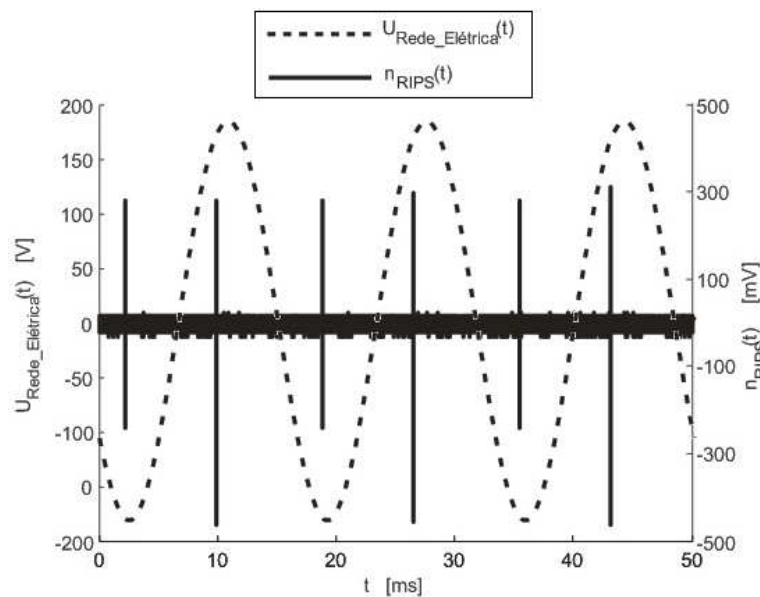


Figura 2.13 – Ruído impulsivo síncrono medido em uma TUG residencial.

Este tipo de ruído é geralmente causado por *dimmers* de ventiladores ou de iluminação, por retificadores a diodo com baixo fator de potência que estão presentes na maioria das fontes de equipamentos eletrônicos e inclusive nos reatores de lâmpadas fluorescentes compactas ou convencionais. Portanto, para o caso particular brasileiro apresenta uma taxa de repetição de 60 ou 120 Hz, para esquemas de retificação em meia-onda ou onda-completa respectivamente.

No trabalho da Open PLC European Research Alliance (2005) um modelo aproximado de ruído impulsivo periódico é obtido por meio geração de um envoltório periódico retangular contendo o ruído branco filtrado, Figura 2.14.

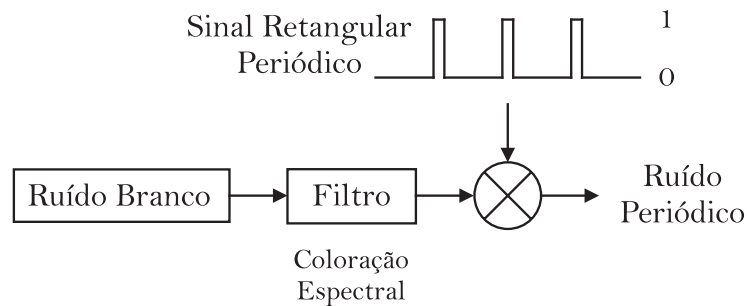


Figura 2.14 – Modelagem do ruído impulsivo periódico.

Será descrito aqui o processo de modelagem matemática do ruído impulsivo periódico (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005). Inicialmente, admitindo-se o envoltório descrito na Figura 2.15, o tempo de duração do pulso t_P é muito menor do que o tempo de duração do ciclo T . Considerando um pulso retangular $r(t)$, obtêm-se:

$$r(t) = A \cdot \prod \left(\frac{t}{t_P} \right) \stackrel{\mathfrak{F}}{\Rightarrow} R(f) = A \cdot t_P \text{sinc}(t_P f); \quad (2.44)$$

onde: $\text{sinc}(x)$ representa a função sinc normalizada para o argumento x , definida por:

$$\text{sinc}(x) \triangleq \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (2.45)$$

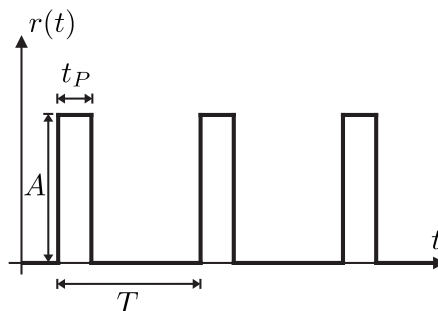


Figura 2.15 – Modelagem da envoltória do ruído impulsivo periódico.

Assim, o espectro $R(f)$ possui pontos nulos múltiplos inteiros em relação à

largura de impulso t_P , Figura 2.16.

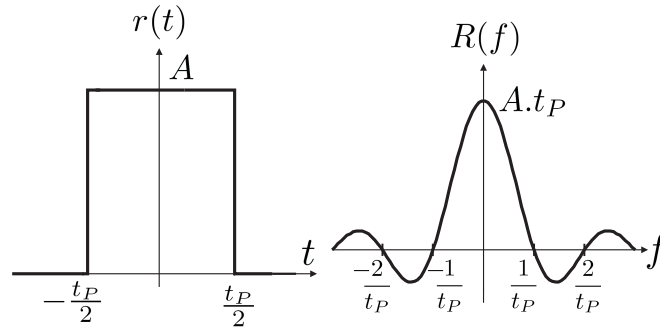


Figura 2.16 – Envolvório do ruído impulsivo periódico e seu espectro associado.

Este envoltório retangular é repetido continuamente numa sequência periódica $r_{SP}(t)$, com período de ciclo T . No domínio do tempo, isto corresponde à convolução de $r(t)$ com o trem de impulsos:

$$\psi(t) = \sum_{k_{SP}=-\infty}^{\infty} \delta(t - k_{SP}T), \quad k_{SP} \in Z \quad (2.46)$$

Resultando no sinal no tempo:

$$r_{SP}(t) = r(t) * \psi(t) \quad (2.47)$$

Já no domínio da frequência resulta na multiplicação com o espectro da sequência de impulsos:

$$R_{SP}(f) = R(f) \cdot \Psi(f) = R(f) \cdot \frac{1}{T} \sum_{n_{SP}=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{n_{SP}}{T}) \quad (2.48)$$

Onde $\Psi(f)$ na Equação (2.48) é o espectro da sequência periódica retangular $\psi(t)$ representado na Figura 2.17.

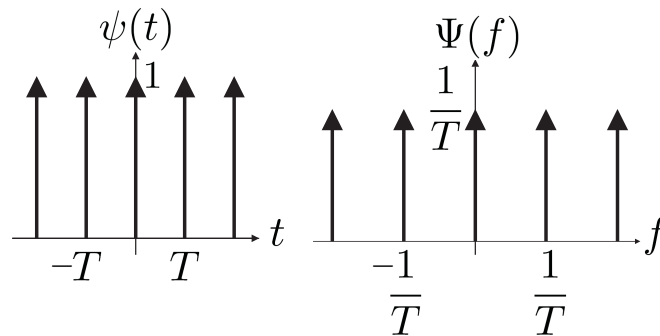


Figura 2.17 – Trem de impulsos no domínio no tempo e na frequência.

O sinal no tempo do ruído impulsivo periódico $n_{IP}(t)$ resulta da modulação do sinal de ruído AWGN $n(t)$ pela envoltória $r_{SP}(t)$:

$$n_{IP} = n(t) \cdot r_{SP}(t) \quad (2.49)$$

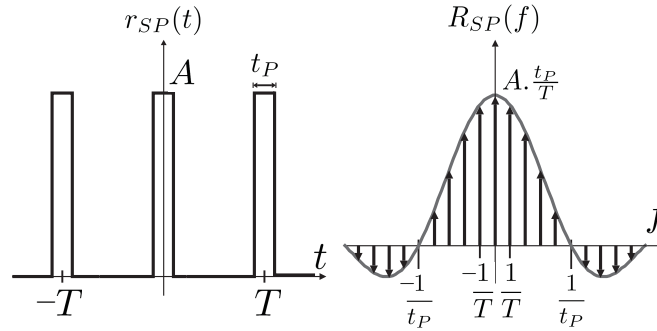


Figura 2.18 – Envolvório e respectivo espectro de um ruído impulsivo periódico.

Aplicando-se a Transformada de Fourier obtêm-se o espectro do ruído impulsivo periódico N_{IP} :

$$\begin{aligned} N_{IP}(f) &= N(f) * R_{SP}(f) \\ &= N(f) * \left[A \cdot \frac{t_P}{T} \text{sinc}(t_P f) \sum_{n_{SP}=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n_{SP}}{T}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.50)$$

Logo, o espectro do ruído impulsivo periódico não é idêntico ao espectro do ruído AWGN $n(t)$, mas convoluído com o espectro da sequência periódica retangular. Assim como a largura de banda de sinal de ruído colorido é muito elevado em comparação com $1/t_P$, o espectro do ruído AWGN $N(f)$ também é. Portanto, é admissível esta alteração no modelo do ruído impulsivo periódico, por desconsiderar filtro de coloração espectral do esquema da Figura 2.14.

2.2.4 Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono

O Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono à frequência da rede (RIPA) é causado principalmente por fontes chaveadas. O elemento comutador deste tipo de fonte gera pulsos de ruído com ocorrência na mesma frequência da comutação que geralmente se encontra entre 50 kHz e 2 MHz (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005). A sua análise pode ser derivada da análise realizada para o ruído síncrono, conforme a Figura 2.14, mas considerando dessincronizados e com intervalo entre os pulsos bem menor que o ciclo da rede elétrica.

2.2.5 Ruído Impulsivo Não Periódico

O Ruído Impulsivo Não Periódico (RINP) ocorre em intervalos aleatórios de tempo e é gerado por todos os tipos de acionamentos elétricos como por exemplo:

eletrodomésticos, motores elétricos, lâmpadas de descarga por capacitor e etc. Devido às diferentes fontes, este ruído tem propriedades muito diferentes tanto na resposta no tempo como na frequência.

Conforme o documento Open PLC European Research Alliance (2005), pode ser admitido para a modelagem deste ruído, a reprodução do comportamento espectral por meio do aumento do ruído de fundo colorido. Este aumento deve estar em função da amplitude da envoltória do ruído durante o tempo de ocorrência do ruído impulsivo. Deste modo, não exige-se exatamente reconstruir dispendiosamente o sinal no tempo, Figura 2.19.

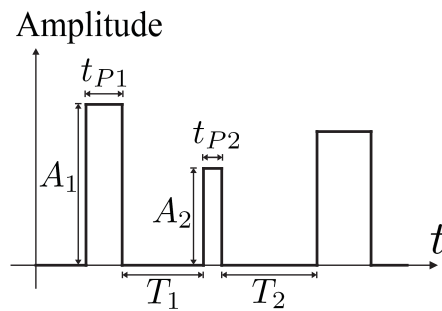


Figura 2.19 – Envoltória do ruído impulsivo não periódico.

Não será considerado agora uma descrição específica levando-se em conta a contribuição de cada percurso sobre a função de transferência (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005), devido às seguintes justificativas:

- É insignificante para o receptor se as propriedades espectrais do ruído são inerentes à da fonte ou originado pelo canal (atenuação),
- Não é viável na prática determinar uma função de transferência para cada percurso do canal.

Como forma de simplificar a emulação do canal, é suficiente assumir alguns espectros de ruído em conjunto com um modelo que determine sua amplitude, os intervalos entre as ocorrências e sua duração. Portanto, esta envoltória pode ser caracterizada por meio dos parâmetros variáveis A_i , t_{P_i} e T_i , representando a amplitude, duração do pulso e intervalos entre os pulsos respectivamente. Ainda por vezes, pode ser considerando o intervalo T_i nulo, resultando em dois pulsos consecutivos. Logo, o objetivo da modelagem é descrever estatisticamente as propriedades do canal PLC onde a principal dificuldade consiste em cobrir a variedade de parâmetros característicos em um modelo único e consistente. Medições no canal realizadas por Zimmermann (2000), possibilitaram a determinação dos seguintes parâmetros estatísticos:

- Taxa de Impulsos: Valores típicos para a taxa média de impulso estão entre 0, 1 impulso por segundo para baixa perturbação e 100 impulsos por segundo para ambientes altamente ruidosos para um nível de tensão de detecção de 100 mV. Entretanto, durante o período de ruído em rajada esta taxa é muito maior;
- Duração Relativa: Similarmente ao que ocorre com a taxa de impulso, a determinação do parâmetro duração relativa depende essencialmente do nível de tensão de detecção. Valores típicos estão especificados dependendo do ambiente de 0,001% até 1%, utilizando um nível de tensão de detecção de 100 mV (incluindo os ruídos periódicos RIPS e RIPA);
- Amplitude: A distribuição de amplitudes dos impulsos, com boa aproximação, segue uma distribuição exponencial. Discrepâncias ocorrem quando poucas fontes de ruído prevalecem, levando ao acúmulo de determinadas amplitudes;
- Duração e o Espaçamento entre Impulsos: São também exponencialmente distribuídos. Valores típicos para a duração de impulso são de 100 μs e valores típicos para o espaçamento entre impulsos estão entre 0,01 e 1 s.

Na Seção 2.2.8, são utilizados estes parâmetros para a modelagem do RINP utilizando Cadeias de Markov.

2.2.6 Ruído em Rajada

Ruídos impulsivos aperiódicos muitas vezes ocorrem em cascata sob a forma de uma explosão de ruído, o que aumenta o seu impacto perturbador. Logo, este ruído em rajada (RR) pode levar à perdas de grandes pacotes de dados devido a sua maior duração. A Figura 2.20 exibe o princípio de um modelo de envoltória para ruído impulsivo do tipo RR, sugerido por Open PLC European Research Alliance (2005). De forma simplificada, na Seção 2.2.10 é apresentado um modelo também estocástico utilizando Cadeias de Markov.

2.2.7 Modelagem Estocástica por Cadeias de Markov

Por terem natureza aleatória, o ruído impulsivo não periódico e o ruído em rajada podem ser adequadamente modelados a partir da aplicação de Cadeias de Markov Discreta (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005).

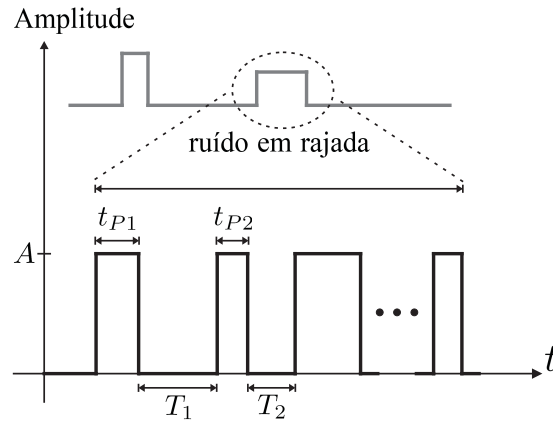


Figura 2.20 – Modelagem do Ruído em Rajada (RR).

Um processo de Markov é um processo que gera uma sequência estocástica de estados discretos. Em cada ponto, a decisão sobre a próxima mudança de estado é feita de forma aleatória e respeitando um conjunto de probabilidades de transição que governam o processo. Uma das características definidoras de um processo de Markov é que ele não tem memória, ou seja, a decisão sobre qual o estado da próxima visita depende apenas da identidade do estado atual (CHING; NG, 2006). Todas as probabilidades de transição podem ser expressas na forma de uma matriz, com p_{ij} elementos que define a probabilidade de ir para o estado j , dado que o estado atual é i .

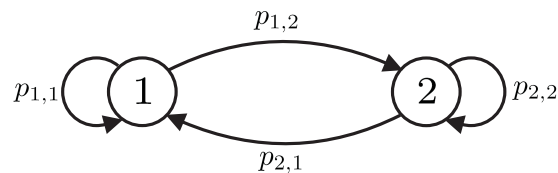


Figura 2.21 – Exemplo de cadeia de Markov de primeira ordem em tempo discreto.

A matriz estocástica Markoviana em tempo discreto \mathbf{P} define as probabilidades de transição de estado para cada passo. Possui a forma de matriz quadrada com o tamanho igual ao número de estados inerentes ao do processo:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{1,1} & p_{1,2} & \cdots & p_{1,n} \\ p_{2,1} & p_{2,2} & \ddots & \vdots \\ \cdots & \ddots & \ddots & p_{n-1,n} \\ p_{n,1} & \cdots & p_{n,n-1} & p_{n,n} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Com os elementos da matriz \mathbf{P} possuindo as seguintes propriedades:

$$\begin{aligned} p_{i,j} &\leq 1 & i, j &= 1, 2, \dots, n \\ \sum_{j=1}^n p_{i,j} &= 1 & i &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (2.52)$$

2.2.8 Cadeia de Markov Particionada na Modelagem do RINP

Nesta Subseção é descrito o método proposto pela Open PLC European Research Alliance (2005). Ele consiste na idéia básica de particionar em dois grupos de estados: estados perturbados e não perturbados. Este modelo equivalente é denominado de processo pseudo-Markoviano (PMP – Pseudo-Markov-Process), apresentando o mesmo comportamento estatístico do processo Markoviano original, porém com tratamento matemático expedito. No PMP, a matriz de transição de estados \mathbf{P} é dividida em quatro sub-matrizes:

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \begin{bmatrix} \mathbf{P}_U & \mathbf{P}_{UG} \\ \mathbf{P}_{GU} & \mathbf{P}_G \end{bmatrix} \\ &= \left[\begin{array}{ccc|ccc} p_{1,1} & & 0 & p_{1,n_U+1} & \cdots & p_{1,n} \\ & \ddots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & & p_{n_U,n_U} & & \cdots & p_{n_U,n} \\ \hline p_{n_U+1,1} & \cdots & p_{n_U+1,n_U} & p_{n_U+1,n_U+1} & & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \ddots & \\ p_{n,1} & \cdots & p_{n,n_U} & 0 & & p_{n,n} \end{array} \right] \end{aligned} \quad (2.53)$$

As sub-matrizes \mathbf{P}_U e \mathbf{P}_G representam as probabilidades do processo encontrar-se no estado perturbado e não perturbado, respectivamente. As matrizes \mathbf{P}_{UG} e \mathbf{P}_{GU} representam as probabilidades de transições do não perturbável para o perturbável. A vantagem deste modelo equivalente é que as matrizes \mathbf{P}_U e \mathbf{P}_G são diagonais, simplificando a análise. Os estados são divididos em N_U estados não perturbados e N_G estados perturbados com um número total de estados $N = N_U + N_G$.

Tanto para a extração de parâmetros de ruído quanto para o desenvolvimento de cenários de ruído de referência, este modelo ainda é oneroso. Para uma maior simplificação, dois estados de transição foram inseridos, a transição do grupo de estados perturbados para o grupo de estados não perturbados e vice-versa. Deste

modo, este modelo pode ser descrito pelas matrizes \mathbf{U} e \mathbf{G} :

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{1,1} & & 0 & u_{1,n_U+1} \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & & u_{n_U,n_U} & u_{n_U,n_U+1} \\ u_{n_U+1,1} & \cdots & u_{n_U+1,n_U} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{1,1} & & 0 & g_{1,n_G+1} \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & & g_{n_G,n_G} & g_{n_G,n_G+1} \\ g_{n_G+1,1} & \cdots & g_{n_G+1,n_G} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Devido à inserção de estados de transição adicionais, ambas as matrizes são maiores do que \mathbf{P}_U e \mathbf{P}_G em uma ordem. Como não se pode ficar em um dos estados de transição, o último elemento diagonal é nulo em ambas as matrizes. A Figura 2.22 esboça um diagrama de estados de Markov considerando a abordagem particionada com dois estados de transição.

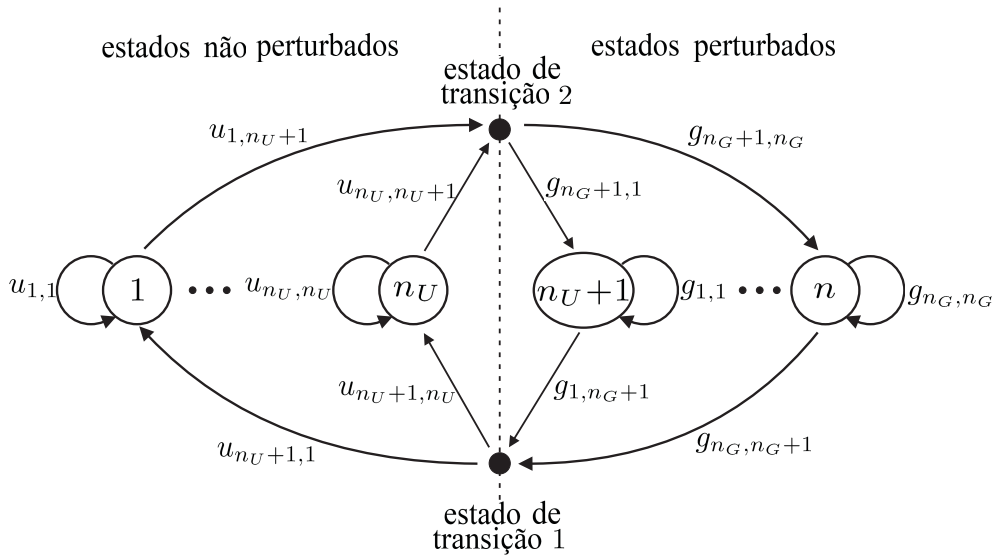


Figura 2.22 – Fluxo dos estados na cadeia de Markov particionada.

Note-se a partir da Figura 2.22 que só é possível ficar em um estado ou avançar para um estado de transição. Em ambos os estados de transição é assegurado que as transições só são possíveis de perturbado para estados não perturbados (ou vice-versa), mas não de um estado para outro no mesmo grupo (\mathbf{P}_U e \mathbf{P}_G são diagonais).

As relações a seguir se aplicam para a conversão das matrizes das Equações

(2.54) e (2.55) para a matriz particionada da Equação (2.53), onde:

$$\mathbf{P}_U = \begin{bmatrix} u_{1,1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & u_{n_U, n_U} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$\mathbf{P}_G = \begin{bmatrix} g_{1,1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & g_{n_G, n_G} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\mathbf{P}_{UG} = \begin{bmatrix} u_{1, n_U+1} \cdot g_{n_G+1, 1} & \cdots & u_{1, n_U+1} \cdot g_{n_G+1, n_G} \\ \vdots & & \vdots \\ u_{n_U, n_U+1} \cdot g_{n_G+1, 1} & \cdots & u_{n_U, n_U+1} \cdot g_{n_G+1, n_G} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\mathbf{P}_{GU} = \begin{bmatrix} g_{1, n_G+1} \cdot u_{n_U+1, 1} & \cdots & g_{1, n_G+1} \cdot u_{n_U+1, n_U} \\ \vdots & & \vdots \\ g_{n_G, n_G+1} \cdot u_{n_U+1, 1} & \cdots & g_{n_G, n_G+1} \cdot u_{n_U+1, n_U} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Na Subseção a seguir é realizada uma breve interpretação das probabilidades dos modelos por Cadeia de Markov.

2.2.8.1 Distribuição de Probabilidade de Estados Simples

A probabilidade de permanecer no mesmo estado i após k passos pode ser expressa por:

$$P_{\text{permanencia_apos_k_passos}} = p_{i,i}^k \quad (2.60)$$

Na Figura 2.23, esta probabilidade é exibida para $p_{i,i}^1 = 0,5$ onde os pontos da distribuição discreta mostra uma grande similaridade com uma distribuição exponencial contínua considerando a taxa de transição $\lambda_i = 1$ que pode ser representada por:

$$f(t) = e^{-\lambda_i \cdot t} \quad (2.61)$$

Com o tempo de amostragem t_a tem-se uma dependência para a taxa de transição e a probabilidade de permanência $p_{i,i}$.

$$p_{i,i}(t) = e^{-\lambda_i \cdot t_a} \quad (2.62)$$

Para obter a partir da Equação (2.61) uma função de densidade de probabilidade (PDF) exponencial, a normalização é necessária. Para a PDF contínua e

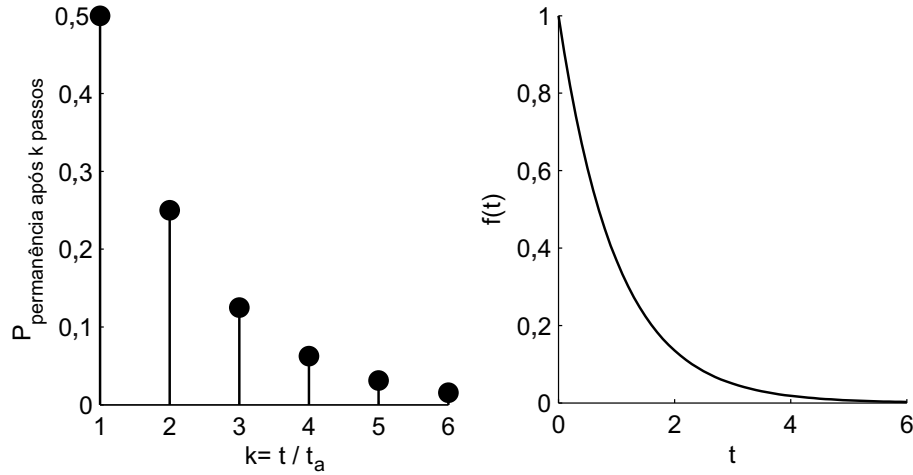


Figura 2.23 – Probabilidade de permanência no estado da cadeia de Markov e distribuição exponencial contínua para $\lambda = 1$.

sua correspondente para o caso discreto, tem-se:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 1 \rightarrow \sum_{k=1}^{\infty} p(k) = 1 \quad (2.63)$$

Assim, após a normalização por 1, a probabilidade de permanência no estado i é obtida da Equação (2.60):

$$P_i(k) = (1 - p_{i,i}) \cdot p_{i,i}^{k-1} \quad (2.64)$$

2.2.8.2 Duração dos Pulsos

A duração média \bar{t}_i dos pulsos pode ser determinada por meio do resultado para a soma dos termos da progressão geométrica:

$$\bar{t}_i = t_a \sum_{k=1}^{\infty} k (1 - p_{i,i}) \cdot p_{i,i}^{k-1} = t_a \frac{1}{1 - p_{i,i}} \quad (2.65)$$

Um dado característico mais prático é o período de permanência no estado i para uma probabilidade de 50%³, denotado por $t_{50\%,i}$:

$$t_{50\%,i} = t_a \frac{\ln 0,5}{\ln p_{i,i}} \quad (2.66)$$

³Na física atômica este dado representa o tempo de decaimento de vida média do material radioativo.

2.2.8.3 Intervalo entre Pulsos

As definições a partir das equações (2.65) e (2.66) também podem ser aplicadas para os estados não perturbados. A partir daí, pode-se derivar os tempos característicos para os intervalos entre os ruídos impulsivos.

2.2.8.4 Probabilidades Estacionárias

O vetor de probabilidade $\mathbf{\Pi}_{final}$ pode ser obtido após n passos de um processo com matriz de probabilidade de Markov \mathbf{P} e vetor de probabilidade inicial $\mathbf{\Pi}_{inicial}$ (CHING; NG, 2006):

$$\mathbf{\Pi}_{final} = \mathbf{\Pi}_{inicial} \cdot \mathbf{P}^n \quad (2.67)$$

devendo os elementos de ambos os vetores de probabilidades satisfazer a condição:

$$\sum_j \pi_j = 1 \quad (2.68)$$

Independentemente do estado inicial, para uma cadeia de Markov aperiódica e irredutível, o vetor de probabilidade final $\mathbf{\Pi}_{final}$ converge a um vetor de probabilidade estacionário $\mathbf{\Pi}_{estacionario}$ à medida em que o processo percorre um grande número de passos (CHING; NG, 2006):

$$\mathbf{\Pi}_{estacionario} = \lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{\Pi}_n = \lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{\Pi}_{inicial} \cdot \mathbf{P}^n \quad (2.69)$$

Desta forma, o vetor de probabilidade estacionário $\mathbf{\Pi}_{estacionario}$ é um limite que corresponde às probabilidades de ocorrência de cada estado para um grande número de transições.

2.2.8.5 Taxa de Impulso

Admitindo-se como desprezíveis as probabilidades de ocorrência de estados perturbados quando comparados às probabilidades dos não perturbados, a taxa pode ser composta pelo somatório das razões entre a probabilidade estacionária da Equação (2.67) e a duração média da Equação (2.65) de cada estado não perturbado:

$$r_{Imp} = \sum_{i=1}^{n_U} \frac{\pi_i}{\bar{t}_i} \quad (2.70)$$

2.2.9 Desenvolvimento de Matriz Markoviana de Probabilidades com Múltiplos Estados de Distúrbio

Nesta Subsecção, é apresentado um procedimento geral para a construção da matriz de probabilidade (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005), para a modelagem do ruído impulsivo não periódico.

Inicialmente, o vetor de probabilidade estacionária de estados é dividido em estados não perturbados e perturbados:

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\pi}_U & \boldsymbol{\pi}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pi_{U,1} & \dots & \pi_{U,n_U} & \pi_{G,1} & \dots & \pi_{G,n_G} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Em seguida, a simplificação da notação é introduzida:

$$\begin{aligned} K_{U,i} &= \frac{u_{n_U+1,i}}{1-u_{i,i}}, & i = 1, \dots, n_U; \\ K_{G,i} &= \frac{g_{n_G+1,i}}{1-g_{i,i}}, & i = 1, \dots, n_G; \\ K &= \sum_{i=1}^{n_U} K_{U,i} + \sum_{i=1}^{n_G} K_{G,i} \end{aligned} \quad (2.72)$$

A dependência entre o vetor de probabilidade estacionária e os elementos das matrizes particionadas é descrita:

$$\begin{aligned} \pi_{U,i} &= \frac{K_{U,i}}{K}, & i = 1, \dots, n_U; \\ \pi_{G,i} &= \frac{K_{G,i}}{K}, & i = 1, \dots, n_G; \end{aligned} \quad (2.73)$$

2.2.9.1 Exemplo de Elaboração da Matriz de Múltiplos Estados

Inicialmente, determina-se a ordem do modelo e as somas das probabilidades para estados perturbados e não perturbados (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005):

$$n_U = 3; \quad n_G = 2; \quad \pi_U = 0,99; \quad \pi_G = 0,01 \quad (2.74)$$

Em seguida, as probabilidades para estados perturbados e não perturbados são distribuídos ao longo dos estados individuais. Portanto, uma variável m é introduzida, a qual será determinada subsequentemente:

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} 0,7 & 0,29 - m & m & 0,008 & 0,002 \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

As probabilidades das distâncias do pulso e as probabilidades das durações

do impulso são determinadas pelos parâmetros $u_{i,i}$ e $g_{i,i}$:

$$\begin{aligned} u_{1,1} &= 0,99995; & u_{2,2} &= 0,9995; & u_{3,3} &= 0,99; \\ g_{1,1} &= 0,9; & g_{2,2} &= 0,1 \end{aligned} \quad (2.76)$$

Assim, deve ser levado em consideração que os valores não podem ser escolhidos arbitrariamente uma vez que nem todas as combinações levam a uma matriz com elementos positivos. Resolvendo o sistema de equações lineares resultante da Equação (2.71) na Equação (2.73), resulta no valor do parâmetro otimizado $m = 0,2547$. Desta forma, a matriz particionada resulta em:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0,99995 & 0 & 0 & 0,00005 \\ 0 & 0,9995 & 0 & 0,0005 \\ 0 & 0 & 0,99 & 0,01 \\ 0,01346 & 0,00678 & 0,97976 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.77)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0,9 & 0 & 0,1 \\ 0 & 0,1 & 0,9 \\ 0,308 & 0,692 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.78)$$

resultando na matriz completa do modelo de ruído RINP via Cadeia de Markov particionada (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005):

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,99995 & 0 & 0 & 0,00002 & 0,00003 \\ 0 & 0,9995 & 0 & 0,00015 & 0,00035 \\ 0 & 0 & 0,99 & 0,00308 & 0,00692 \\ 0,00134 & 0,00068 & 0,09798 & 0,9 & 0 \\ 0,01212 & 0,0061 & 0,88178 & 0 & 0,1 \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

Com este procedimento, é possível projetar um cenário de ruído de referência e implementá-lo em um gerador de ruído. Usando o desvio ao longo das matrizes particionadas \mathbf{U} e \mathbf{G} , é possível projetar o modelo da matriz \mathbf{P} , que pode ser diretamente transformada em um modelo de Markov para a implementação do efeito do ruído RINP, de forma relativamente não onerosa.

2.2.10 Cadeia de Markov na Modelagem do RR

O RR pode ser modelado por duas matrizes 2x2 de transição de estados (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005), exibindo um diagrama de fluxo de mudanças de estados conforme Figura 2.21. Uma matriz de alto nível \mathbf{P}_I que corresponde a ocorrência ou não da rajada, e outra matriz de baixo nível \mathbf{P}_{II}

que corresponde à ocorrência ou não dos impulsos de ruído dentro do intervalo de rajada:

$$\mathbf{P}_I = \begin{bmatrix} p_{I,11} & p_{I,12} \\ p_{I,21} & p_{I,22} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

$$\mathbf{P}_{II} = \begin{bmatrix} p_{II,11} & p_{II,12} \\ p_{II,21} & p_{II,22} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Nas duas cadeias, o primeiro estado representa o estado sem distúrbio e o segundo, com distúrbio. Desta forma, nos respectivos vetores de estados estacionários:

$$\Pi_I = \begin{bmatrix} \pi_{I,1} & \pi_{I,2} \end{bmatrix}; \quad \Pi_{II} = \begin{bmatrix} \pi_{II,1} & \pi_{II,2} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

onde $\pi_{I,2}$ representa a duração do grupo de rajadas e $\pi_{II,2}$ a duração relativa de uma rajada. Assim, o tempo relativo total de distúrbio pode ser obtido pelo produto destas probabilidades estacionárias:

$$\pi_G = \pi_{I,2} \cdot \pi_{II,2} \quad (2.83)$$

Também no trabalho (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE, 2005), é descrito um procedimento passo-a-passo para determinação destes parâmetros, que para o exemplo também sugerido resultou nas matrizes de probabilidades

$$\mathbf{P}_I = \begin{bmatrix} 0,998 & 0,002 \\ 0,2 & 0,8 \end{bmatrix}; \quad (2.84)$$

$$\mathbf{P}_{II} = \begin{bmatrix} 0,9571 & 0,0429 \\ 0,1 & 0,9 \end{bmatrix}; \quad (2.85)$$

e nos vetores de estados estacionários:

$$\Pi_I = \begin{bmatrix} 0,99 & 0,01 \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

$$\Pi_{II} = \begin{bmatrix} 0,7 & 0,3 \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

2.3 Sistemas de Modulação

A modulação é um processo em que um sinal de informação (em banda base) é convertido numa onda senoidal de rádio frequência (SKLAR, 2001). Em modulações digitais, geralmente três características da onda portadora podem ser utilizadas para distinguir os símbolos de informação: a amplitude, a frequência e (ou) a fase.

A demodulação não coerente se refere a um processo de detecção em que não são utilizados a informação da fase da onda portadora. A vantagem do processo de detecção não coerente em comparação ao coerente consiste na menor complexidade do detector. Em contrapartida, para uma mesma relação sinal-ruído (SNR) a detecção não coerente resultará em uma maior probabilidade de erro.

A presente Seção tem o propósito de apresentar de forma breve os princípios da modulação por Chaveamento de Frequência Binária (BFSK) que serão utilizados no decorrer do trabalho.

2.3.1 Modulação FSK

A modulação BFSK consiste em permutar a frequência da portadora senoidal entre dois valores distintos, de forma a representar a informação binária (SKLAR, 2001):

$$s_i(t) = A \cos(\omega_i t + \phi) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \phi) \quad (2.88)$$

onde $i = [1, 2]$, A é a amplitude do sinal, T é o período do símbolo e E a energia do sinal.

Com relação à transição entre as frequências, a geração BFSK pode ser classificada em BFSK de fase contínua ou de fase descontínua. O sinal com transição de fase descontínua tem a desvantagem de possuir maiores componentes espectrais durante a transição.

O comportamento espectral de um símbolo pode então ser determinado. Desconsiderando a fase do sinal e admitindo a aproximação da representação de um símbolo do sinal FSK da Equação (2.88) por:

$$s_i(t) = \prod\left(\frac{t}{T}\right) \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin(2\pi f_i t) \quad (2.89)$$

onde: $\prod\left(\frac{t}{T}\right)$ representa uma função retangular de amplitude unitária e largura

de símbolo T segundos. Assim como na Equação (2.88), a energia E é definida em função da amplitude A do sinal por (SKLAR, 2001):

$$E = \frac{A^2}{2T} \quad (2.90)$$

O espectro pode ser obtido por meio do teorema da translação real e dos pares de transformadas de Fourier (SKLAR, 2001). Por fim, resulta em:

$$S_i(f) = \mathfrak{F} \{s_i(t)\} = \sqrt{2ET} \text{sinc} [T(f - f_i)], \quad (2.91)$$

onde a função $\text{sinc}(x)$ já foi definida na Equação 2.45.

Deste modo, para um sinal BFSK, a magnitude espectral pode ser visualizada na Figura 2.24. Conforme a Figura 2.24, para que não haja sobreposição espectral, o espaçamento de frequências deve ser maior que o inverso do período do símbolo T . Justamente, $1/(2T)$ e $1/T$ são os limites mínimos de espaçamento entre as frequências para que haja ortogonalidade entre os sinais para a detecção BFSK coerente e não coerente, respectivamente (SKLAR, 2001).

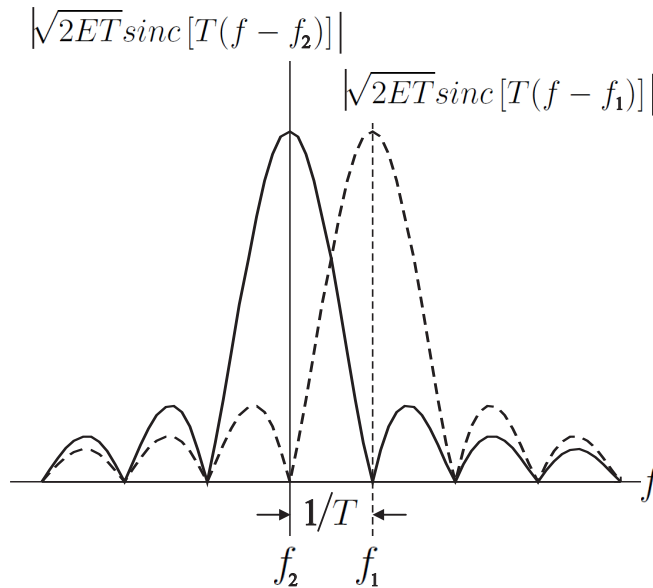


Figura 2.24 – Magnitude Espectral de cada símbolo BFSK

Também conforme Sklar (2001), a probabilidade de erro de bit (BER) de um detector BFSK não coerente sujeito a ruído aditivo branco gaussiano (AWGN) é dado por:

$$BER_{FSK} = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_b}{2N_0} \right) \quad (2.92)$$

onde: E_b é a energia de um bit e N_0 representa a PSD (Densidade Espectral de

Potência) do ruído AWGN. A energia de bit pode ser definida por:

$$E_b = S T_b \quad (2.93)$$

onde: S é a potência média do sinal e T_b é a largura de tempo de um bit. Já a PSD de ruído AWGN pode ser definida por:

$$N_0 = \frac{N}{W} \quad (2.94)$$

onde: N e W são a potência média e a largura de banda de ruído.

2.4 Sistemas PLC de Banda Estreita para Domótica

Os sistemas PLCs em banda estreita são geralmente utilizados em aplicações de controle discreto, como por exemplo, no acionamento de cargas e em telemetria. Nesta classe, os protocolos comerciais mais difundidos são o X10 desenvolvido em 1975 e o KNX PL-132. Ambos operam em *half-duplex* e obedecem a norma Européia CENELEC EN 50065-1, a qual trata da sinalização em instalações elétricas de baixa tensão na faixa de 3 kHz à $148,5\text{ kHz}$ (CENELEC, 1991). Esta norma limita e classifica as sub-bandas de frequências de operação e o nível máximo de saída de tensão do transmissor em $116\text{ dB}\mu\text{V}$. Uma tecnologia alternativa recentemente explorada que utiliza a instalação residencial como antena também é apresentada na Subseção 2.4.3.

2.4.1 Sistema X10

É o de menor custo e mais difundido nos EUA e Europa. Logo, são projetados para operarem em 50 ou 60 Hz e em diversas tensões elétricas. Foi desenvolvido em 1975 pela Pico Electronics, possuindo portanto patente expirada. O sistema está baseado em dois dispositivos básicos: módulos controladores e módulos receptores. A camada física do protocolo utiliza a modulação binária OOK (*On-Off Keying*) que é um caso particular da modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*). O sistema X10 utiliza de rajadas de 120 kHz de duração de 1 ms , sincronizadas e próximas ao cruzamento por zero volts da rede elétrica (*zero-crossing*). Conforme descrito na Figura 2.25, as rajadas são repetidas mais duas vezes em um mesmo ciclo respeitando uma defasagem de 60 graus para que os dispositivos conectados a fases diferentes da rede também possam receber o sinal em condições mais favoráveis (cruzamento por zero volts)(X-10 PRO, 2013).

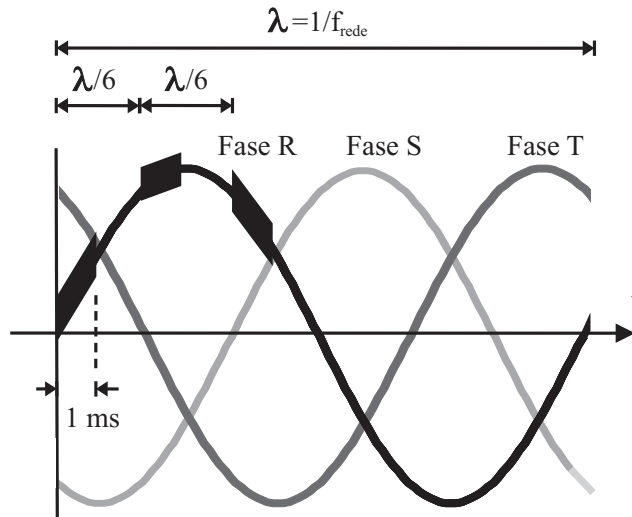


Figura 2.25 – Compatibilidade das Rajadas de $120kHz$ do Protocolo X10 para Sistemas Trifásicos

Um datagrama X-10 possui 13 bits e é composto por: código de início (4 bits), código da casa de 4 bits (C1, C2, C3, C4) e código de 4 bits do dispositivo ou da função (D1, D2, D3, D4, D5) (X-10 PRO, 2013). O bit um da mensagem é representado pela presença da rajada e o bit zero pela ausência. Para os códigos de casa e de comando ou dispositivo, é transmitido um símbolo de bit complementar logo no semiciclo seguinte à transmissão de um bit. Esta redundância serve como um mecanismo de detecção de erro. Desta forma, uma mensagem leva 11 ciclos da rede para ser transmitido. O código da casa aceita, até 16 combinações, onde cada endereço é representado por uma letra de "A" à "P", inclusive a letra "K".

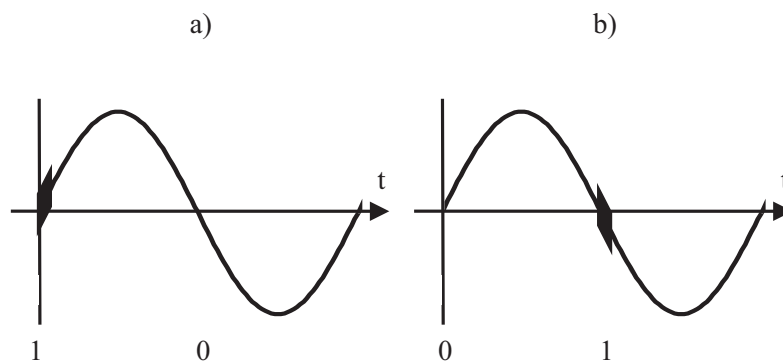


Figura 2.26 – Um bit dos códigos da casa ou do dispositivo/função do protocolo X10. Bit 1 e seu complementar em a), bit 0 e seu complementar em b).

O bit D5 determina se a mensagem é do tipo dispositivo ou do tipo comando. Na Tabela 2.4 são apresentados os códigos de endereçamento das unidades e os códigos de comando onde o "X" do bit D4 do comando de "Pré ajuste de Dimmer" representa o bit mais significativo e os bits C1, C2, C3 e C4 os menos significativos da intensidade. O datagrama básico completo é composto por duas

Tabela 2.3 – Combinação Possível de Códigos de Casa do Protocolo X10

	C1	C2	C3	C4
A	0	1	1	0
B	1	1	1	0
C	0	0	1	0
D	1	0	1	0
E	0	1	0	1
F	1	1	0	1
G	0	0	0	1
H	1	0	0	1
I	0	1	1	1
J	1	1	1	1
K	0	0	1	1
L	1	0	1	1
M	0	1	0	0
N	1	1	0	0
O	0	0	0	0
P	1	0	0	0

mensagens de código do dispositivo repetidas, um intervalo de três ciclos da rede, seguida por duas mensagens de código de função também repetidas. Esta repetição serve como forma de assegurar a transmissão, sendo que o receptor X-10 já interpreta ao decodificar uma mensagem. A montagem de um datagrama completo é exibido na Figura 2.27. A única exceção à regra do intervalo de 3 ciclos da rede é para os comandos de "Aumenta Brilho" ou de "Diminui Brilho" que são transmitidos continuamente sem intervalos entre cada mensagem quando o datagrama completo é repetido (X-10 PRO, 2013).

A demora de 47 ciclos da rede implica numa demora de quase 1 s na transmissão de um datagrama. Além de operar apenas funções simples tipo liga ou desliga e dimerização de luzes, existe um número limitado de 16 códigos de endereços residenciais e de 16 códigos de endereços de dispositivos. Um outro inconveniente consiste em alguns dispositivos somente estabelecerem comunicação em um sentido, não suportando reconhecimento de comando (ACK), ou seja, o dispositivo que enviou o comando não recebe uma confirmação de recepção do outro dispositivo, ocasionando eventuais falhas de acionamento. O trabalho de Wang, Chen e Sun (2011) e o de Burroughs (2010) implementam um circuito completamente analógico e outro baseado em microcontrolador respectivamente, para a camada física deste tipo de protocolo. Um exemplo de aplicação deste protocolo é abordado no trabalho de Bujdei e Moraru (2011).

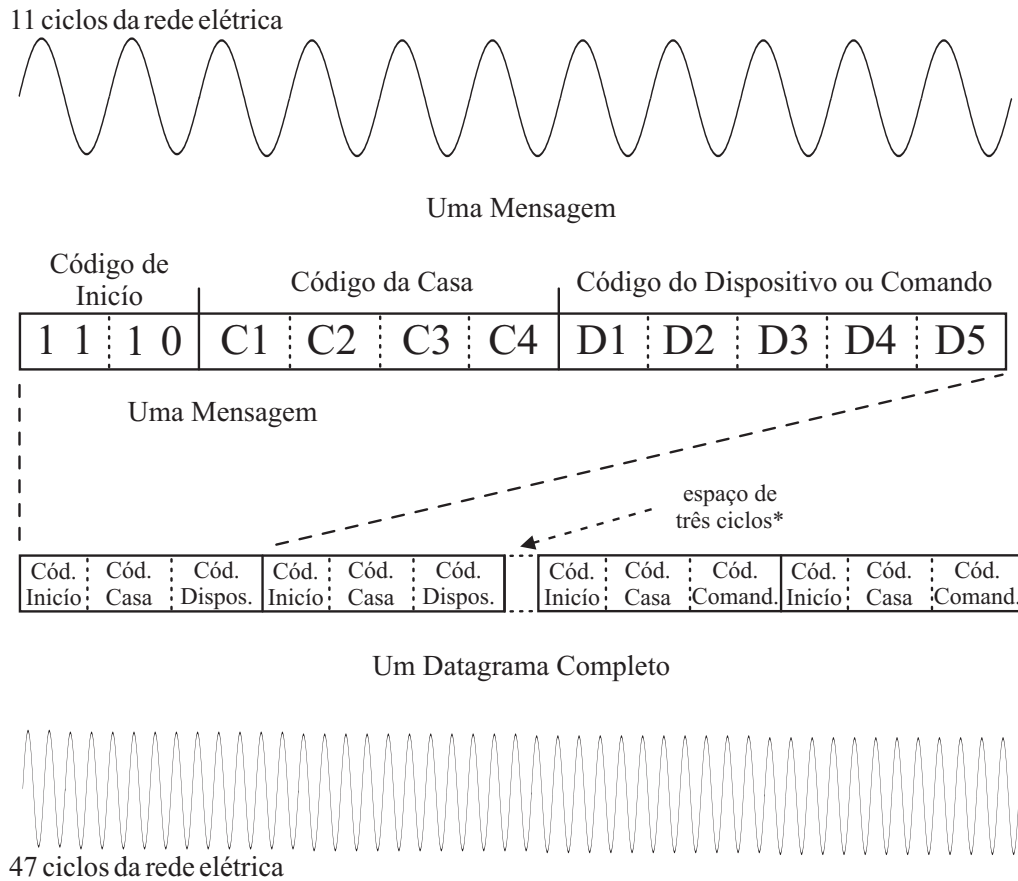


Figura 2.27 – Formato de um Datagrama Básico Completo do Protocolo X10

2.4.2 Sistema KNX PL-132

Konnex Association (2004) especifica as camadas físicas e de dados deste protocolo para rede elétrica de 230 V. Este protocolo alcança a taxa de 2400 *bps* utilizando a modulação *Frequency Shift Keying* (FSK) com baixo desvio de frequência (COUCH et al., 1993), com frequência central de $f_c = (132,5 \pm 0,25) \text{ kHz}$ e desvio de frequência mínima de $\Delta f_c = \pm 600 \text{ Hz} \pm 1\%$. Deste modo, o sistema ocupa a banda C da norma CENELEC EN 50065-1 que exige como protocolo de acesso o *Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection* (CSMA/CD), onde o dispositivo a transmitir deve aguardar o meio ficar livre para a transmissão (DOMOLOGIC HOME AUTOMATION GMBH, 2003). No CSMA/CD, o transmissor deve detectar a ocorrência da colisão quando dois dispositivos transmitem ao mesmo tempo, depois gerar um datagrama de dispersão e aguardar um intervalo aleatório antes de enviar novamente o datagrama. A codificação é do tipo *non-return-to-zero* (NRZ) e o bit "1" é o símbolo de menor frequência.

Além do dados serem protegidos por teste de redundância cíclica (CRC – Cyclic Redundancy Check) de 16 bits, o protocolo suporta um sistema de correção antecipada de erro (FEC na sigla inglesa) capaz de corrigir até 3 bits errados de

Tabela 2.4 – Códigos de Dispositivo e de Função do Protocolo X10 (D5=1)

Cód. Disp. (D5=0)	D1	D2	D3	D4	Código Função (D5=1)	D1	D2	D3	D4
1	0	1	1	0	Desl. Todas Unidades	0	0	0	0
2	1	1	1	0	Liga Todas Unidades	0	0	0	1
3	0	0	1	0	Liga	0	0	1	0
4	1	0	1	0	Desliga	0	0	1	1
5	0	1	0	1	Diminui Brilho	0	1	0	0
6	1	1	0	1	Aumenta Brilho	0	1	0	1
7	0	0	0	1	Desliga Todas Luzes	0	1	1	0
8	1	0	0	1	Código Extendido	0	1	1	1
9	0	1	1	1	Envio de Resposta	1	0	0	0
10	1	1	1	1	Solicitação de Resposta	1	0	0	1
11	0	0	1	1	Pré Ajuste de Dimmer	1	0	1	X
12	1	0	1	1	Dado Extendido	1	1	0	0
13	0	1	0	0	Liga Estado	1	1	0	1
14	1	1	0	0	Desliga Estado	1	1	1	0
15	0	0	0	0	Solicitação de Estado	1	1	1	1
16	1	0	0	0					

cada bloco de 14 bits do datagrama. De acordo com Konnex Association (2004), isto corresponde a uma proteção às rajadas de ruído de duração de até 1,25 ms a cada 5,84 ms, configurando-se assim, um protocolo mais robusto e confiável diante do ambiente adverso do meio PLC.

O processo de comunicação embasa-se na solicitação via datagrama por parte de um dispositivo cliente a um outro dispositivo remoto sem a exigência de estabelecimento de uma conexão como no TCP-IP (*Transmission Control Protocol - Internet Protocol*). O tratamento do fluxo da transação entre as camadas físicas, exibido na Figura 2.28, é mais simples sendo composto por três primitivas:

1. Requisição, usado para transmitir um quadro;
2. Sinalização, usado para receber um quadro;
3. Confirmação, usado pelo cliente para indicar que a recepção foi bem sucedida.

Deste modo, este protocolo suporta ACK, havendo *flags* de sinalização no quadro de dados. Na Tabela 2.5 é exibido o formato do datagrama que é sucintamente descrito a seguir:

- Preâmbulo, AAAAh (hexadecimal);
- Cabeçalho;

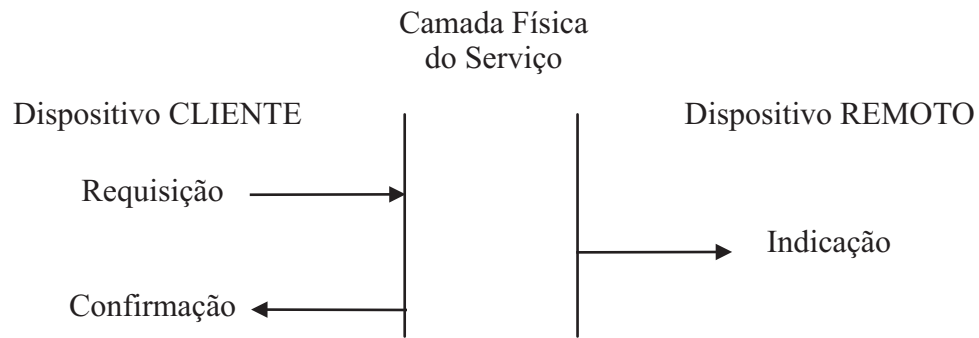


Figura 2.28 – Tratamento da transação de fluxo de datagramas da camada física KNX PL-132. Adaptado de Konnex Association (2004)

- Datagrama de Mensagem (1C53h) ou
- Datagrama de Confirmação (1CA1h);
- Quadro de dados de tamanho variável composto pelos campos de Dado de 8 bits mais FEC de 4 bits sempre intercalados;
- Terminação de dois bits xx onde x é o complemento de 1 do último bit do FEC do último octeto.

Tabela 2.5 – Estrutura do Datagrama KNX PL-132 com tamanho de cada Seção em bits

Preâmbulo	Cabeçalho	Dado	FEC	Dado	FEC	...	Terminação
16	16	8	6	8	6	...	2

Uma descrição mais aprofundada sobre a camada física e de dados fogem do escopo deste trabalho, mas maiores informações podem ser obtidas de Konnex Association (2004).

2.4.3 Cabeamento de Energia Elétrica como Antena

Antenas de alta eficiência são tipicamente da ordem de um meio comprimento de onda (FUSCO, 2006). Deste modo, para frequências de até poucas dezenas de MHz fica inviável utilizar uma antena de elevado tamanho para pequenos dispositivos de comunicação residencial. Como solução, diversos trabalhos aplicam a técnica de utilizar a instalação elétrica como uma grande antena transmissora ou receptora (PATEL; TRUONG; ABOWD, 2006)(PATEL; STUNTEBECK; ROBERTSON, 2009). Cohn et al. (2010) apresenta um sistema em que um dispositivo receptor é conectado à instalação elétrica de uma residência de forma a aproveitá-la como uma antena receptora, enquanto outro dispositivo transmissor alimentado

por bateria é dotado de uma pequena antena em *loop*. O sinal transmitido é do tipo FSK com frequência central de 27 MHz em que o comprimento de onda é de aproximadamente 11 m . O dispositivo transmissor de Cohn et al. (2010) proporcionou a comunicação unidirecional de sensores espalhados pela residência apresentando um consumo menor de 1 mW quando transmitindo, onde o circuito transmissor consumiu somente $0,65\text{ mW}$. Portanto, esta técnica é ideal para aplicações alimentadas à bateria. Na Figura 2.29 segue o diagrama de blocos do sistema implementado em Cohn et al. (2010), o esquema elétrico e foto ampliada por microscópio da pastilha do *chip* transmissor.

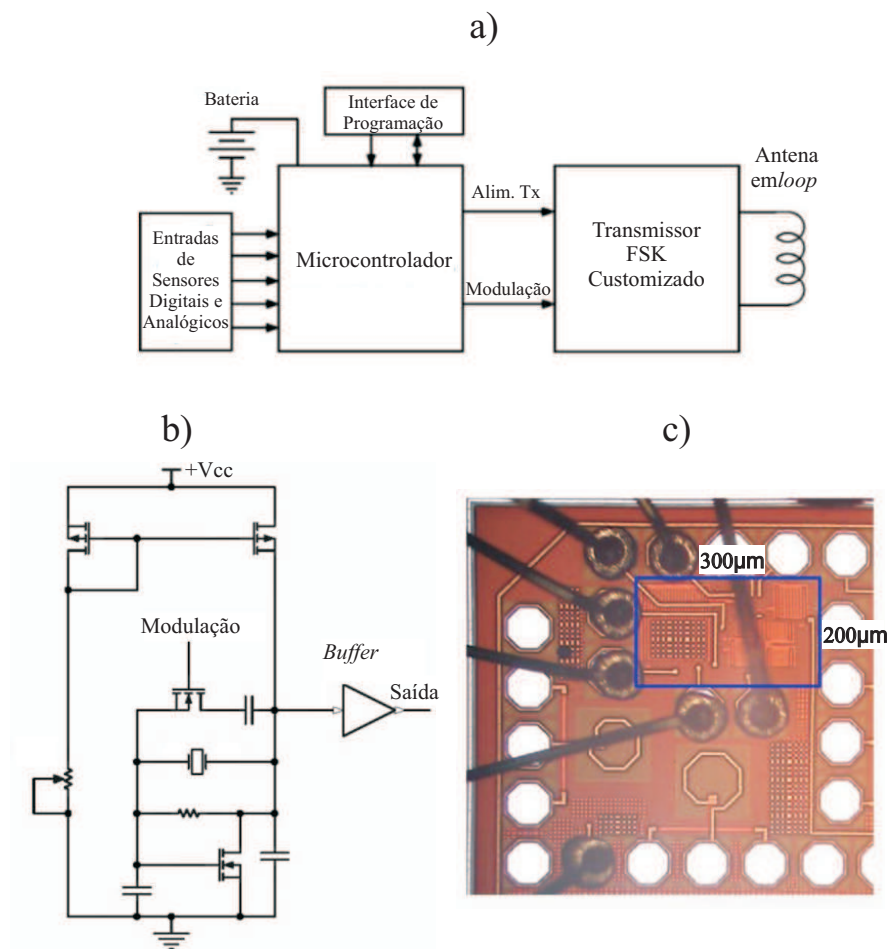


Figura 2.29 – Diagrama de blocos do sistema transmissor em a), diagrama elétrico do transmissor em b) e foto com ampliação de 20X do chip transmissor em c) (COHN et al., 2010).

2.5 Sistemas PLC de Banda Larga para Domótica e Transmissão de Dados

As principais aplicações PLC em banda larga foram desenvolvidas pela HomePlug Powerline Alliance, que especificou o padrão HomePlug 1.0 no ano de 2000

para distribuir internet banda larga em residências enquanto o padrão sucessor, o HomePlug AV objetiva distribuir além de dados, conteúdo de Áudio e Vídeo (AFKHAMIE et al., 2005). Portanto, nesta Seção são apresentados brevemente alguns padrões PLC banda-larga, principalmente com relação à camada física da família destes sistemas que incluem criptografia de dados.

2.5.1 HomePlug 1.0

O HomePlug 1.0 (HP1.0) é capaz de fornecer uma taxa de transmissão de dados de 14 *Mbps*, utilizando a banda de frequência de 4,49 a 20,7 *MHz* com a modulação OFDM adaptativa (LEE et al., 2003).

A modulação adaptativa parte do princípio que apresentando o canal variante no tempo excelentes condições instantâneas de propagação, é possível atingir reduzidas taxas de erro de bit (BER, na sigla inglesa) usando modulações com elevada eficiência espectral (GALDINO, 2008). No entanto, se o canal apresenta condições severas (profundas atenuações), para se manter a mesma BER deve se adotar uma modulação com poucos pontos na constelação, reduzindo assim momentaneamente a eficiência espectral.

Deste modo, no HP1.0 a camada física realiza a estimação do canal, para em seguida evitar subportadoras cujas condições instantâneas de canal apresentem-se inadequadas (severamente desvanecidas) e adequar o método de modulação e taxa de codificação para FEC nas demais subportadoras.

Quanto à modulação nas subportadoras, o sistema utiliza três variantes do PSK (*Phase Shift Keying*), o PSK binário coerente (BPSK), o PSK diferencial (DBPSK) e o PSK em quadratura diferencial (DQPSK) (LEE et al., 2003). Detalhes sobre o processamento do sinal na camada física e do controle de acesso ao meio (MAC) podem ser obtidos em Lee et al. (2003)

2.5.2 HomePlug AV

A camada física do HomePlug AV (HPAV), opera na banda de frequência de 2 a 28 *MHz* possuindo capacidade de transmitir no canal a taxa máxima de 200 *Mbps* no canal para prover 150 *Mbps* de informação útil. Utiliza modulação OFDM com 1155 subportadoras, com intervalo de guarda flexível. Suporta modulação adaptativa para cada subportadora OFDM, partindo da densidade de 1 bit até 10 bits de informação por símbolo. Desta forma, aproveita as subportadoras em que a atenuação está abaixo de -30 *dB* (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE,

2005). Possui um modo de OFDM Robusto (ROBO), que embasa-se no uso de redundância na transmissão em múltiplas subportadoras para situações de ambientes extremamente ruidosos fornecendo taxa de transmissão de 4 a 20 *Mbps* (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2005).

Para o incremento da taxa de transmissão em relação ao HP1.0, além do aumento da banda de frequência ocupada, foram inseridas as seguintes características de acordo com Afkhamie et al. (2005):

- Códigos Turbo (*Turbo Code*) com taxas variáveis de codificação de 1/2 ou 16/21, são empregados para adicionar resistência em ambientes ruidosos;
- Suporta modulação coerente, incluindo o BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), 8-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM e 1024-QAM.
- Sua camada física é capaz de enviar e receber quadros de sinais de controle do HomePlug 1.0 e vice-versa, sendo o esquema de sincronização similar para ambos, o que permite a coexistência entre dispositivos.

2.5.3 HomePlug Green PHY

O consórcio HomePlug Powerline Alliance introduziu em 2010 uma variante do HPAV, o HomePlug Green PHY (HPGP), para aplicações de *Smart Grid* com a intenção de integrar os sistemas domóticos com o sistema de dados sendo interoperável com HPAV (ZYREN, 2011). As principais diferenças na camada física estão na utilização de somente a modulação QPSK nas subportadoras, codificação turbo para FEC com taxa fixa de 1/2 e operação somente nas taxas de dados determinados pelo modo ROBO (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2010).

2.5.4 HomePlug AV2

O consórcio HomePlug Powerline Alliance introduziu em janeiro de 2012 a especificação do HomePlug AV2 (HPAV2), que promete entregar uma taxa de transmissão de duas a cinco vezes maior do que o HPAV, alcançando taxas de *Gbps*, possibilitando aplicações de *streaming* de vídeo de alta definição (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2012). Mantendo interoperabilidade com o HPGP e o HPAV, este sistema explora a expansão de banda adicional de 30 a 86 *MHz*.

O HPAV2 explora também o modo com múltiplas antenas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Desta forma transmite em três configurações de pa-

res de cabos: fase-neutro, fase-terra e neutro e terra. Cada dispositivo pode utilizar dois transmissores independentes e até 4 receptores também independentes (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2012). Esta configuração evidencia o aproveitamento da diversidade espacial, embora não seja citada no trabalho de (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2012). Em regiões da residência em que não há a presença do condutor de terra, o dispositivo HPAV2 comuta para o modo de operação SISO (*Single Input Single Output*).

Dentre os demais recursos adicionados ao dispositivo HPAV2, citam-se: os modos de economia de energia, a repetição imediata do sinal em pares de cabos com melhor característica de SNR, o aumento da ordem de modulação máxima para até 4096-QAM, o aumento da taxa máxima de codificação para 8/9 e os menores intervalos de guarda.

Todos estes aperfeiçoamentos técnicos contribuíram para uma substancial melhoria da eficiência espectral do sistema HPAV2 em comparação com os demais sistemas HomePlug, conforme explicitado na Tabela 2.6. A eficiência espectral ES é expressa pela razão entre a taxa de transmissão de bits R_b e a largura de banda BW disponível (HAYKIN, 2001):

$$ES \triangleq \frac{R_b}{BW} \quad (2.95)$$

Tabela 2.6 – Eficiência Espectral da Família de Sistemas PLCs HomePlug

Tecnologia	R_b [Mbps máx.]	Faixa(s) [MHz]	BW [MHz]	ES [bps/Hz]
HP1.0	14	4,49 - 20,7	16,21	0,864
HPAV	150	2 - 28	26	5,769
HPAV(modos ROBO) e HPGP	20	2 - 28	26	0,769
HPAV2	1000	2-28; 30-86	82	12,195

2.6 Principais Conclusões do Capítulo

Verifica-se na Seção 2.1, que o modelo Clássico por Eco possui uma melhor fundamentação teórica por linhas de transmissão, quando comparado ao modelo por Circuito Série Ressonante. Também verifica-se que a determinação algébrica dos elementos da matriz ABCD do modelo por Matriz de Transmissão torna-se mais onerosa à medida em que são modelados circuitos com mais percursos, embora a determinação de cada matriz Φ_i por uso da teoria de linhas de transmissão seja mais simples. Em contrapartida, por exigir apenas multiplicações matrici-

ais, este empecilho pode ser resolvido de forma relativamente eficiente quando utilizado algoritmos de simulação.

Conforme abordado na Seção 2.2, uma das maiores oposições físicas ao uso da instalação elétrica residencial como canal de comunicação, se deve ao ruído conduzido e gerado por dispositivos à ele conectados. O RIPS e o RINPA são os ruídos que geralmente podem atingir maiores níveis de potência de ruído, embora apresentem curta duração podendo ser mitigado pelo uso da diversidade temporal e/ou entrelaçamento dos dados sem necessariamente elevar a potência do sinal a ser transmitido. Mas para o ruído em rajada, o mais perturbador devido à sua maior duração, fica como uma incógnita. Talvez a resposta venha de outra linha de pesquisa: a minimização da geração ou transmissão destes ruídos com o uso de projeto de filtros no acoplamento dos dispositivos com a rede.

A Seção 2.3, apresentou uma revisão teórica dos principais fundamentos dos esquemas de modulação que serão utilizados no decorrer do trabalho.

As Seções 2.4 e 2.5 apresentaram as características e particularidades principalmente da camada física de sistemas PLC aplicáveis a sistemas de informação e de domótica *indoor*. Os dois protocolos de controle discreto abordados não especificam criptografia ficando o sistema vulnerável à ataques, o que diminui a confiabilidade em possíveis dispositivos domésticos para segurança patrimonial. O protocolo KNX PL-132 se sobressai em relação ao X10, principalmente em relação à velocidade de transmissão e à maior robustez ao ruído do tipo impulsivo devido ao uso da FEC. Para aplicações discretas, o HPGP é mais complexo por necessitar de processamento digital de sinal em relação ao sistema KNX PL-132, mas apresenta maior taxa de transmissão⁴. Comparativamente, o HPAV2 extrapola a velocidade de 300 *Mbps* dos atuais sistemas *wireless* comerciais baseados no padrão WiFi® IEEE 802.11n que também utiliza tecnologia MIMO e OFDM. Embora a banda adicional do HPAV2 de 30 a 86 *MHz* extrapole o limite regulamentado pela AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (2009), a eficiência espectral máxima estimada pela Tabela 2.6 de 12,2 *bps/Hz* é também superior a do IEEE 802.11n, com 6,35 *bps/Hz* (STEER, 2007). Por conseguinte, o aumento da capacidade de transmissão está diretamente ligado à complexidade do sistema, ficando a decisão da escolha da tecnologia em função das necessidades do sistema doméstico. Entretanto, dado que a necessidade de informação cresce exponencialmente com o tempo, um melhor custo-benefício pode ser obtido adotando o sistema PLC de banda larga para prover serviços de dados, voz, vídeo e

⁴É apresentado no Capítulo 5 o desenvolvimento de um modem KNX PL-132 implementado em um único chip

etc.

3 Medições e Modelagens da Resposta do Canal PLC *Indoor*

Neste Capítulo são analisados resultados de diversas medições, bem como a modelagem da resposta do canal PLC. Desta forma, pretende-se obter o melhor modelo, otimizando a relação de confiabilidade por complexidade e custo de processamento para o cenário da instalação elétrica residencial brasileira.

A Seção 3.1 descreve aspectos construtivos de um gerador de pulso desenvolvido especialmente para a determinação experimental da impedância característica do canal pela técnica de Refletometria no Domínio do Tempo (RDT). Nas demais Seções, cada modelo abordado na Seção 2.1 é colocado à prova por meio de comparações com dois canais controlados sob condições comumente utilizadas em instalações elétricas residenciais brasileiras na banda de interesse de 0,5 até 50 MHz .

Esta faixa foi escolhida devido ao fato de englobar a banda de frequência autorizada para PLC pela AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (2009), que define a banda entre 1,705 kHz e 50 MHz para a operação em caráter secundário dos equipamentos de comunicação PLC em redes de baixa tensão (RBT) brasileiras. Desta forma, estabelece limites de radiações com a intenção de não interferir nos serviços prioritários nesta faixa (VITAL, 2010). Isto é, para a exploração desta banda, deve-se incluir faixas de exclusão na transmissão, de modo a não interferir em outros serviços como por exemplo o de rádio amador.

3.1 Determinação da impedância característica por meio da RDT

A técnica de Refletometria no Domínio do Tempo (RDT), sucintamente consiste em aplicar um pulso numa terminação do cabo e analisar, nesta mesma terminação, as reflexões geradas por terminações em que não há um casamento

de impedância (PAULTER, 2001) (THAYOOB; SULAIMAN; ARIFFIN, 2010). Dentre as diversas aplicações desta técnica, as mais comuns são: a determinação de nível de líquidos em tanques industriais (SMAR, 2012) e a detecção de defeitos e a determinação da distância de ocorrência de falhas em cabos de transmissão como rompimentos ou curto circuitos (SHIN et al., 2005).

Numa situação ideal em que há um perfeito casamento de impedância, não há a presença destas reflexões. Partindo deste princípio, esta técnica permite determinar a impedância característica, pelo simples ajuste de um resistor variável que deve ser conectado à terminação do canal com o propósito de anular a reflexão do sinal na terminação. Logo, a resistência medida do resistor variável é o valor da parte real da impedância característica do canal.

3.1.1 Desenvolvimento de um Gerador de Pulso

Para uma melhor discriminação do intervalo de atraso das reflexões e para uma posterior aplicação do mesmo circuito na estimação da resposta impulsiva, é desejável que pulso do gerador possua a menor duração de tempo possível. Portanto, foi desenvolvido um gerador de pulso, cujo componente principal utilizado no circuito é o amplificador operacional (AmpOp) de alta velocidade AD8009, com banda de até 1 GHz para uma atenuação máxima de 3 dB (ANALOG DEVICES, 2004). O AD8009 é capaz de fornecer correntes de até 175 mA em sua saída e possui um *slew rate* (velocidade de resposta) de $5500\text{ V}/\mu\text{s}$ para uma excursão de 4 V , e um *rise time* (tempo de subida) de 545 ps para uma excursão de 2 V , ambos quando o ganho é de $G = 2$. O modelo utilizado é o de encapsulamento SOIC-8 para montagem em superfície de placa de circuito impresso (PCI).

Outro fator determinante na escolha deste circuito integrado (CI) foi a disponibilidade do modelo para simulação em PSPICE[®] para o software de simulação de circuitos ORCAD[®]. Assim, o circuito todo foi simulado antes da implementação em protótipo. A Figura 3.1 apresenta o diagrama elétrico final do gerador de pulso.

O circuito do gerador de pulso é alimentado por uma fonte simétrica de $+5\text{ Vcc}$ e -5 Vcc , que são conectados diretamente aos capacitores de filtro C5 e C6. O CI U2 (LM555) está em sua configuração astável por meio dos resistores R1 e R3 e pelos capacitores C7 e C8, resultando na geração de uma onda quadrada em sua saída com o período de aproximadamente 140 ns . O resistor limita a corrente fornecida ao led LD1 que indica o funcionamento do dispositivo. A onda quadrada é conectada à entrada não inversora do amplificador operacional U1

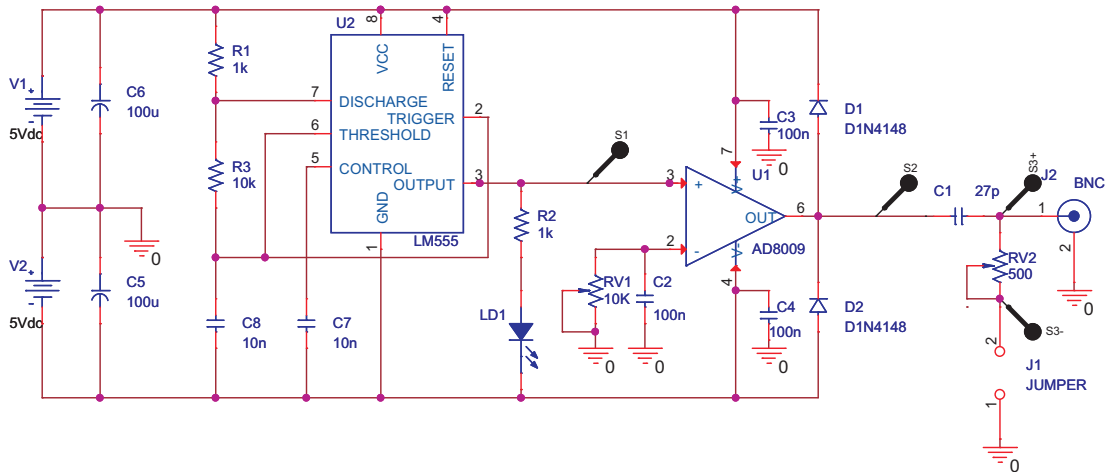


Figura 3.1 – Diagrama elétrico do circuito Gerador de Pulso

(AD8009), que está configurado como comparador analógico com o GND (terra) em sua entrada inversora. O trimpot RV1 e o capacitor C2, são sugeridos pela Analog Devices (2004) com o intuito de compensar capacitâncias parasitas a fim de tornar a resposta em frequência do amplificador mais plana possível. O sinal de saída da comparação é acoplado ao canal de teste por meio do capacitor C1, que funciona como um filtro passa alta, transmitindo somente o pulso gerado pela rampa de subida ou de descida da comparação. Devido às características de velocidade já citadas do AmpOp AD8009, este pulso torna-se relativamente estreito. O resistor variável RV1, tem a função de casar a impedância com o canal. Os capacitores C3 e C4 tem a função de desacoplar o ruído de alta frequência entre o AmpOp AD8009 e a fonte de alimentação e os diodos D1 e D4 protegem a saída do CI U1 de surtos de tensão oriundos do canal. A Figura 3.2 apresenta os principais sinais da simulação para RV2 ajustado para $50\ \Omega$ e RV1 em curto.

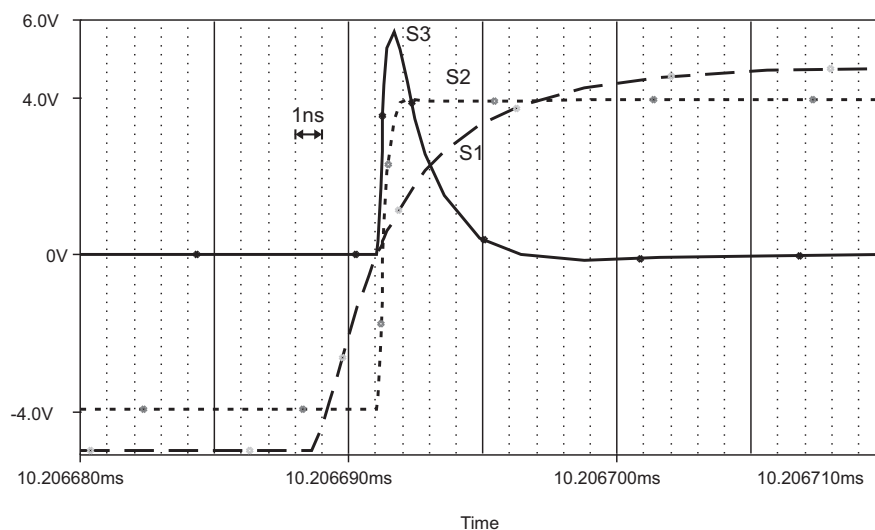


Figura 3.2 – Resultados da simulação PSPICE[®] de um pulso do gerador

O circuito foi conectado diretamente ao conector BNC do osciloscópio para a captura do pulso conforme a foto do arranjo experimental da Figura 3.3a. Na Figura 3.3b é apresentada a foto do gerador de pulso em maiores detalhes. No apêndice D estão disponíveis as máscaras de confecção da PCI.

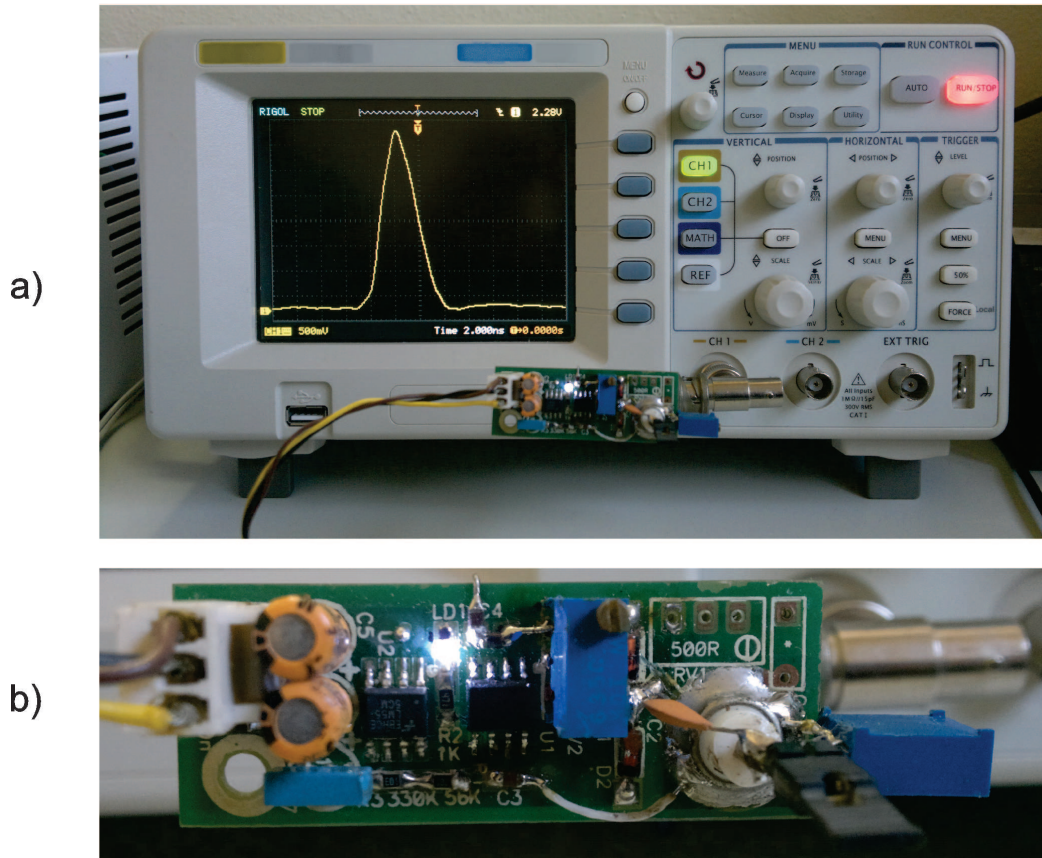


Figura 3.3 – Foto do arranjo de medição para a RDT em a) e do Protótipo do Gerador de Pulso b)

Deste modo, primeiro foi utilizado o osciloscópio de marca Rigol modelo DS1102E para depois o osciloscópio de marca Agilent MSO-X 3054. Este último possui maior banda e maior taxa de amostragem em giga amostras por segundo (GS/s). As especificações principais dos osciloscópios que são inerentes à este teste são apresentadas na Tabela 3.1 como forma de comparação (RIGOL TECHNOLOGIES, 2010) (AGILENT TECHNOLOGIES, 2012).

Tabela 3.1 – Principais especificações dos osciloscópios utilizados

Marca	Modelo	Banda de 3 dB [MHz]	Taxa de Amostragem máxima [GS/s]	Tempo de subida máximo [ns]
Rigol	DS1102E	100	1	3,5
Agilent	MSO-X 3054	500	4	0,7

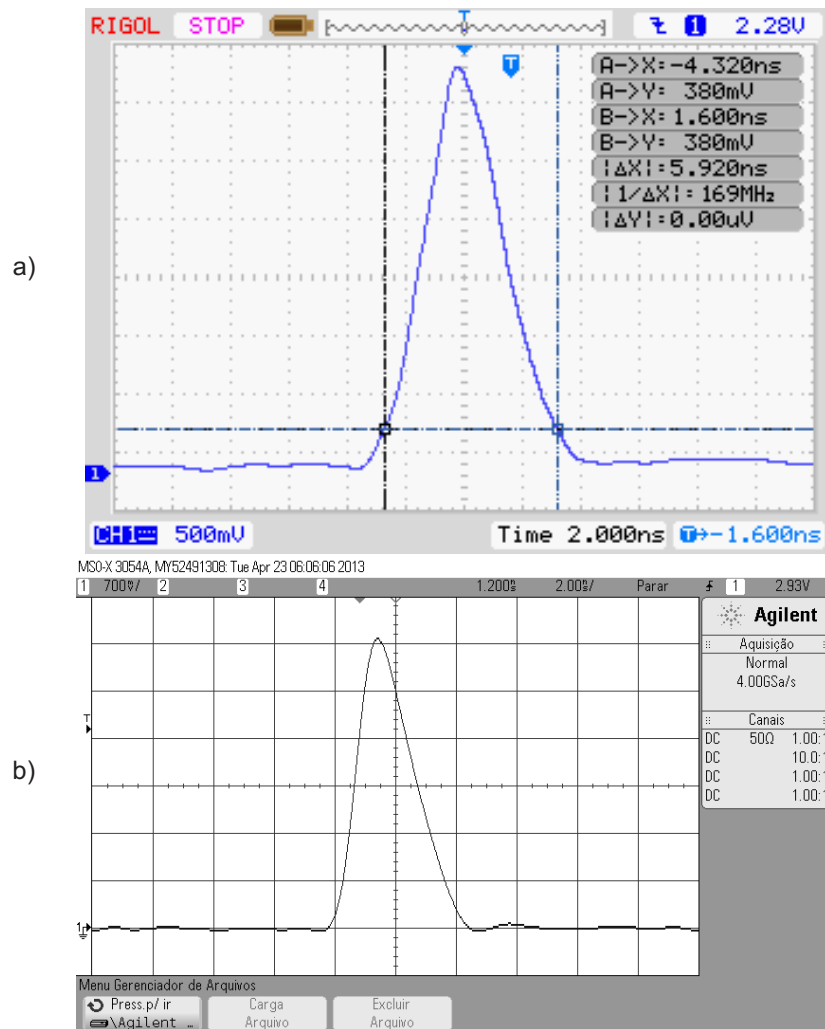


Figura 3.4 – Pulso real capturado por meio do osciloscópio com banda de 100 MHz em a) e de 500 MHz em b)

Na Figura 3.4 são apresentados os resultados gráficos das capturas realizadas pelos osciloscópios Rigol DS1102E e Agilent MSO-X 3054. Observa-se que na captura da Figura 3.4a, a largura do pulso no sistema físico real (SFR) está em torno de 6 ns, que é maior do que o obtido por simulação. A este fato, pode-se atribuir o efeito das capacitâncias parasitas, da resposta do amplificador da entrada e do sistema de aquisição do osciloscópio que influem na especificação do parâmetro de tempo de subida na Tabela 3.1. Já na Figura 3.4b, o pulso capturado é mais coerente com o simulado devido às melhores características do osciloscópio Agilent MSO-X 3054.

A Figura 3.5a exibe a refletometria de um cabo coaxial comercial com comprimento de 7,5 m, com impedância nominal de 50 Ω com a terminação em aberto. Nota-se que a amplitude dos pulsos refletidos vão diminuindo evidenciando um comportamento de atenuação do canal, enquanto a largura vai aumentando evidenciando um comportamento em frequência do tipo passa baixas. Disposto em curto a terminação do cabo coaxial, ocorrem reflexões inversas dos pulsos con-

forme apresentado na Figura 3.5b. Finalmente na Figura 3.5c, a terminação é casada por meio de um trimpot de precisão ajustado no valor de $49,6\ \Omega$. Nesta situação, verifica-se que a reflexão foi anulada. Todos estes comportamentos são previsíveis quando analisada a Equação (2.19).

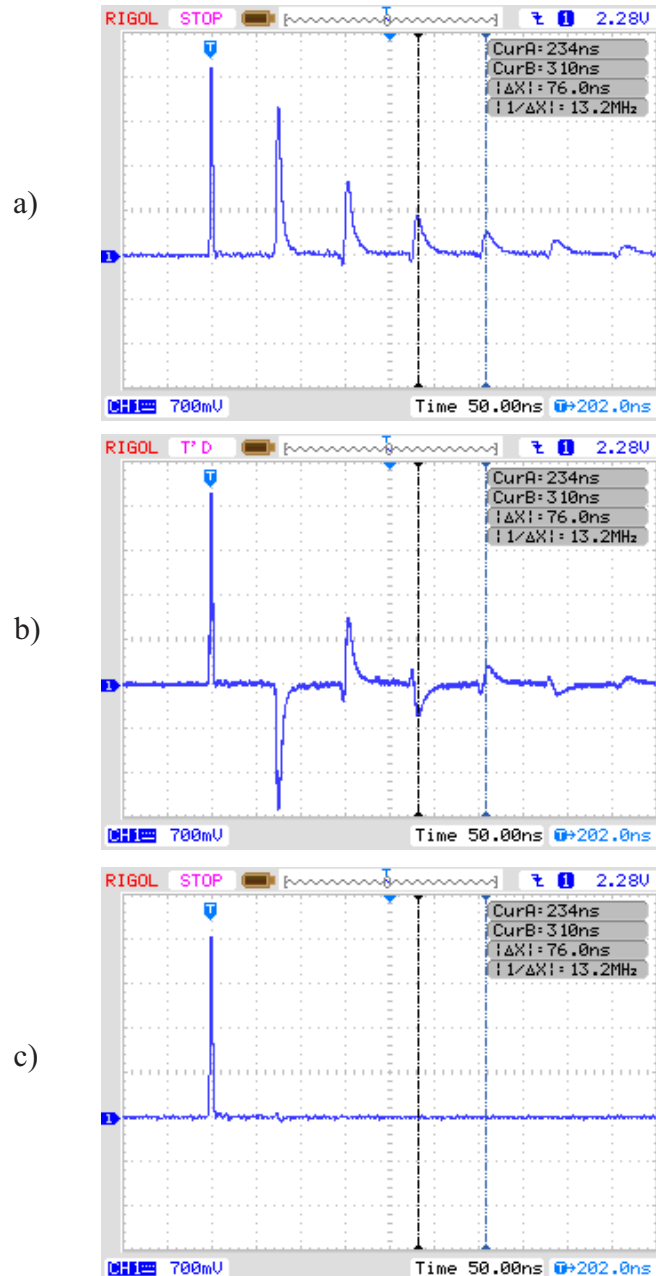


Figura 3.5 – Refletometria em um cabo coaxial de $50\ \Omega$ de $7,5\ m$.

A partir da medida do atraso na reflexão e quando predeterminada a distância do cabo, também torna-se possível a extração dos parâmetros de velocidade de fase v_p e da constante dielétrica relativa ϵ_r do material isolante, aplicando a Equação (2.17).

3.2 Medição e Modelagem do Canal Controlado por Modelo por Eco

Para a validação do conjunto modelo e arranjo experimental controlado, foi construído um canal PLC composto por um cabo de dupla isolamento multipolar com dois condutores flexíveis de cobre paralelos e que atende à norma brasileira NBR 13249 para cabos e cordões flexíveis para tensões até 750 V. Ambos condutores possuem comprimento l de 18,2 m e área de secção de 2,5 mm². Esta área de secção foi escolhida por ser o valor mínimo estabelecido pela norma NBR 5410 para tomadas de uso geral (TUG) em residências brasileiras (ABNT, 2004).

Antes da medição da resposta do canal fez-se necessário determinar a impedância característica do canal, utilizando a técnica de RDT com o dispositivo desenvolvido na Subseção 3.1.1, a fim de obter os casamentos de impedâncias necessários. Com o gerador de pulso e osciloscópio conectado à uma das extremidades do canal e a outra extremidade estando em aberto foi obtida a Figura 3.6a. Na sequência, foi conectado um resistor variável como terminador da linha de transmissão e ajustado de forma a anular a reflexão conforme exibido na Figura 3.6b.

O processo de ajuste do resistor variável foi repetido por uma dezena de vezes e obtido o valor da impedância característica do canal de $Z_L = (87,9 \pm 1,6) \Omega$, bem próximo do valor de $Z_L = 90 \Omega$ obtido no trabalho de Philipps (1998). Foi considerado somente a componente resistiva da impedância devido a indisponibilidade de um arranjo experimental mais sofisticado e por apresentar resultados aceitáveis mesmo que desprezando as componentes reativas da impedância.

Alguns parâmetros importantes como a velocidade de fase ou de propagação v_p , o atraso no percurso τ e a constante dielétrica relativa do meio isolante ε_r , podem ser extraídos a partir do atraso da reflexão $\Delta t = 219,8 \text{ ns}$ da Figura 3.6a com o auxílio da Equação (2.17):

$$v_p = \frac{\Delta x}{\Delta t} = \frac{2 \cdot l}{\Delta t} = \frac{2 \cdot 18,2 \text{ m}}{219,8 \cdot 10^{-9} \text{ s}} = 165,6 \cdot 10^6 \text{ m/s} \quad (3.1)$$

$$\tau = \frac{l}{v_p} = \frac{18,2 \text{ m}}{165,6 \cdot 10^6 \text{ m/s}} = 109,9 \text{ ns} \quad (3.2)$$

$$\varepsilon_r = \left(\frac{c_0}{v_p} \right)^2 = \left(\frac{299,79 \cdot 10^6}{165,6 \cdot 10^6} \right)^2 = 2,77 \quad (3.3)$$

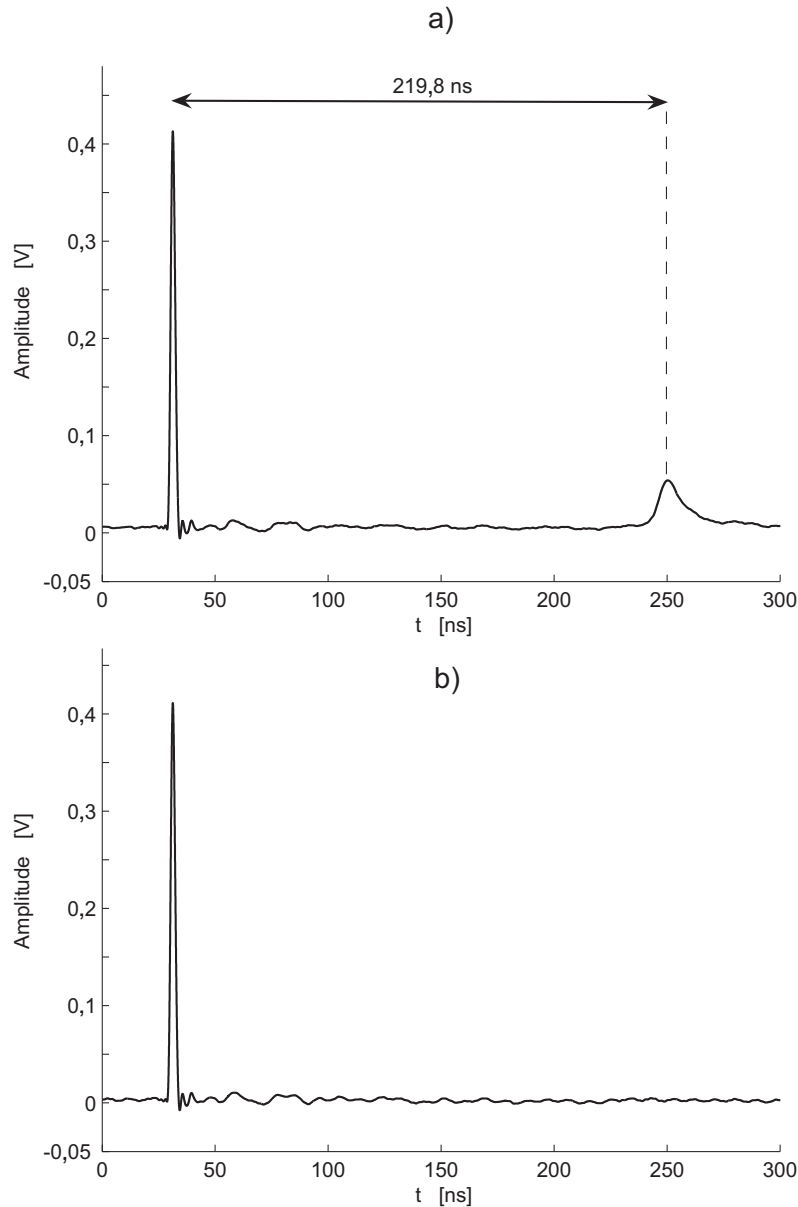


Figura 3.6 – Refletometria de canal de 18,2 m sem derivação: a) terminação em aberto e b) com terminador resistivo de 87,9 Ω .

Na determinação do atraso no percurso τ , foi desprezado o percurso do pulso refletido por considerar hipoteticamente que o dispositivo transmissor deve situar em uma extremidade do canal e o receptor na extremidade oposta. Já a constante dielétrica relativa ϵ_r é adimensional por definição, sendo um fator multiplicativo da constante dielétrica no vácuo $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} C^2/N.m^2$.

O arranjo de medição consistiu em conectar a saída do gerador de rádio frequência (RF) Philips, modelo PM5321, a um transformador de linha do tipo desbalanceado para desbalanceado (UNUN). Este transformador foi construído a partir de um novo enrolamento em um núcleo de transformador de antena comercial de TV de acordo com o projeto proposto por Ruthroff (1959). Assim, permitiu o casamento entre a impedância de $Z_G = 75 \Omega$ do gerador de RF com a

impedância Z_L do canal. Conforme o gráfico da Figura 3.7, observa-se a resposta relativamente plana na banda de frequência a ser analisada se comparado os desvanecimentos de magnitudes do canal esperados.

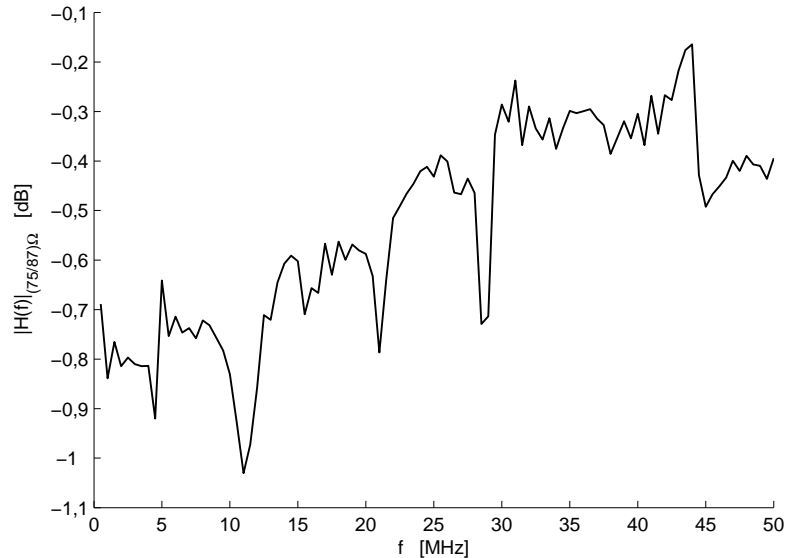


Figura 3.7 – Resposta em magnitude espectral do transformador de impedância de linha de 75Ω para 87Ω .

Deste modo, na outra extremidade do cabo foi conectado o resistor de terminação com o mesmo valor de resistência Z_L . Juntamente nesta terminação, foi conectado a entrada de um osciloscópio DSO (*Digital Storage Oscilloscope*), que permitiu o armazenamento dos pontos do sinal no tempo em um PC (*Personal Computer*). A varredura de frequência foi na faixa de 0,5 à 50 MHz com passos de 0,5 MHz, mantendo a mesma amplitude de 50 mV no gerador. Consequentemente, foi realizada a análise espectral da resposta do canal por um script FFT com janelamento do tipo Flat Top, que por simulações apresentou distorção máxima de 0,017 dB, ou seja, menor que 0,2% em amplitude. Para a obtenção da função de transferência em magnitude espectral do canal, foi considerado como sinal de entrada as magnitudes espectrais obtidas após o transformador de linha. Assim a influência do transformador de linha foi isolada do resultado.

De posse do valor do comprimento do cabo, assim como no trabalho de Zimmermann e Dostert (2002), a estimação dos parâmetros de atenuação utilizou como estratégia de ajuste a Equação (2.14). Deste modo, o módulo da função de transferência do canal modelada $|H(f)|_k$ é comparada com a obtida experimentalmente $|\hat{H}(f)|_k$. Para tal comparação, o coeficiente de correlação R calculado

a partir de Wackerly, Mendenhall e Scheaffer (2008):

$$R = \frac{\sum_{k=1}^N \left[\left(|H(f)|_k - \overline{|H(f)|} \right) \left(|\hat{H}(f)|_k - \overline{|\hat{H}(f)|} \right) \right]}{\sqrt{\sum_{k=1}^N \left(|H(f)|_k - \overline{|H(f)|} \right)^2 \sum_{k=1}^N \left(|\hat{H}(f)|_k - \overline{|\hat{H}(f)|} \right)^2}} \quad (3.4)$$

onde $|H(f)|_k$ e $|\hat{H}(f)|_k$ é a k -ésima resposta em magnitude modelada e medida respectivamente, e N é o número total de percursos admitidos.

De forma complementar, também foi extraída a Raíz Quadrada do Erro Quadrático Médio (*RMSE*), sendo um resultado dependente da escala escolhida, que neste caso é o [*dB*], dada por Hyndman e Koehler (2006):

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N \left(|H(f)|_k - |\hat{H}(f)|_k \right)^2}{N}} \quad (3.5)$$

Assim, os fatores da Equação (2.18) foram ajustados com o propósito de obter o menor *RMSE* e um fator de correlação R o mais próximo possível do valor unitário não negativo.

A Figura 3.8, exibe a magnitude da função de transferência do canal sem derivação experimental e o modelado pelos parâmetros $k = 1, 5$, $a_0 = 11,9 \cdot 10^{-3}/m$ e $a_1 = 116 \cdot 10^{-15} s/m$, resultando em um valor adequado para as duas figuras de mérito consideradas: coeficiente de correlação $R = 0,95$ e *RMSE* = $0,45 dB$.

As pequenas oscilações exibidas pela magnitude da função de transferência experimental da Figura 3.8 podem ser atribuídas a um pequeno descasamento de impedâncias no arranjo experimental, bem como ao fato da parte reativa da impedância de carga ter sido ignorada na metodologia de ajuste de impedância adotada. Além disto, pode ser atribuído à imperfeições no cabo, como por exemplo: variações de distância entre os condutores e (ou) variações de densidade do material isolante ao longo do cabo, etc. Isto é justificável, pois como principal finalidade do cabo no seu projeto e produção, não foi o de servir como linha de transmissão de radiofrequência. Estas oscilações deterioram a qualidade do modelo, implicando em piores parâmetros R e *RMSE*.

A medição e a análise do canal com ausência de derivações, inclusive com o casamento das impedâncias, tem a intenção de determinar inicialmente os parâmetros de atenuação. Assim, após determinados estes parâmetros, facilita-se a determinação dos parâmetros de reflexão após a inserção de uma derivação.

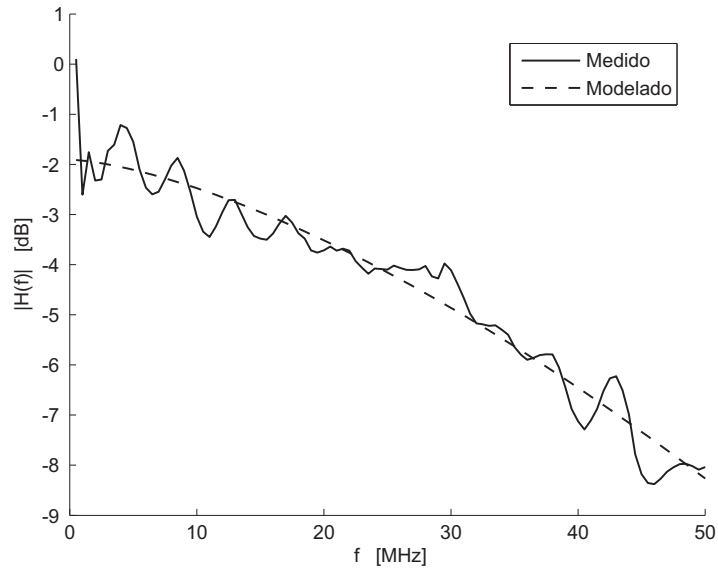


Figura 3.8 – Medição e modelagem da atenuação de um canal de 18,2 m sem derivação.

Deste modo, para a análise do efeito multipercurso, no mesmo canal de 18,2 m foi inserido um cabo de derivação de 3,05 m com as mesmas características a 5,5 m do final do canal, obtendo a disposição denotada na Figura 2.4. Esta é a mesma disposição analisada no trabalho de Zimmermann e Dostert (2002). Para fim de simplificação, foram consideradas iguais as impedâncias características de cada segmento $Z_1 = Z_2 = Z_3$, a terminação A casada com a impedância do gerador de RF por meio do transformador de linha, a terminação C casada com o terminador resistivo e a terminação D em aberto.

Admitindo conhecidas as distâncias percorridas pelo sinal, é possível a determinação dos fatores de peso g_i de forma sequencial. Portanto, deve-se ajustar o fator de peso g_i para em seguida proceder o reajuste de todos os fatores de peso anteriores, se houver. Parâmetros estes que também foram considerados para a modelagem por meio da Equação (2.18). Na Figura 3.9 são exibidos os resultados de medição e simulação considerando apenas 4 percursos cujos os dados são exibidos na Tabela 3.2. Foram obtidos coeficientes de correlação R de 0,85 e $RMSE$ de 2,15 dB, ambos satisfatórios considerando um modelo simplificado para largura e faixa de frequência adotada (0 a 50 MHz).

Tabela 3.2 – Parâmetros do modelo por eco para quatro percursos do canal controlado

i	g_i	d_i [m]	i	g_i	d_i [m]
1	0,679	18,2	3	-0,156	30,4
2	0,467	24,3	4	0,076	36,5

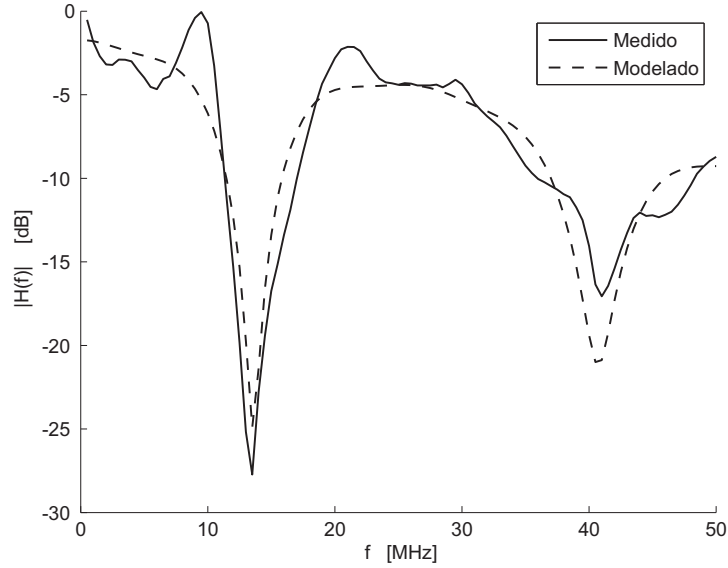


Figura 3.9 – Medição e simulação da resposta em frequência para 4 percursos.

Assumindo coeficiente de reflexão $r_D = 1$ para a terminação da derivação em aberto, os fatores de reflexão e transmissão foram determinados a partir da metodologia apresentada na Seção 2.1.2 e sintetizada na Tabela 2.2. Deste modo, o valor do fator de transmissão t_{AC} é o próprio fator $g_1 = 0,679$ (sem reflexão). O fator de transmissão na ramificação $t_{BD} = 0,829$ e fator de reflexão no ponto B de $r_B = -0,486$, evidenciando uma reflexão inversa no ponto B. Deste modo, demonstra-se que, a impedância neste ponto é menor do que a impedância característica do cabo.

3.3 Modelagem do Canal Controlado por Circuito Série Ressonante

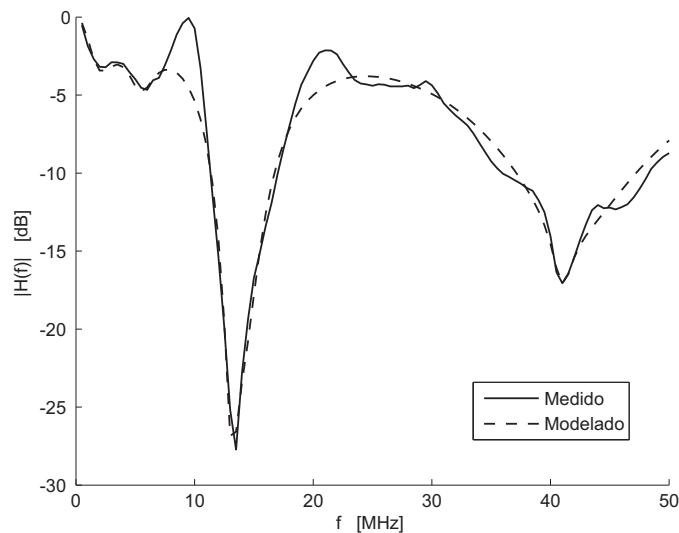
Para a modelagem do canal Controlado por Circuito Série Ressonante, foi admitido o valor médio de impedância da linha de transmissão de $Z_L = 87,9 \Omega$, medido na Seção 3.2.

Considerando as Equações 2.23 e 2.25, os parâmetros RLC dos BSRs são modelados a partir dos vales de maior profundidade por possuírem maior influência na qualidade do modelo. Assim, ajusta-se os parâmetros para que a frequência de ressonância, a profundidade e a largura do vale gerado pelo BSR resulte em melhores parâmetros de $RMSE$ e R . Em seguida, parte-se para o ajuste do BSR subsequente. A seguir, reajusta-se os parâmetros RLC dos BSRs anteriores. À medida que é incorporado um novo BSR, este processo deve ser repetido. Desta modo, o conjunto de parâmetros da Tabela 3.3 foi obtido.

Tabela 3.3 – Parâmetros da modelagem por blocos série ressonantes

N	R [Ω]	L [μH]	C [pF]	f_{res} [MHz]	Q
1	14,0	3,16	46,4	13,144	18,64
2	25,8	0,48	29,8	42,082	4,92
3	149,0	14,09	1,07	40,990	24,35
4	23,5	1,75	70,5	14,329	6,70
5	194,7	12,69	140,3	3,772	1,54

O resultado da função de transferência obtida empiricamente e a obtida por simulação estão explícitos na Figura 3.10 para 6 BSRs. Obteve-se uma boa coerência entre a curva do modelo e a curva medida, com correlação de $R = 0,954$ e $RMSE = 1,2 dB$.

**Figura 3.10** – Resposta em magnitude da medição e do modelo por 6 BSRs.

Assim como no trabalho de Philipps (1999), foi estimada a influência do número de BSRs na qualidade do modelo, cujo os resultados podem ser visualizados na Figura 3.11, onde para 4 ou mais BSRs, o modelo apresentou boa precisão.

3.4 Modelagem do Canal Controlado por Matriz de Transmissão ABCD

Inicialmente foram determinados os parâmetros $RLCG$ do canal. Medições com o instrumento megômetro digital modelo MI-2650 de marca Minipa, indicaram impedância de fuga maiores que $40 G\Omega$ no canal controlado, corroborando os resultados reportados no trabalho de Dickinson e Nicholson (1997).

Quanto à resistência por unidade de comprimento, o fator de correção $X_R(f)$ da Equação (2.31) considera os fios distribuídos uniformemente na última ca-

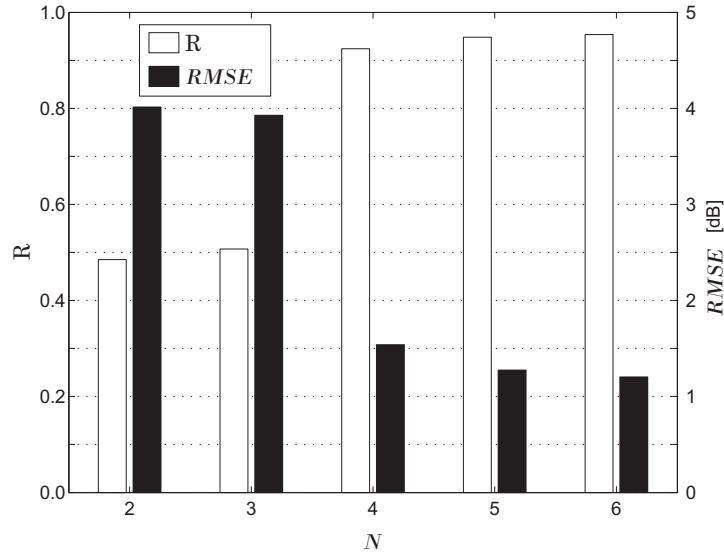


Figura 3.11 – Correlação R e RMSE para diferentes números N de BSRs.

mada. Mas fisicamente, para um condutor com material isolante flexível e fios cilíndricos, existe uma propensão desses fios a se acomodarem ocupando um menor espaço interno entre si conforme a Figura 3.12b. Isto ocasiona irregularidades na última camada, gerando mais espaços vazios na superfície de profundidade $skin$ p_{skin} , devendo o fator de correção ser aumentado. Conseqüentemente, com a intenção de melhorar a exatidão do modelo, a resistência final $R'_f(f)$ por unidade de comprimento em $[\Omega/m]$ da Equação (2.31), e considerando os dois condutores da linha, foi reajustada por uma constante K_R , resultando em:

$$R'_f(f) = 2 \cdot K_R \cdot X_R(f) \cdot R'(f) \quad (3.6)$$

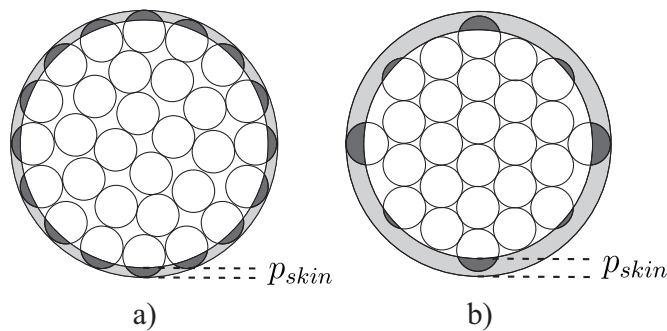


Figura 3.12 – Efeito $skin$ em condutor flexível com encordoamento. Disposição sugerida pela análise de Dickinson e Nicholson (1997) em a) e disposição com menor distância interna entre os fios de cobre b).

Admitindo os valores já medidos de $Z_L = 87,9 \Omega$, $\varepsilon_r = 2,77$ obtida pela Equação (3.3), os valores constantes em Tabela para o cobre de $\mu_c = 1,2566 \mu H/m$ e $\sigma_c = 59,17 MS/m$. Os parâmetros convergiram para $L' = 529,1 nH$, $C' = 68,48 pF$, $G' = 27,92 fS$ e R' dependente da frequência, dado pela Equação (3.6), considerando as dimensões medidas do raio do condutor $r_c = 0,892 mm$,

da distância entre os cabos de $d = 3,5 \text{ mm}$ e do raio de cada fio de cobre de $r_f = 0,2 \text{ mm}$.

Na Figura 3.13a são exibidos os resultados do modelo para canal sem derivação, considerando apenas as matrizes Φ_1 e Φ_3 , bem como um fator de correção de $K_R = 1,84$ obtido pela Equação (3.6). Obteve-se correlação de $R = 0,89$ e $RMSE = 0,66 \text{ dB}$. Já a Figura 3.13b para o canal com derivação, considerando as matrizes de Φ_1 à Φ_3 com $R = 0,83$ e $RMSE = 2,29 \text{ dB}$.

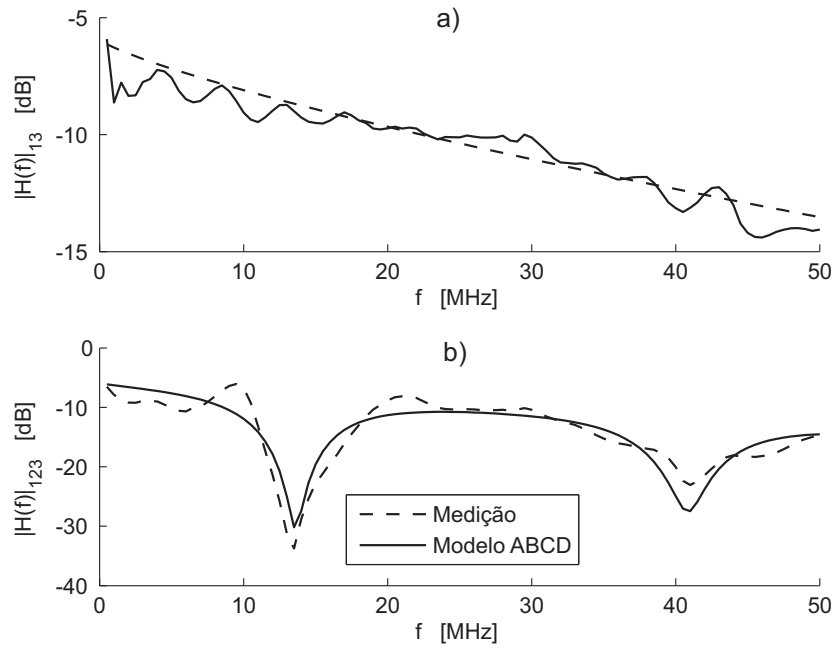


Figura 3.13 – Resposta em magnitude da medição e do modelo sem derivação em a) e com derivação em b).

Também na Figura 3.13, está explicitado o efeito da inserção da derivação no canal. Portanto, agora foram consideradas as matrizes de Φ_1 à Φ_3 no modelo. Enquanto no canal sem derivação os pontos experimentais descrevem aproximadamente uma reta inclinada (coeficiente angular negativo e aproximadamente constante ao longo da frequência), o mesmo canal com derivação apresenta fortes desvanecimentos nas frequências distintas de 13 MHz e de 41 MHz aproximadamente. Foi verificado se realmente estes vales de grande atenuação situam-se nas frequências em que há a interferência destrutiva devido à reflexão do sinal defasado em função da distância da derivação l_d por:

$$\frac{(2n-1)\lambda}{2} = 2l_d \Rightarrow \lambda = \frac{4l_d}{(2n-1)} ; n = 1, 2, 3... \quad (3.7)$$

Deste modo, as frequências em que ocorrem as interferências destrutivas podem

ser determinadas por:

$$f(n) = \frac{(2n - 1)v_p}{4l_d} ; n = 1, 2, 3... \quad (3.8)$$

Portanto, para o arranjo experimental analisado, a Equação (3.8) resulta nas frequências $f(n = 1) = 13,57 MHz$ e $f(n = 2) = 40,72 MHz$. Ambos os resultados são coerentes com os anteriormente apresentados pela análise da Figura 3.13b.

3.5 Aplicação dos Três Modelos em Canal com Condutores Distintos

Na sequência, são aplicadas as três modelagens para um canal com as mesmas dimensões do canal anteriormente abordado, mas com condutores flexíveis distintos com área de seção de $2,5 mm^2$ em eletroduto de PVC de $3/4''$. Este tipo de condutor é o mais utilizado em instalações elétricas em canaletas ou eletrodutos de PVC aparentes ou embutidas em alvenaria devido à sua melhor maleabilidade. Para o canal sem derivação foi possível observar nas Figura 3.14a e 3.14b, sem e com terminação respectivamente, que há a presença significativa de reflexões ocorridas mesmo antes do sinal ter chegado à outra extremidade do cabo. Isto é justificado pelas distâncias inconstantes entre os condutores acomodados ao longo do eletroduto, que causam impedâncias características diferentes em trechos do canal e consequentes reflexões devido ao não casamento entre essas impedâncias heterogêneas. Como resultado da análise das dimensões do canal e da refletometria da Figura 3.14a, foram obtidos os valores de $Z_L = (125,9 \pm 2,3) \Omega$, $v_p = 237,88 \cdot 10^6 m/s$ e $\epsilon_r = 1,59$. O valor menor da constante dielétrica relativa ϵ_r , já era esperado devido ao fato de haver maior espaço com ar no meio isolante das proximidades dos condutores.

As Figuras 3.15 e 3.16 comparam o resultado da medição com os resultados em amplitude dos modelos da resposta em frequência para o canal com e sem derivação respectivamente. Na Tabela 3.6 são exibidos os resultados da precisão dos modelos.

O modelo clássico e o modelo por seis BSRs foram obtidos por meio dos parâmetros da Tabela 3.4 e Tabela 3.5 respectivamente. Já para o modelo por matriz de transmissão ABCD foi desconsiderado a perda ocorrida na impedância da fonte e admitidos como constantes o fator de correção da resistência de $K_r = 2,47$, a distância entre o centro dos condutores de $d = 4,1 mm$ e o raio de cada

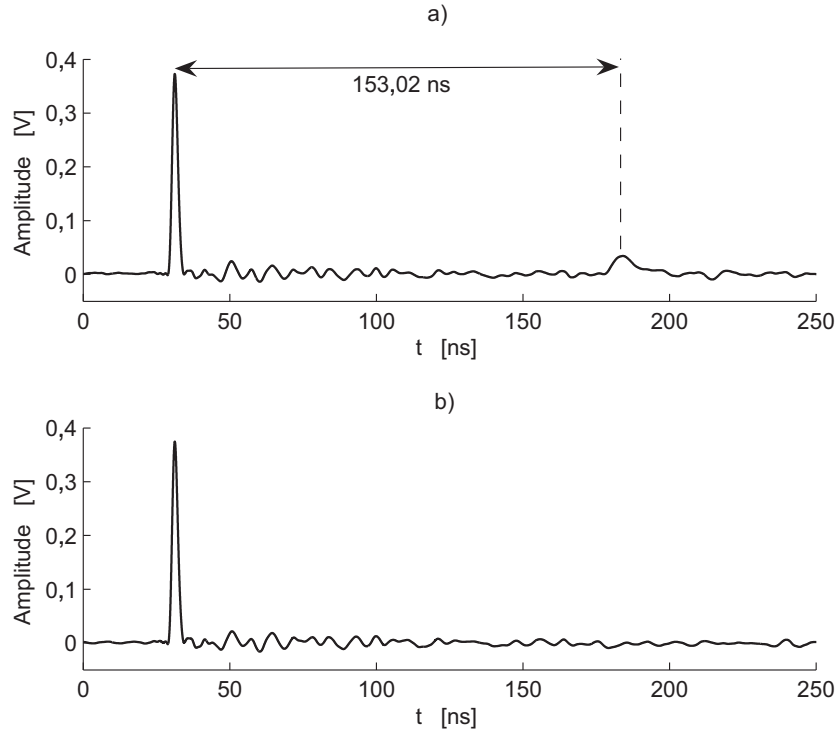


Figura 3.14 – Refletometria de canal de 18,2 m sem derivação: terminação em aberto em a), com terminador resistivo de 125,9 Ω em b).

um dos 36 fios de cobre de $r_f = 149 \mu m$ de cada condutor. Finalmente com R' obtido pela Equação (3.6), os parâmetros convergiram para $L' = 586,2 nH$, $C' = 39,81 pF$, $G' = 22,67 fS$.

Tabela 3.4 – Parâmetros do modelo clássico e eco para o canal com condutores distintos

Parâm. de Atenuação: $k = 1,5 \quad a_0 = 7,3 \cdot 10^{-3} / m \quad a_1 = 555 \cdot 10^{-15} s/m$

Param. de Percurso:		i	g_i	$d_i [m]$	i	g_i	$d_i [m]$
		1	0,676	18,2	3	-0,156	30,4
		2	0,467	24,3	4	0,076	36,5

Por fim, na Figura 3.17 segue uma comparação entre os resultados da resposta em fase dos modelos. A resposta em fase para o modelo BSR é obtida considerando o atraso devido ao comprimento da linha e da contribuição em fase de cada BSR por:

$$\phi(f) = \frac{2\pi \cdot f \cdot l}{v_p} + \sum_{i=1}^N \angle H_i(f) \quad (3.9)$$

Observa-se também na Figura 3.17, um desvio de fase mais acentuado nas proximidades da frequência $f = 17,5 MHz$, a região de maior desvanecimento em magnitude.

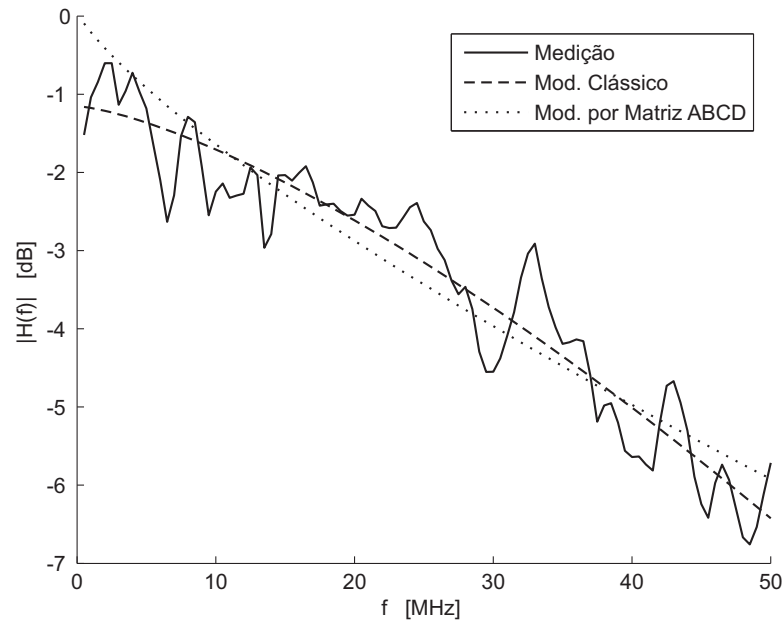


Figura 3.15 – Comparação entre a medição e os modelos de resposta em amplitude do canal sem derivação.

Tabela 3.5 – Parâmetros da modelagem por BSR para o canal com condutores distintos

N	R [Ω]	L [μH]	C [pF]	f_{res} [MHz]	Q
1	690,9	1,47	1985,00	2,97	0,039
2	16,5	2,73	30,21	17,53	18,219
3	65,1	3,34	29,15	16,13	5,200
4	115,3	6,27	2,06	44,29	15,131
5	160,6	6,61	3,98	31,03	8,024
6	120,0	8,40	1,19	50,03	22,122

3.6 Medição de Canal PLC Não Controlado

Conforme já apresentado na Seção 3.2, o processo utilizando o arranjo de medição da resposta do canal era todo manual. Por exemplo, o ajuste da frequência foi estabelecido por meio do ajuste de um capacitor variável. A cada mudança de frequência, a amplitude do sinal tinha que ser novamente ajustada, pois o gerador de RF Philips PM5321 (valvulado) não foi capaz de manter a tensão de saída do sinal senoidal constante para toda a faixa de frequência de interesse. Deste modo, era dispendioso e demorado para a aquisição de resultados em sistemas mais

Tabela 3.6 – Resultados da precisão dos modelos de canal abordados

Modelo	Sem Derivação		Com Derivação	
	R	RMSE	R	RMSE
Clássico	0,92	0,47	0,75	2,48
Blocos RLC	-	-	0,96	0,96
Matriz ABCD	0,87	0,59	0,80	2,24

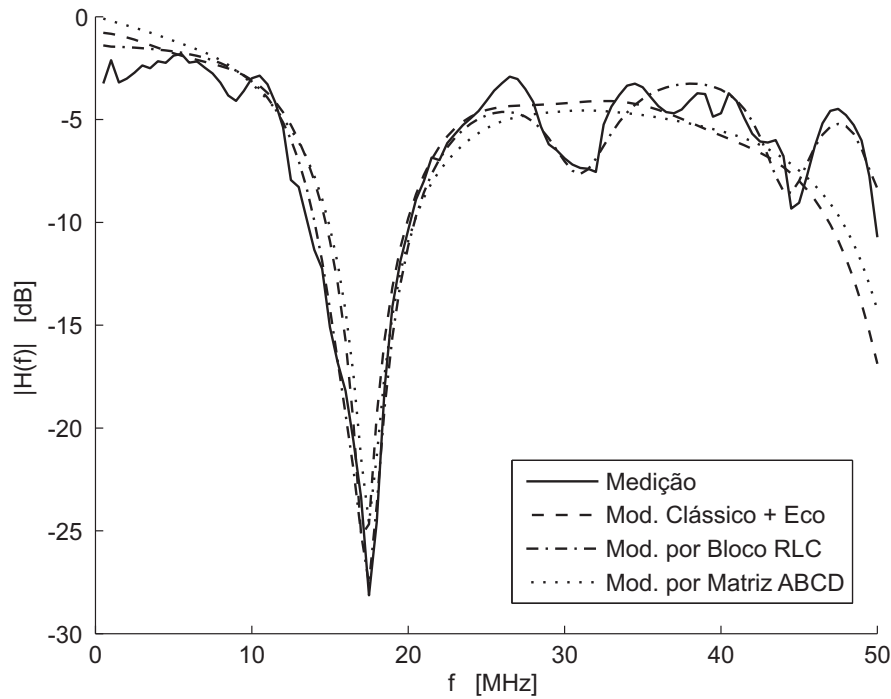


Figura 3.16 – Comparação entre a medição e os modelos de resposta em frequência do canal com derivação.

dinâmicos como um canal não controlado.

Portanto, houve a necessidade de desenvolver um arranjo automático com a utilização de um circuito eletrônico específico para a geração do sinal de entrada do canal. Uma foto do arranjo de medidas é exibido na Figura 3.18. Foi utilizado o CI AD9851 que é um DDS (do inglês, *Direct Digital Synthesizer*). De forma sucinta, este chip possui um clock de 180 MHz e permite a geração de sinais senoidais que são ajustados (frequência e fase) via programação de forma serial ou paralela.

Com um AmpOp AD8009 é feita a amplificação do sinal gerado pelo AD9851 antes de ser acoplado à rede elétrica. Um microcontrolador de 8 bits ficou incumbido de receber os comandos seriais assíncronos isolados por foto acoplador via conversor serial/USB, e retransmitir para o AD9851 de forma serial síncrona. Isto possibilitou o software Matlab transmitir um comando para a geração do sinal $x(t)$, e também como no arranjo anterior, o sinal $y(t)$ ser capturado também pelo software Matlab por meio do DSO. De posse destes resultados experimentais, um *script* no Matlab pôde estimar a função de transferência em magnitude do canal.

Quanto aos acoplamentos do canal ao gerador e ao DSO, foram utilizados dois filtros passa alta de 3ª ordem RC com resistores de $10\text{ K}\Omega$ e com capacitores de 10 nF . O casamento de impedâncias se deu com a utilização de dois resistores variáveis ajustados na impedância de 125Ω . No acoplamento transmissor,

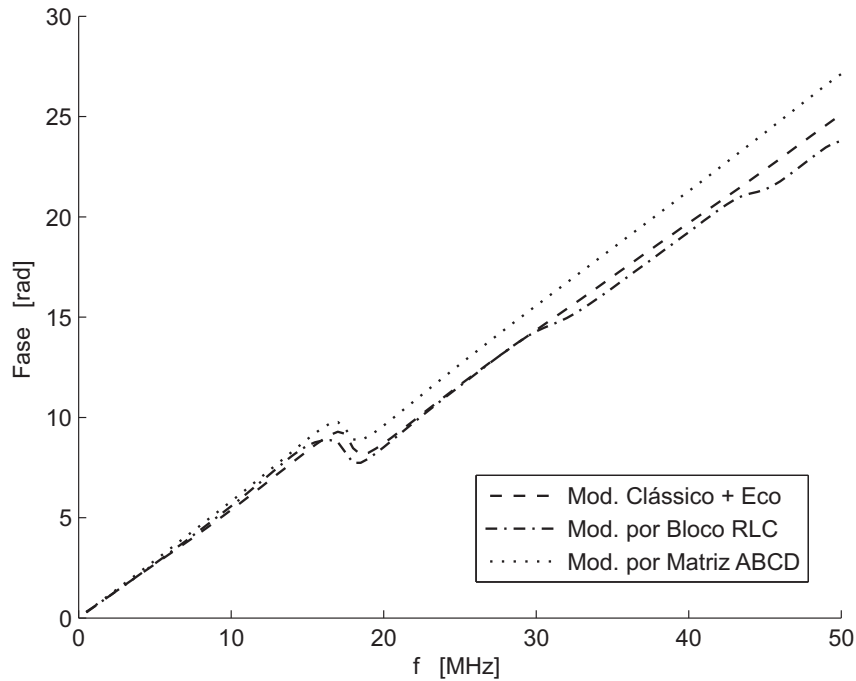


Figura 3.17 – Comparação da resposta em fase para os três modelos.

um resistor variável foi conectado em série com o circuito gerador de sinal. Já no acoplamento receptor o outro resistor variável foi conectado em paralelo nas proximidades do conector BNC do osciloscópio.

Por fim, o circuito de *trigger* do DSO foi constituído de um divisor de tensão composto por um resistor de $100\text{ k}\Omega$ e $10\text{ k}\Omega$, que atenuava em onze vezes a tensão da rede elétrica. Este sub-circuito possibilitou analisar a resposta do canal em diferentes fases do ciclo senoidal da rede elétrica.

A Figura 3.19a exibe os resultados para um canal residencial real energizado e embutido em alvenaria, onde o ponto de recepção (A), foi uma TUG do escritório e o de transmissão (B), foi uma tomada de uso geral (TUG) do Quarto do Casal. A Figura 3.19a, exibe a resposta do canal durante a passagem por zero da rede elétrica (*zero crossing*). Já a Figura 3.19b, apresenta as funções de transferência em magnitude durante a passagem por zero $|H_{BA,z}(f)|$ e no pico senoidal $|H_{BA,p}(f)|$ da rede como forma de comparação.

Esta mesma análise foi aplicada em outro percurso. Manteve-se o ponto de recepção A, mas o ponto de transmissão foi alterado para uma TUG na sala de estar (ponto C). Com os resultados obtidos, foi possível construir a Figura 3.19, que faz uma comparação entre $|H_{BA}(f)|$, $|H_{CA,z}(f)|$ e $|H_{CA,p}(f)|$, que representam respectivamente as funções de transferências: média do percurso BA, do percurso CA no cruzamento por zero e no pico da rede.

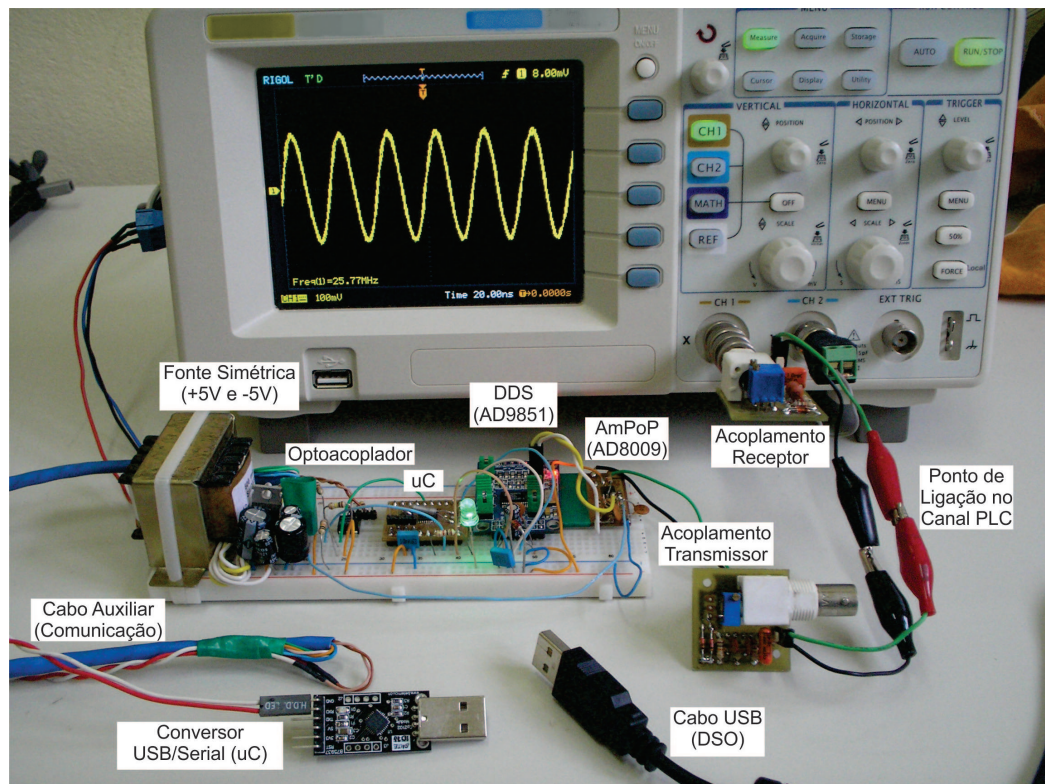


Figura 3.18 – Foto do arranjo de medição resposta espectral em magnitude do canal automatizado.

Percebe-se que nos dois percursos analisados as magnitudes das funções de transferência sofreram alterações significativas quando comparados os resultados obtidos nos momentos do cruzamento por zero com o pico da rede elétrica. A este efeito, atribui-se a presença de equipamentos eletrônicos com baixo fator de potência conectados à instalação elétrica, pois na etapa da fonte retificadora, o capacitor do filtro de entrada carrega somente nas cristas de onda (apresentando baixa impedância), ficando a corrente praticamente nula nas regiões próximas do zero (alta impedância). Isto altera o coeficiente de reflexão da terminação em que se encontra cada aparelho, que conforme já foi discutido, influi na resposta do canal.

Este comportamento corrobora os trabalhos de Corripio et al. (2006) e de Canete et al. (2011), que também a partir de medições, modelam o canal PLC como um sistema Linear e Periodicamente Variante no Tempo (LPTV). Assim, uma modelagem simplificada do canal pode ser realizada, alternando-se entre duas funções de transferências sincronizadas com a rede elétrica.

Uma outra informação que pode ser extraída da comparação entre os resultados dos canais analisados refere-se à maior atenuação do canal CA. Além da maior distância, este comportamento pode ser atribuído ao fato de que a TUG do ponto C encontra-se em um outro subcircuito do painel distribuidor de energia

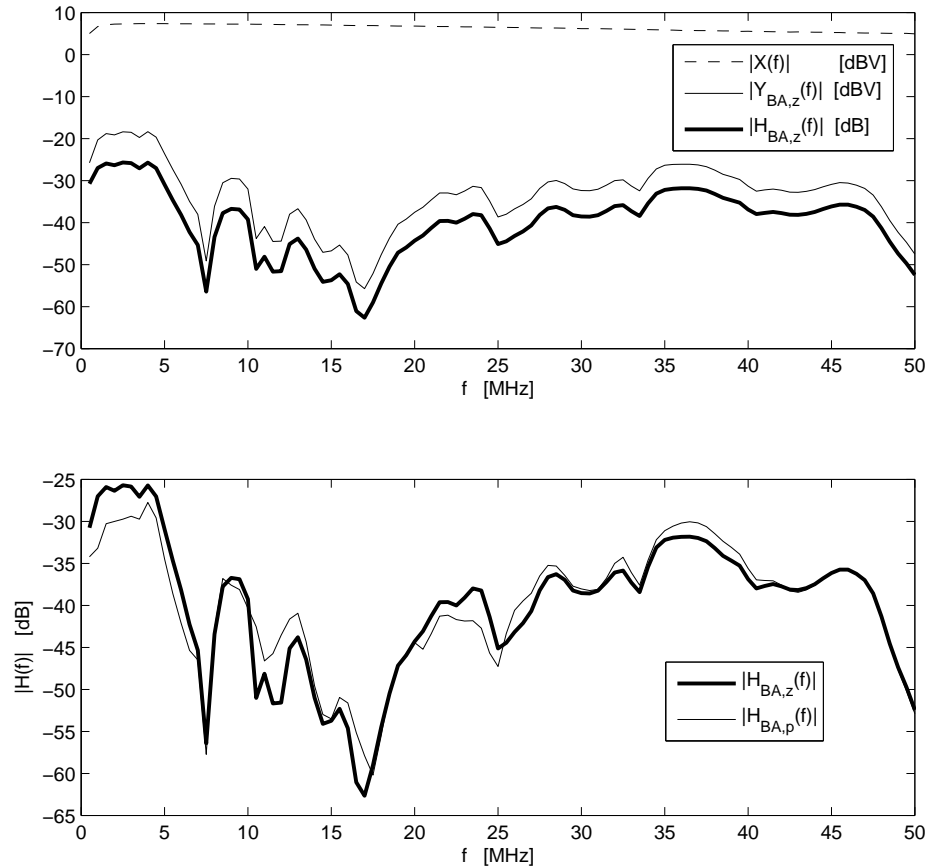


Figura 3.19 – Obtenção da função de transferência de magnitude no percurso BA em a) e comparação entre as funções obtidas na passagem por zero e no pico de tensão da rede elétrica em b).

elétrica. Diferentemente do percurso BA, em que os dois pontos estão no mesmo subcircuito. Deste modo, no circuito CA, o sinal tem que transpor dois disjuntores termomagnéticos, que são as proteções de curto-circuito e de sobrecorrente de cada subcircuito. Por fim, foi obtida por meio de IFFT, a resposta impulsiva de cada percurso. Na Figura 3.21, são apresentados estes resultados. Conforme esperado, a amplitude do impulso é menor para o circuito CA, quando comparado com BA, comprovando uma maior atenuação.

3.7 Modelagem por Circuitos Série Ressonantes no Canal PLC Não Controlado

A extração dos parâmetros do canal não controlado é muito dispendioso. Portanto, foi utilizada a abordagem *Top-Down* com a aplicação da modelagem por circuitos série ressonantes. A metodologia foi a mesma utilizada na Seção 3.3. Nas Tabelas 3.7 e 3.8, são apresentados os parâmetros do modelo. A Figura

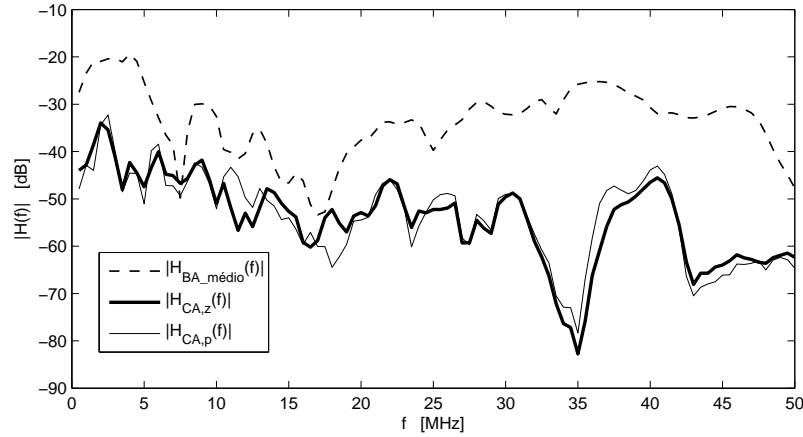


Figura 3.20 – Comparação entre a função de transferência de magnitude no percurso BA com as do percurso CA, passagem por zero e no pico de tensão.

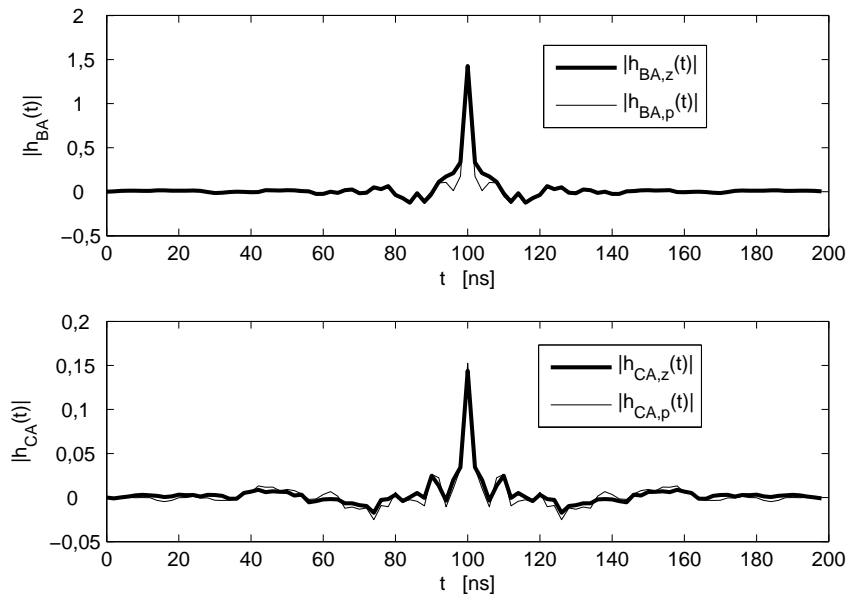


Figura 3.21 – Respostas impulsivas dos percursos BA e CA, considerando na passagem por zero e no pico de tensão.

3.22 exibe os resultados do modelo para a função de transferência em magnitude para o percurso BA, no cruzamento por zero e no pico da frequência fundamental da rede elétrica medidos na Seção anterior. Obteve-se correlações de $R_z = 0,95$ e $R_p = 0,92$. Também foram obtidos os parâmetros de $RMSE_z = 2,56 \text{ dB}$ e de $RMSE_p = 2,84 \text{ dB}$.

3.8 Principais Conclusões do Capítulo

Utilizando o gerador de pulso desenvolvido, a RDT propiciou de forma eficiente a determinação dos parâmetros dos dois canais controlados sem derivação:

Tabela 3.7 – Parâmetros do Modelo por BSR's para o percurso não controlado BA no cruzamento por zero da rede elétrica

N	$R [\Omega]$	$L [\mu H]$	$C [pF]$	$f_{res} [MHz]$	Q
1	17,27	0,098	19850	3,61	0,13
2	2	0,39	228,2	16,87	20,67
3	1,1	6,25	74,5	7,38	263,31
4	7	0,62	16,5	49,88	27,63
5	100	9,74	3,98	25,56	15,55
6	31	6,34	31	11,35	14,59
7	200	0,62	27	38,90	0,76

Tabela 3.8 – Parâmetros do Modelo por BSR's para o percurso não controlado BA no pico da rede elétrica

N	$R [\Omega]$	$L [\mu H]$	$C [pF]$	$f_{res} [MHz]$	Q
1	14,77	0,098	19850	3,609	0,15
2	2,9	0,39	228,2	16,90	14,23
3	5,1	4,46	104,3	7,38	40,57
4	7	0,62	16,5	4,99	27,63
5	100,6	20,58	1,99	2,49	31,97
6	91	32,7	6,2	11,18	25,24
7	200,3	0,62	27	38,90	0,76

impedância característica Z_L , atraso no percurso τ_i , velocidade de propagação v_p , e constante dielétrica relativa ϵ_r do meio isolante. Alguns deles por medição direta e outras por intermédio de equações discutidas na Seção 2.1. Estes parâmetros são muito importantes na aplicação do Modelo por Eco e na determinação dos parâmetros RLCG para o Modelo por Matriz de Transmissão. A maior velocidade de propagação v_p do canal com condutores individuais em relação ao canal com cabo de dupla isolamento se deve ao fato do primeiro ter mais espaços com ar. Isto resulta em uma menor constante dielétrica relativa ϵ_r do meio, e conseqüentemente, em uma menor capacitância por unidade de comprimento dos cabos.

Também foi verificado por RDT que o canal com condutores individuais apresenta reflexões antes mesmo do sinal ter chegado na terminação, demonstrando descasamento de impedâncias no percurso, que são atribuídos à heterogeneidade das distâncias e das disposições entre os três condutores ao longo do eletroduto.

As medições da resposta em magnitude do canal foram realizadas pela captura dos pontos no tempo por meio do DSO, aplicando o janelamento *Flat Top* e depois algoritmo FFT. Foi aplicado este tipo de janelamento, porque foi verificado que o janelamento retangular gera distorções maiores na amplitude espectral conforme resultados de simulações presentes no Apêndice B. Com a inserção da

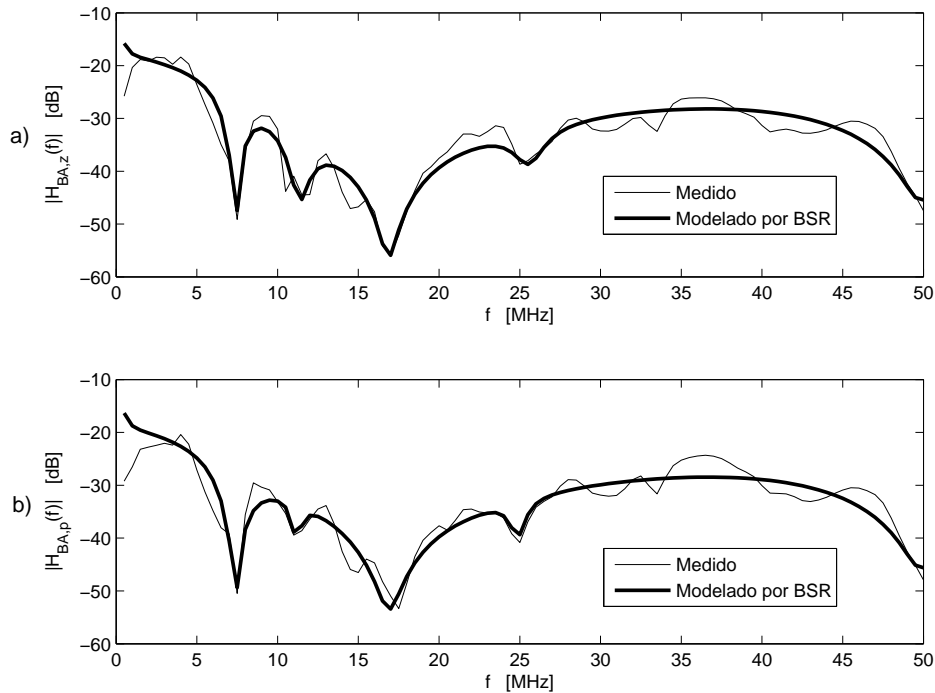


Figura 3.22 – Resultado do modelo por BSR's para o percurso BA. No cruzamento por zero em a), e no pico em b) da fundamental da rede elétrica.

derivação sem terminação no canal, a determinação dos demais parâmetros do modelo por Eco e do modelo por circuito RLC são obtidos pelo método de aproximação sucessiva com o resultado da resposta em magnitude espectral medida. No parâmetro de resistência por unidade de comprimento do modelo por Matriz de Transmissão, é sugerido e aplicado uma alteração na determinação do fator de correção proposto por Dickinson e Nicholson (1997), considerando o efeito *skin* em um condutor flexível com última camada de encordoamento com distribuição não homogênea. Verifica-se, nas simulações, que para um canal ainda sem derivação, o maior aumento da atenuação em função da frequência é atribuído ao efeito *skin*. Os outros parâmetros do Modelo de Matriz de transmissão são obtidos indiretamente por meio de relações abordadas na Seção 3.

Ainda para os canais controlados, os resultados para a magnitude espectral do modelo por BSR's foi o que apresentou maior precisão, embora os demais modelos tenham melhor fundamentação teórica por linhas de transmissão. Por fim, o resultado da expressão deduzida para a resposta em fase para o modelo do Circuito RLC, Equação (3.9), se mostrou coerente com os resultados dos demais modelos.

Para a medição da resposta em magnitude espectral do canal não controlado, o arranjo experimental utilizando o CI DDS apresentou-se prático e eficiente.

Possibilitou analisar as diferenças da resposta no cruzamento por zero e no pico da fundamental da rede elétrica, para a posterior modelagem *top-down* por BSR's.

4 Medição e Modelagem do Ruído do Canal PLC

Um ponto crucial na medição para a modelagem do ruído de canal é conseguir discriminar e isolar o tipo de ruído a ser medido do amálgama de ruído. Um outro fator dificultador é a perigosa tensão da rede elétrica. Vale alertar que qualquer descuido pode provocar danos irreparáveis aos instrumentos e também à integridade física do experimentador. Mesmo diante destes impecilhos, neste Capítulo são apresentados e discutidos os resultados destas medições a fim de caracterizar e modelar os principais tipos de ruídos já discutidos na revisão de literatura da Seção 2.2. Estas medições possuem o objetivo de complementar o trabalho de Open PLC European Research Alliance (2005), que postula modelos de ruído.

Um modelo de ruído impulsivo não periódico e em rajada do canal PLC bastante realista é simulado nas Seções 4.7 e 4.6 a partir da aplicação de cadeias de Markov. Nas análises espectrais do ruído, apresentadas neste Capítulo, é utilizado o janelamento retangular dos pontos, ainda no domínio do tempo.

4.1 Ruído Colorido de Fundo e o Ruído de Banda Estreita

A Figura 4.1a exibe a magnitude espectral do ruído ao longo do tempo obtido de forma *off-line*. Ou seja, por meio da FFT dos pontos experimentais de amplitude capturados no tempo pelo osciloscópio de marca Rigol DS1102E que foi acoplado à uma TUG de uma residência. Observa-se que o comportamento espectral do ruído não sofreu grandes variações neste intervalo de tempo. Deste modo, foi extraída a média espectral para a construção do gráfico da Figura 4.1b.

Conforme a Figura 4.1b, a média espectral da magnitude de ruído demonstra um comportamento de decaimento exponencial corroborando com o modelo de Ruído de Fundo sugerido pelo projeto Open PLC European Research Alliance

(2005). Desta forma, foi traçada uma curva de modelagem do ruído de fundo utilizando a Equação (2.42) com os seguintes valores dos parâmetros: $A_\infty = -104 \text{ dBV}$, $A_0 = 60 \text{ dBV}$ e $f_0 = 2,6 \text{ MHz}$.

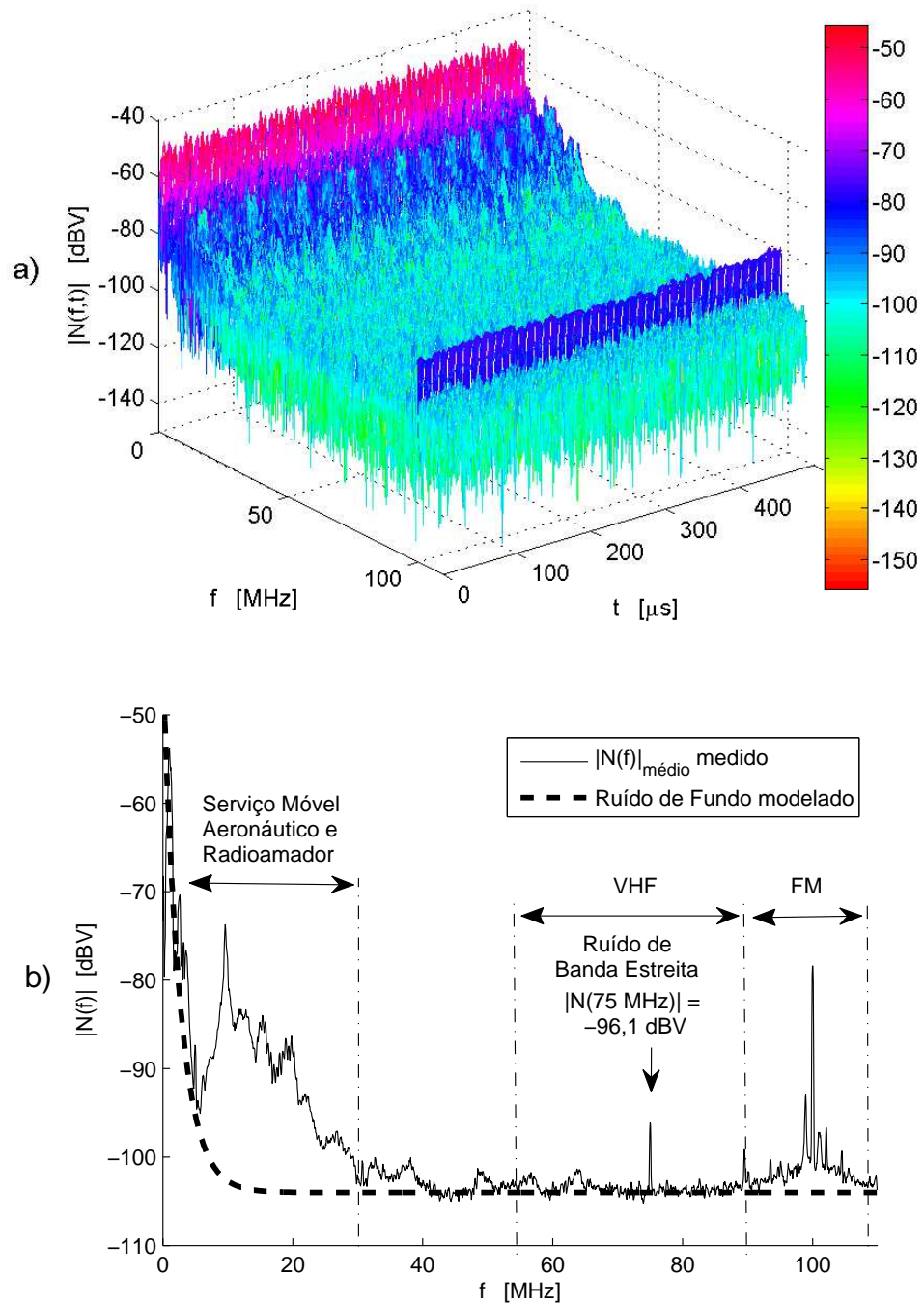


Figura 4.1 – Magnitude espectral do ruído capturado em uma TUG numa residência. Ao longo do tempo em a), médio e ruído de fundo modelado em b).

Foram analisados os ruídos de banda estreita também presentes na Figura 4.1b. Dentro dos limites de banda de frequência regulamentado para a exploração do PLC no Brasil (1,705 MHz à 50 MHz), é observado uma faixa de maior ruído que se estende de 2,5 à 30 MHz. Esta faixa também pertence ao intervalo reservado para o Serviço Móvel Aeronáutico e Radioamador (AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES, 2009). Fora da faixa regulamentada para PLC, foi possível discriminar picos de magnitude espectral de ruído na faixa de frequência modulada (FM) comercial, e um pico discreto na frequência de 75 MHz dentro da faixa reservada para os canais de VHF (*Very High Frequency*) para televisão.

4.2 Medição do Ruído Impulsivo Periódico Síncrono (RIPS).

O ruído impulsivo periódico síncrono (RIPS) gerado por um acionador do tipo *dimmer*, para uma carga resistiva (lâmpada incandescente de 127 V, 100 W) e uma indutiva (ventilador de mesa 127 V, 60 W), é exibido na Figura 4.2. Verifica-se que as amplitudes variam conforme o ângulo de disparo podendo atingir algumas unidades de *Volts*.

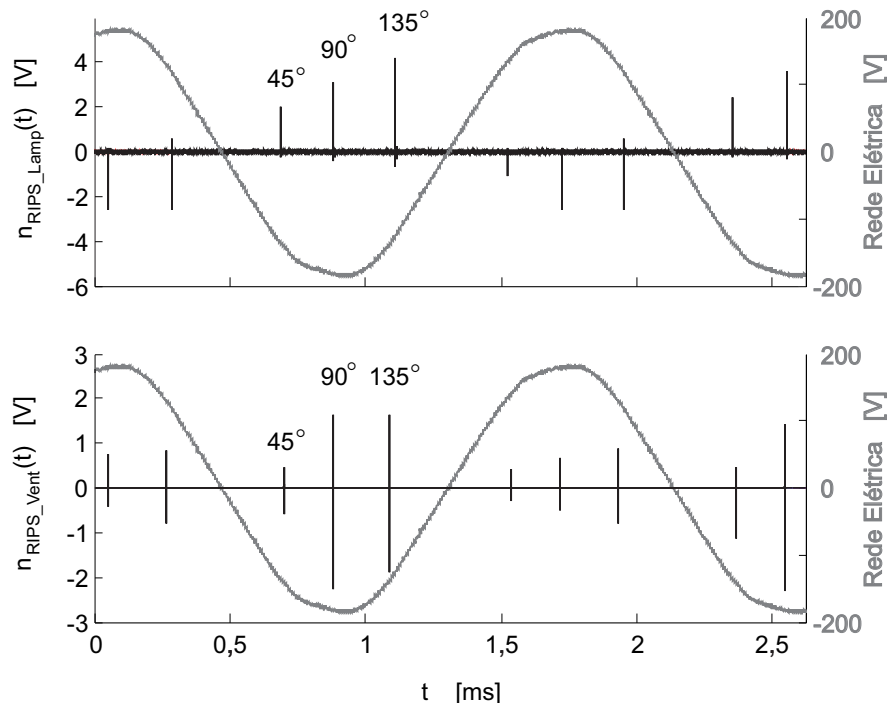


Figura 4.2 – RIPS gerado por um *dimmer* para ângulos de disparo próximos à 45°, 90° e 135°, para uma lâmpada incandescente e para um ventilador de mesa.

Na Figura 4.3 são exibidos o comportamento da magnitude espectral de dois dos pulsos de ruído da Figura 4.2. Um gerado pela lâmpada e outro pelo ventilador respectivamente.

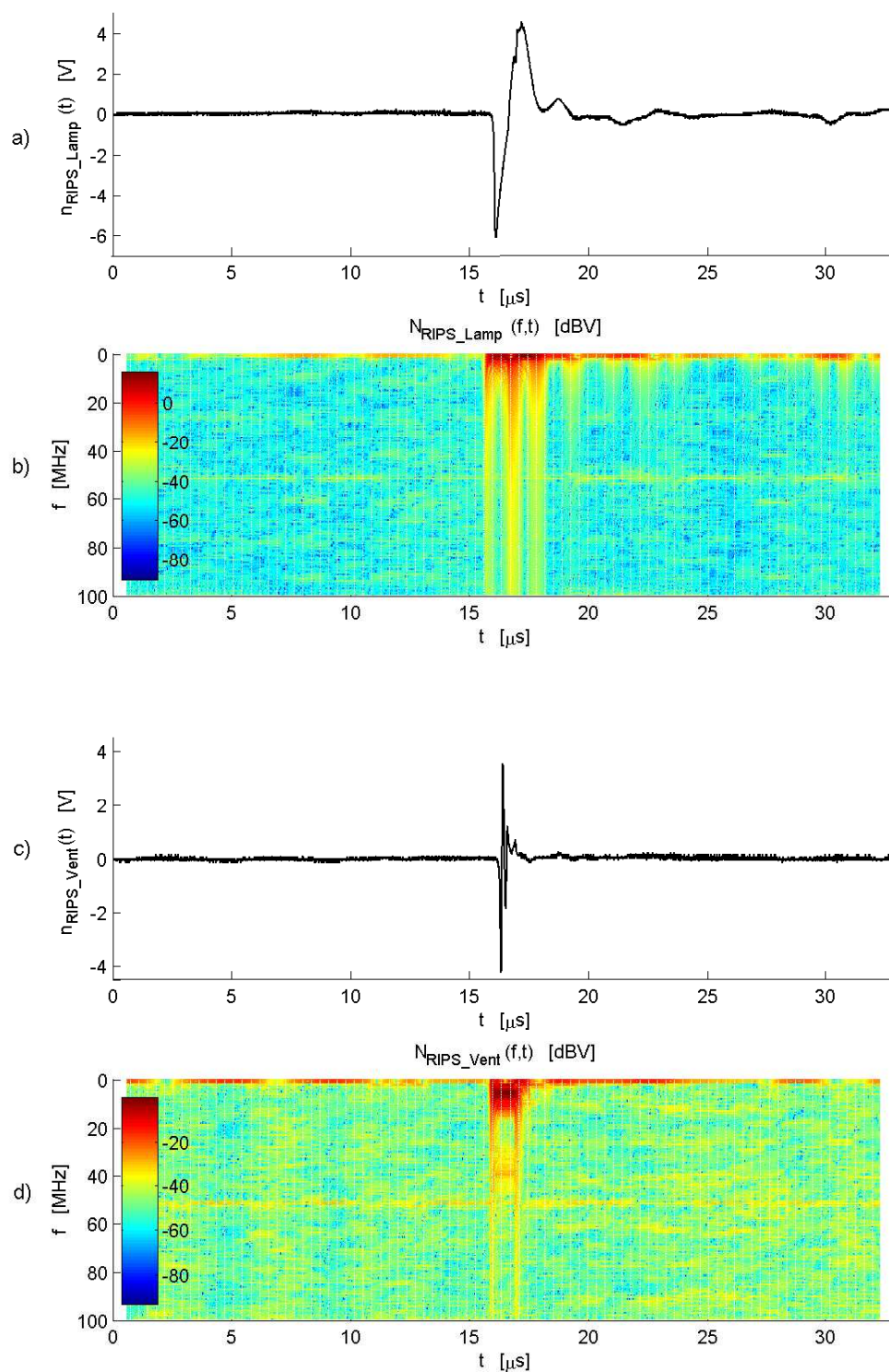


Figura 4.3 – Ruído no tempo e sua magnitude espectral ao longo do tempo de um pulso de ruído RIPS gerado por um *dimmer* acionando uma lâmpada em a) e b), e um ventilador em c) e d).

É observado na Figura 4.3, que a magnitude espectral do ruído dos dois exemplos é aumentada em comparação ao ruído de fundo aproximadamente sob a forma de um pulso retangular. Isto corrobora para o modelo do simulador de ruído discutido na Seção 2.2.4.

4.3 Medição do Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono (RIPA)

Embora existam dificuldades de captura do RIPA conforme discutidos na Seção 2.2.4. A Figura 4.4 exibe o RIPA gerado por uma fonte chaveada de um computador de mesa no domínio do tempo e sua magnitude espectral ao longo do tempo medido em uma residência brasileira.

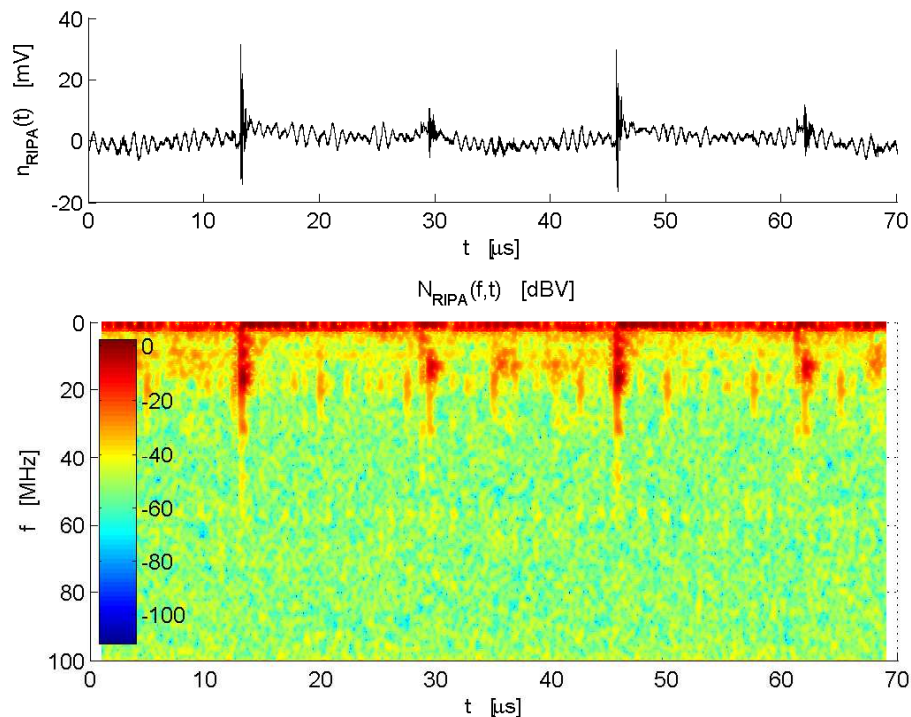


Figura 4.4 – Amplitude em mV e magnitude espectral em dBV do RIPA gerado por uma fonte chaveada.

Além da amplitude de ruído ser pequena quando comparado com o RIPS, observa-se neste caso que o nível de amplitude do ruído alterna entre um pulso e outro. Uma justificativa a este tipo de comportamento pode ser atribuída às diferenças entre circuitos de chaveamento e supressores de transientes (*snubbers*) utilizados em função da topologia de conversão da fonte empregada. Também por análise gráfica, é possível estimar a frequência de chaveamento da fonte, sendo da ordem de 70 kHz .

4.4 Medições do Ruído Impulsivo Não Periódico (RINP)

Dois resultados de medições são exibidos nas Figuras 4.5 e 4.6. Como é possível verificar nestas capturas, este ruído apresenta um certo padrão de comportamento com relação às magnitudes espectrais ao longo do período de ocorrência.

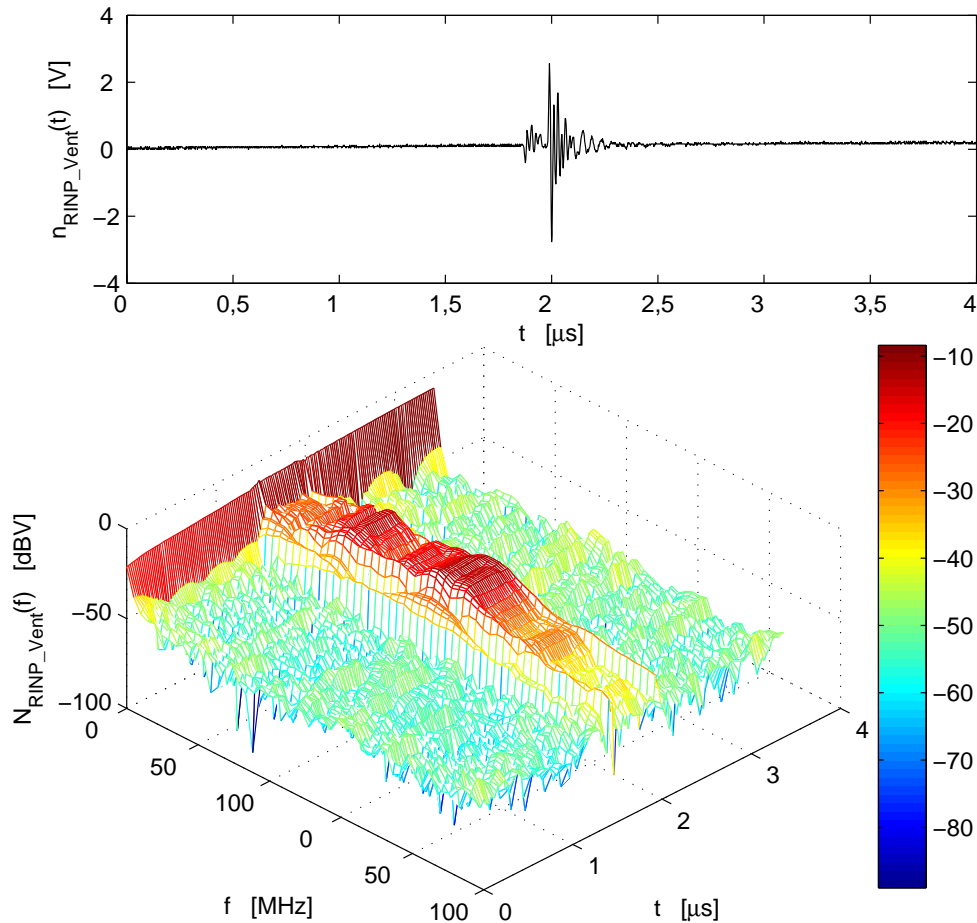


Figura 4.5 – Comportamento impulsivo e espectral do RINP gerado pelo desligamento de um ventilador de mesa de 60 W.

Deste modo, assim como na análise da medição do RIPS na Seção 4.2, a modelagem pode ser simplificada admitindo um aumento da magnitude espectral em comparação ao ruído de fundo durante a ocorrência. Com uma frequência de amostragem $f_a = 87,38 \text{ kHz}$, foi realizada uma análise estatística da captura de ruído de uma TUG em um canal residencial brasileiro quanto às características de ocorrência. Deste modo obteve-se o seguinte vetor estacionário de probabilidades:

$$\mathbf{\Pi}_{\text{estat}} = \left[0,8006 \quad 0,0954 \quad 0,0421 \quad 0,0610 \quad 0,0009 \right] \quad (4.1)$$

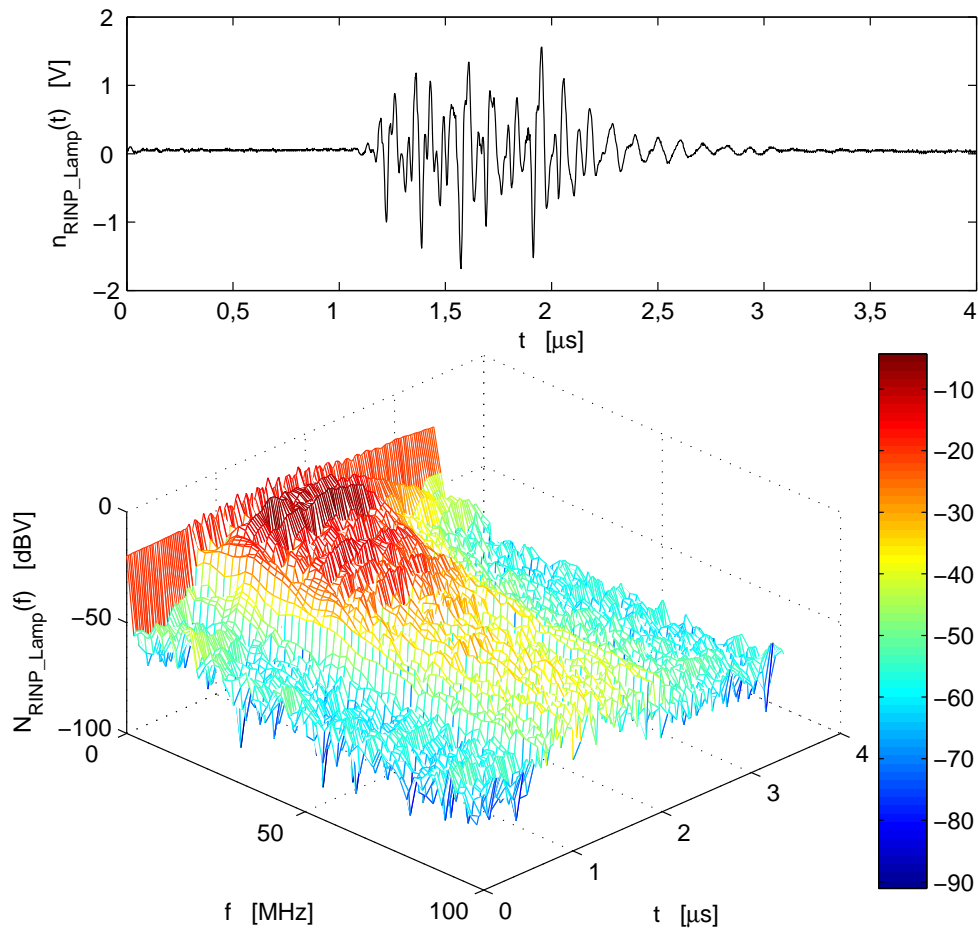


Figura 4.6 – Comportamento impulsivo e espectral do RINP gerado pelo desligamento de um reator de lâmpada fluorescente de 40 W.

e as seguintes probabilidades de permanência no estado:

$$\begin{aligned} u_{1,1_estat} &= 0,9965; & u_{2,2_estat} &= 0,9263; & u_{3,3_estat} &= 0,4387; \\ g_{1,1_estat} &= 0,4846; & g_{2,2_estat} &= 0,1605 \end{aligned} \quad (4.2)$$

considerando os níveis de detecção de 0; 0,007; 0,011; 0,015; e 0,04 V.

Utilizando a mesma metodologia descrita na Subseção 2.2.9, foi desenvolvido o *script* MATLAB[®] que é apresentado no Apêndice C.1. Deste modo, os parâmetros estatísticos inseridos no algoritmo possibilitaram a determinação dos valores de cada elemento da matriz. Assim, finalmente foram obtidos o vetor Π :

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} 0,8 & 0,0984 & 0,0396 & 0,0610 & 0,001 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

e a matriz markoviana \mathbf{P} relativos ao canal *indoor* brasileiro:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,9965 & 0 & 0 & 0,0034 & 0,0001 \\ 0 & 0,9263 & 0 & 0,0718 & 0,0019 \\ 0 & 0 & 0,4387 & 0,5467 & 0,0146 \\ 0,0447 & 0,1158 & 0,3549 & 0,4846 & 0 \\ 0,0728 & 0,1886 & 0,5781 & 0 & 0,1605 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.5 Medição do Ruído em Rajada (RR)

A Figura 4.7 exibe o comportamento de amplitude impulsiva e espectral ao longo do tempo do RR gerado pelo acionamento de um ventilador.

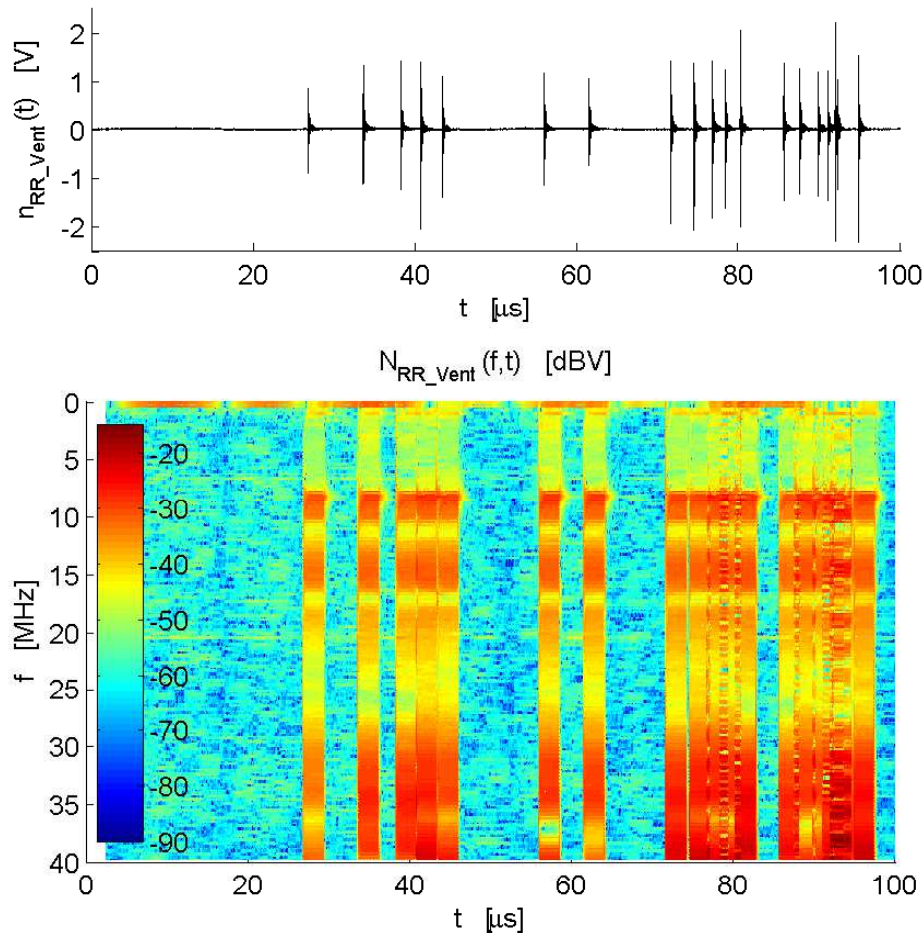


Figura 4.7 – RR gerado pelo acionamento de um ventilador.

É possível observar certa regularidade na amplitude das faixas espectrais quando há a ocorrência do pulso de ruído. Este fato, corrobora de forma mais simples que para o RINP, que o RR possa ser adequadamente modelado admitindo-se uma faixa de amplitudes espectrais do ruído em conjunto com um mecanismo

que controle sua ocorrência de forma estocástica, conforme discutido na Subseção 2.2.10.

Adicionalmente, foi percebido, ao longo das medições do RINP e RR, que determinadas chaves comutadoras geram mais ruído do que outras para uma mesma carga. Isto pode ser atribuído ao sistema eletro-mecânico composto pelo sistema contato elétrico, mola e tecla ou alavanca. Os diferentes tipos de materiais do contato elétrico, somados ao ângulo aleatório da fase da rede no momento do acionamento e ao comportamento caótico da centelha podem gerar diferentes comportamentos de ruído. Segue como sugestão de trabalho futuro o desenvolvimento de circuitos de supressão destes transientes ainda próximos à chave comutadora.

De forma semelhante ao descrito na Seção 4.4, foi realizada a captura e o tratamento estatístico do ruído em rajada de uma TUG em um típico canal PLC brasileiro. Os valores dos parâmetros estatísticos obtidos são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Estatísticas de ocorrência do RR

Parâmetros de desenvolvimento da matriz	Intervalo médio entre ocorrências [s]	Duração média dos pulsos [μs]
Π_I – (Rajada)	1,7	65
Π_{II} – (Ruído)	$4 \cdot 10^{-6}$	2

Assim, foi desenvolvido o *script* MATLAB[®] apresentado no Apêndice C.2 que a partir dos parâmetros da Tabela 4.1 e das Equações 2.52 e 2.65, permitiu a obtenção dos valores para as matrizes \mathbf{P}_I e \mathbf{P}_{II} , bem como os valores para os vetores Π_I e Π_{II} :

$$\mathbf{P}_I = \begin{bmatrix} 0,999994118 & 0,000005882 \\ 0,1538 & 0,8462 \end{bmatrix}; \quad \Pi_I = \begin{bmatrix} 0,9999618 & 0,0000282 \end{bmatrix}; \quad (4.5)$$

$$\mathbf{P}_{II} = \begin{bmatrix} 0,75 & 0,25 \\ 0,5 & 0,5 \end{bmatrix}; \quad \Pi_{II} = \begin{bmatrix} 0,6667 & 0,3333 \end{bmatrix}; \quad (4.6)$$

com resoluções de passo temporais de $t_{a,I} = 10 \mu s$ e $t_{a,II} = 1 \mu s$ das matrizes \mathbf{P}_I e \mathbf{P}_{II} respectivamente.

4.6 Simulação da Envoltória do RIPA

A partir do vetor de estados estacionários Π e da matriz de transição P desenvolvida na Subseção 2.2.9, foi gerado o vetor de estados da cadeia ao longo de 1 milhão de passos. Em seguida foi plotado esse vetor para a visualização da modelagem dos níveis de ruído na Figura 4.8a. Os estados com distúrbio são o 4 e o 5. Já os estados sem distúrbio são o 1, o 2 e o 3. O primeiro grupo de picos de transições sinalizado é exibido em detalhes Figura 4.8b.

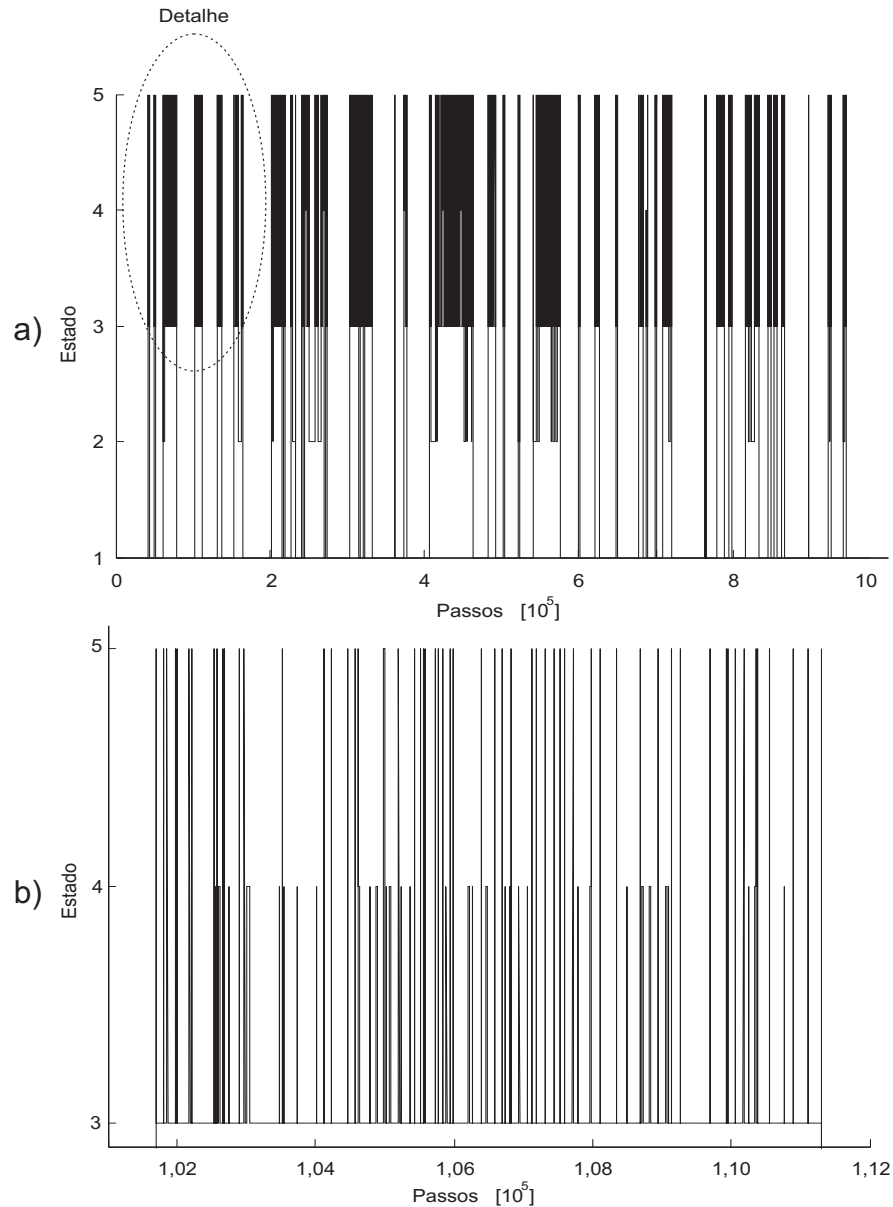


Figura 4.8 – Estados da cadeia ao longo de 1 milhão de passos em a) e detalhe de um grupo de picos da cadeia em b).

Como instrumento de validação da simulação, o histograma normalizado da Figura 4.9 foi gerado a partir do vetor de estados da cadeia e se mostrou como um resultado coerente após comparação com o vetor de estados estacionários Π da Equação (2.75) com $m = 0,2547$:

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} 0,7 & 0,0353 & 0,2547 & 0,008 & 0,002 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

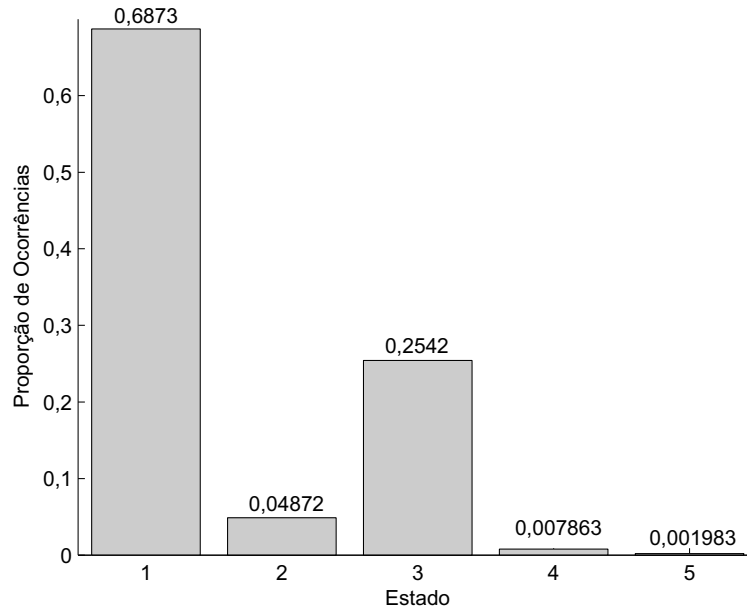


Figura 4.9 – Histograma normalizado de ocorrência dos estados para 1 milhão de passos.

4.7 Simulação da Envoltória do RR

A simulação consistiu em gerar as cadeias das matrizes $\mathbf{\Pi}_I$ e $\mathbf{\Pi}_{II}$ e depois obter o modelo do RR pela operação AND com a ocorrência do segundo estado de cada passo. Para facilitar a visualização do processo, foram geradas as cadeias a partir das matrizes e vetores hipotéticos com probabilidades aumentadas de ocorrências de rajadas e ruídos:

$$\mathbf{P}_I = \begin{bmatrix} 0,75 & 0,25 \\ 0,25 & 0,75 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{\Pi}_I = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\mathbf{P}_{II} = \begin{bmatrix} 0,25 & 0,75 \\ 0,75 & 0,25 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{\Pi}_{II} = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Além das cadeias geradas, a Figura 4.10 exibe um exemplo de espectro modelado ao longo dos passos considerando as faixas espectrais médias de ruído de fundo e de rajada da medição da Figura 4.7. A faixa espectral de ruído de fundo foi modelada pela Equação (2.42). Desta forma, comparando os resultados da medição da Figura 4.7 com os modelados na Figura 4.10, é possível validar a aproximação.

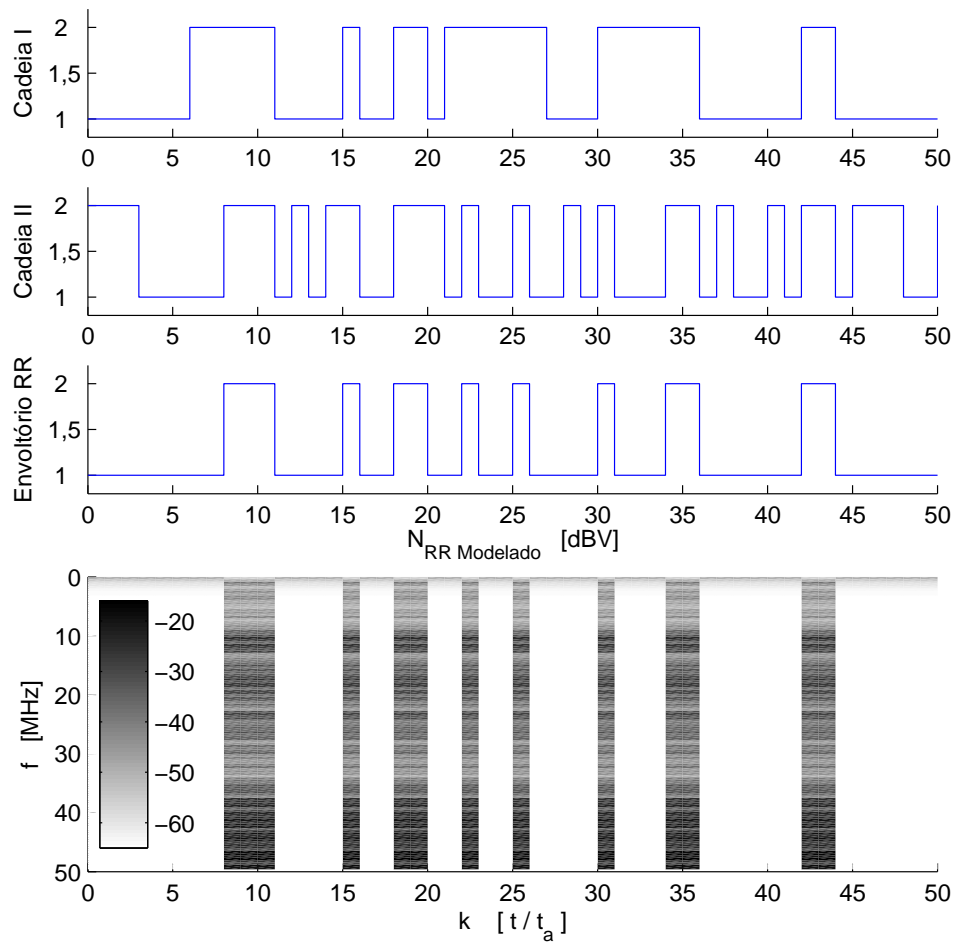


Figura 4.10 – Cadeias hipotéticas I, II, envoltório e espectro do RR modelado.

Também foi realizado a simulação para um milhão de passos, a partir dos vetores de estados estacionários das Equações 2.86 e 2.87 e das matrizes de probabilidades das equações 2.84 e 2.85. Conforme esperado, as probabilidades de ocorrências para cada estado de ocorrência $\pi_{I,2} = 10,12 \cdot 10^{-3}$ e $\pi_{II,2} = 0,3029$ convergiram para os respectivos valores destes elementos nos vetores estacionários relativos às Equações 2.86 e 2.87. Conseqüentemente, resultou numa probabilidade total de $\pi_G = 3,07 \cdot 10^{-3}$.

4.8 Proposta de um Emulador de Ruído

A partir dos resultados das seções anteriores, foi construído o gráfico da Figura 4.11 com as faixas de magnitudes espectrais médias de cada ruído medido. Para o levantamento da média, foram somente consideradas as faixas espectrais durante sua ocorrência.

Assim, um emulador simplificado de ruído pôde ser proposto. Mantendo-se

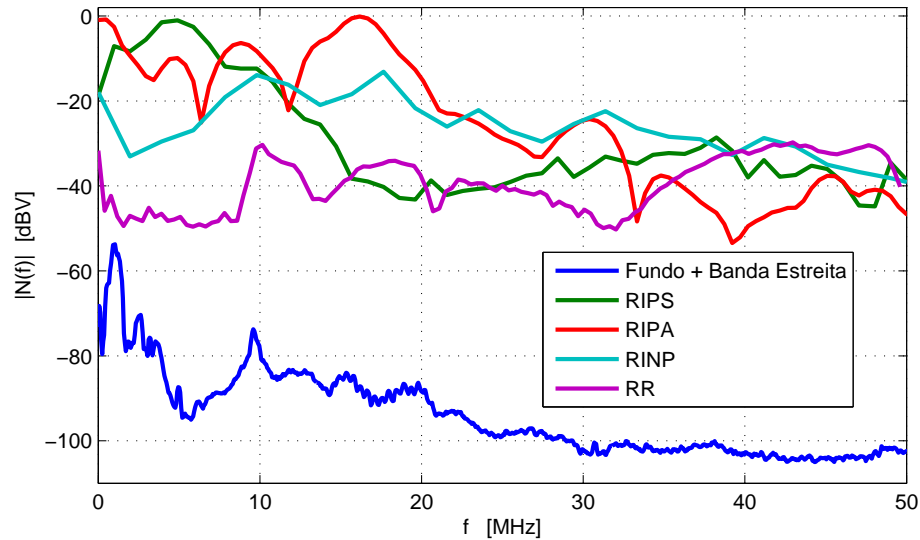


Figura 4.11 – Faixas de magnitudes espectrais médias relativas às ocorrências de cada ruído analisado.

fixa a faixa de Ruído de Fundo e de Banda Estreita na ausência de um pulso de ruído. As diferenças de contribuições dos demais tipos de ruído podem ser emuladas por meio de adições de faixas de magnitudes espectrais durante sua ocorrência. Ou seja, na ocorrência de um ruído impulsivo, o algoritmo deve adicionar a diferença entre as magnitudes espectrais do ruído médio respectivo e do ruído de fundo.

Especificamente para o RINP, as faixas espectrais de amplitudes de cada estado podem ser geradas a partir de níveis discretos de elevação. Assim, de posse dos elementos estatísticos da matriz markoviana \mathbf{P} da Equação 4.4, observando que estes parâmetros foram obtidos para os intervalos de níveis de detecção de 0, 0,007, 0,011, 0,015, e 0,04 V, a regra do modelo pode então ser definida à partir das seguintes considerações aplicáveis às curvas da Figura 4.11:

- Estado sem ruído 1 - magnitudes espectrais de ruído de fundo mais banda estreita;
- Estado sem ruído 2 e 3 - magnitudes espectrais do estado sem ruído 1 elevado em 6 e 10 dB;
- Estado com ruído 5 - magnitudes espectrais do RINP;
- Estado com ruído 4 - magnitudes espectrais do Estado sem ruído 5 rebaixado em 8,5 dB.

Observe-se que não é nula a probabilidade de ocorrência simultânea de dois ou mais tipos de ruído, pois conforme discutido, as fontes de cada ruído são geral-

mente diferentes e independentes. Deste modo, um resumo sobre as estatísticas de medições de ocorrência do RIPS e do RIPA é exibido na Tabela 4.2. Note-se que, a magnitude espectral de ruído do RIPS deve ser adicionado com uma repetição sincronizada com a fundamental da rede elétrica. Já para o RIPA, as taxas de repetições devem ser fixas e dessincronizadas com a frequência fundamental da rede elétrica.

Tabela 4.2 – Estatísticas de ocorrência do RIPS e do RIPA

Tipo	Duração média [μs]	Intervalo médio entre ocorrências [μs]	Duração relativa média	Nível de detecção [mV]
RIPS	2,9	8333	$3,5 \cdot 10^{-4}$	500
RIPA	2,1	14,3	0,15	8

Finalmente para o RR, deve ser adicionada a faixa de magnitudes espectrais da Figura 4.11 com ocorrências governadas pelas matrizes markovianas de primeira ordem $\mathbf{\Pi}_I$ e $\mathbf{\Pi}_{II}$ das Equações 4.5 e 4.6.

4.9 Principais Conclusões do Capítulo

As medições de cada tipo de ruído apresentaram resultados numéricos consistentes aos modelos abordados na Seção 2.2. Na modelagem do Ruído de Fundo, embora tenha sido ajustado pela Equação (2.42), foi considerado uma média das faixas de magnitudes espectrais por incorporar os ruídos de banda estreita. As medições comprovaram que o RIPS, RINPA e RR são os que atingem maior nível de potência de ruído. O RIPS e o RINPA por apresentarem curta duração, podem ser mitigados pelo uso de diversidade temporal, de codificação com entrelaçamento dos dados, dentre outras técnicas, sem necessariamente elevar a potência do sinal transmitido. Já para o RR, esta tarefa é mais difícil devido a maior duração. Uma outra solução pode vir de outra linha de pesquisa, a minimização da geração ou transmissão destes ruídos com o uso de projeto de filtros no acoplamento dos dispositivos com a rede.

Pelas medições e considerando janelamento retangular dos pontos, a ocorrência do ruído RIPS, RIPA, RINP e RR, no comportamento espectral de ruído ao longo do tempo, aparentemente, demonstram um aumento na magnitude espectral sob um envoltório de pulso retangular. Portanto um modelo simplificado é elaborado considerando faixas espectrais de cada ruído em sobreposição ao ruído de fundo no período de ocorrência. O mecanismo de ocorrência pode ser deter-

minístico para o RIPS e o RIPA, por serem periódicos. Já por serem aleatórios o RINP e o RR, o mecanismo de ocorrência deve ser governado de forma estocástica.

Também foram realizadas simulações de um mecanismo de ocorrência estocástica embasado nas matrizes Markovianas em Tempo Discreto. As mesmas discutidas e desenvolvidas na Seção 2.2. Nestas simulações, as probabilidades de cada estado nas simulações convergiram para os valores dos elementos dos vetores de probabilidades estacionárias relativas às matrizes \mathbf{P} , $\mathbf{\Pi}_I$ e $\mathbf{\Pi}_{II}$. Consequentemente, os resultados da magnitude espectral ao longo do tempo dos exemplos se mostraram realistas quando comparado às medições. Deste modo, um emulador de ruído pôde ser implementado.

5 Proposta de Subsistema de Comunicação de Banda Estreita Integrado em um Único Chip

5.1 Introdução

O presente Capítulo discute a metodologia de integração em um único chip microcontrolador (uC) e demais componentes discretos das funções de modulação e demodulação BFSK de um sistema de comunicação PLC banda estreita de baixo custo. Neste projeto, também foi preocupado em disponibilizar recursos de processamento do microcontrolador para uma posterior aplicação no gerenciamento de um dispositivo discreto de automação residencial.

5.2 Técnica de Modulação e de Demodulação Empregada

A forma de modulação empregada consiste na geração pelo microcontrolador de uma onda quadrada na frequência do símbolo a ser transmitido. Esta forma de modulação foi adaptada do trabalho de Burroughs (2010), com a diferença que a onda quadrada é filtrada de forma a atenuar as demais harmônicas e amplificada para depois ser acoplada à rede elétrica. O diagrama de blocos do transmissor é exibido na Figura 5.1 e maiores detalhes do circuito eletrônico do transmissor são descritos na Subseção 5.4. Com a intenção de manter a fase contínua na transição entre símbolos, a quantidade de ciclos que representa um bit foi aproximada para o valor de 55 *ciclos*. Este resultado representa a razão entre a frequência central da portadora $f_c = 132500 \text{ Hz}$ e a taxa de transmissão desejada de $R_b = 2400 \text{ bps}$.

Cypress (2011) apresenta uma solução de demodulação FSK utilizando um microcontrolador PSoC (Programamable System on Chip), mas para frequências

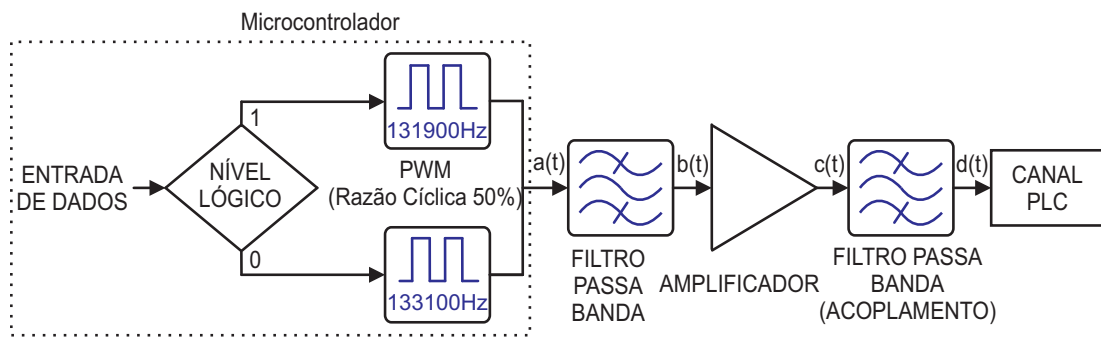


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do transmissor KNX proposto.

de símbolos bem inferiores do que os envolvidos nesta aplicação. A tecnologia PSoC tem como paradigma integrar em uma única pastilha de circuito, microcontroladores e diversos circuitos digitais e analógicos para a implementação de um sistema completo (JÚNIOR, 2005).

A Figura 5.2 exibe a estratégia de demodulação utilizando um uC comum com comparador analógico integrado. O processo de demodulação consiste em inicialmente selecionar e amplificar o sinal na banda de frequência de interesse. Maiores detalhes desta e das demais etapas do circuito eletrônico do receptor são descritos na Seção 5.5. Na sequência o sinal já é inserido no microcontrolador passando por um módulo comparador analógico interno configurado para uma referência de tensão também interna, cuja a saída está conectada a um módulo contador. Assim, o módulo contador captura o sinal em um período, entre as rampas de subida do sinal. Cada valor de captura da contagem é armazenado num buffer de memória de 8 bits, de tamanho 16 e do tipo Last Input First Output (LIFO). A cada nova captura, é realizado um somatório dos elementos deste buffer e comparado com um limiar de valor constante. O valor desta constante é o período de captura da frequência central de modulação multiplicado pelo tamanho do buffer. O sinal demodulado é o resultado booleano desta comparação.

Finalmente, a montagem dos bytes do datagrama pode ser implementada em software. No entanto, optou-se em converter o sinal demodulado no estado do pino de saída PTA3 do microcontrolador para ser conectado externamente ao pino de RX do módulo de comunicação serial do mesmo circuito integrado. Assim, este periférico realiza a decodificação do byte, gerando uma interrupção quando completo, sem onerar o processamento do microcontrolador em remontar bit-a-bit. Como desvantagem desta técnica, há o comprometimento de dois pinos de I/O (Entrada e Saída) do microcontrolador.

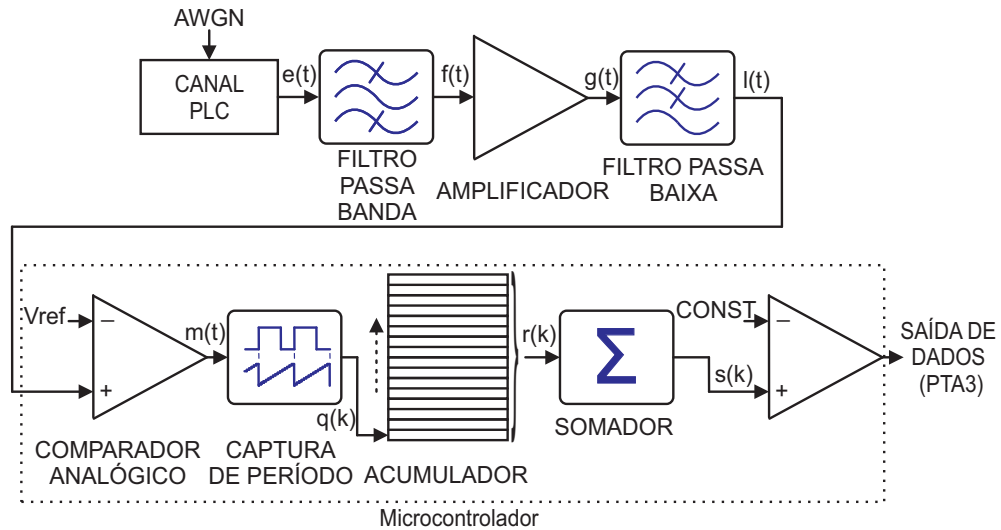


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do receptor KNX proposto.

5.3 Microcontrolador e Circuitos Auxiliares

O uC utilizado foi o MC9S08SH4CTJ de 8 bits com arquitetura Von Neuman, 4 kByte de memória flash, 256 Bytes de RAM, clock de barramento e de CPU máximos de 20 e 40 MHz respectivamente (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2012). Como periféricos internos do uC, nesta implementação foram utilizados um módulo comparador analógico (ACMP, na sigla inglesa), um módulo de interface de comunicação serial (SCI, na sigla inglesa) e um módulo temporizador tanto para a geração de sinal com modulação por largura de pulso (PWM, na sigla inglesa) com razão cíclica fixa de 50%, como para a captura do período do sinal. Na Figura 5.4 são exibidas as conexões com as pinagens do microcontrolador. A decisão de escolha desta família de microcontrolador, também se deve ao fato de ser compatível em software com o microcontrolador MC9S08PA8 em que é acrescentado o periférico de interface de sensores de toque (TSI, na sigla inglesa), possibilitando a implementação rápida de teclas de toque capacitivas.

A fonte empregada não possui isolamento da rede elétrica sendo do tipo capacitiva sem transformador (CONDIT, 2004). A reatância do capacitor C101 limita a corrente fornecida à fonte. Num semiciclo positivo ocorre a carga do capacitor C102 por meio do diodo D102. A tensão é limitada pelo diodo zener D101 que se encontra polarizado inversamente e gramepeia em sua tensão zener. No semiciclo negativo o diodo zener D101 gramepeia na tensão de barreira e o diodo D102 fica polarizado inversamente não descarregando o capacitor C102. O regulador de tensão U101 estabiliza a tensão entregue ao circuito. O fusível F1 tem a função de proteger contra sobrecorrente devido à uma eventual falha no circuito e em conjunto com o varistor RV101 provê proteção contra transientes da rede elétrica.

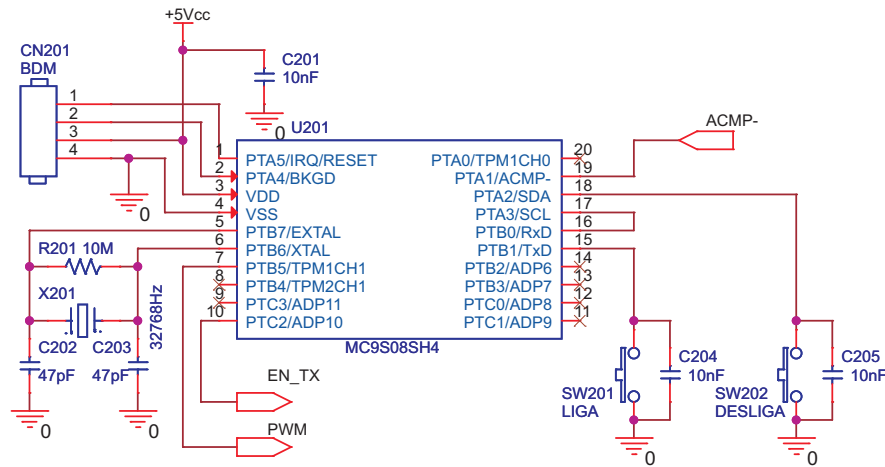


Figura 5.3 – Diagrama elétrico do circuito básico do microcontrolador.

O resistor R101 limita a corrente de *inrush* quando o dispositivo é conectado à rede. Conforme o trabalho (CONDIT, 2004), a corrente máxima $I_{OUT} = 29,7 \text{ mA}$ que pode ser fornecida pela fonte é obtida por:

$$I_{OUT} \leq I_{IN} = \frac{\sqrt{2V_{RMS}} - V_Z}{2(2\pi f C_{101} + R_{101})^{-1}} \quad (5.1)$$

onde: I_{IN} é a corrente de entrada, $V_Z = 10 \text{ V}$ a tensão zener do diodo D101, $f = 60 \text{ Hz}$ e $V_{RMS} = 127 \text{ V}$ a frequência e a tensão eficaz da rede elétrica brasileira respectivamente.

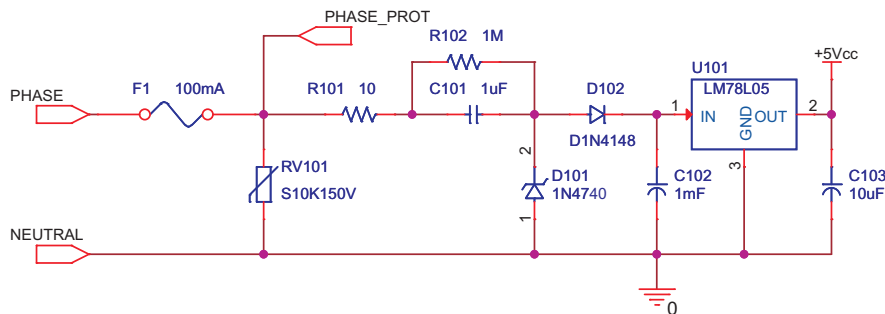


Figura 5.4 – Diagrama elétrico da fonte sem transformador.

5.4 Circuito Eletrônico do Transmissor

O sinal é gerado a partir da onda quadrada com mesma frequência do símbolo a ser transmitido. Ao passar pelo filtro-passa banda composto por L1, C1 e R1, as demais componentes harmônicas inteiras ímpares são atenuadas (ALEXANDER, 2003), resultando num sinal senoidal na frequência fundamental que é acoplado à etapa de amplificação por meio dos capacitores C2 e C3.

O amplificador de saída é do tipo classe AB com compensação da distorção de *crossover* por polarização dos transistores Q3 e Q4 com os diodos D1 e D2

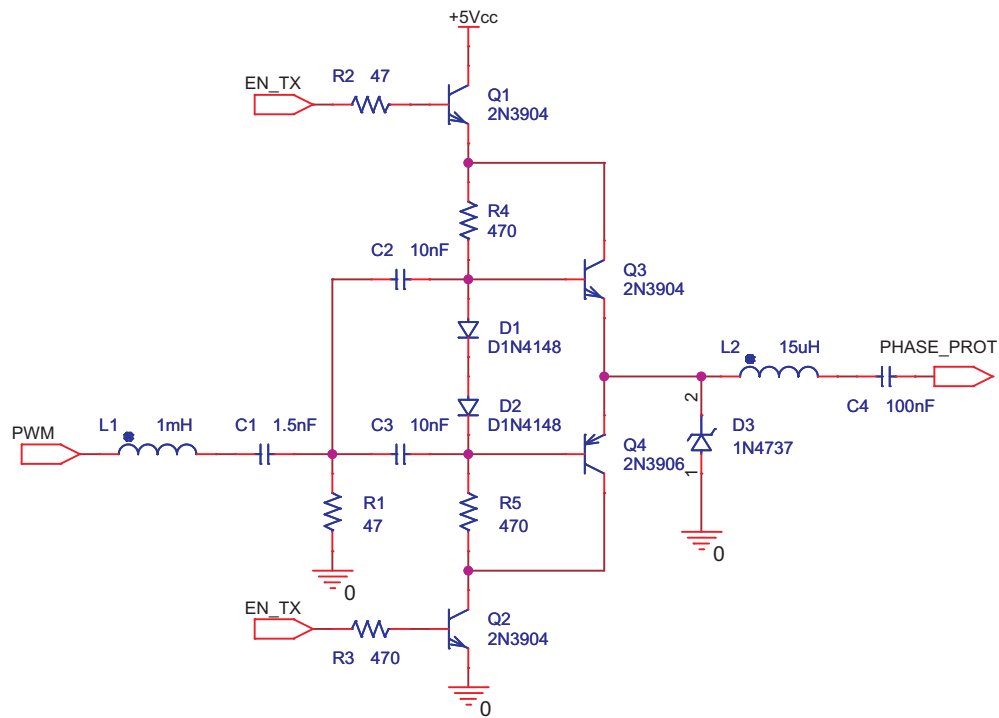


Figura 5.5 – Diagrama elétrico do circuito de transmissão.

(NASCIMENTO, 2000) (BOYLESTAD, 2004). Para fins de projeto, foi levado em consideração que apenas na transmissão do datagrama este circuito deve entrar em operação. Desta forma, o efeito do colapso térmico é mitigado, o que poderia destruir os transistores devido ao excesso de corrente de polarização gerado pela diferença de tensões de polarização entre base e emissor ocasionado pela diferença de aquecimento da junção dos transistores e dos diodos.

No momento da transmissão, o amplificador deve apresentar um sinal de baixa impedância à rede elétrica. Se enquanto o dispositivo não estiver transmitindo o amplificador continuar ativo, sua baixa impedância reduziria também a impedância da rede elétrica atenuando severamente um sinal proveniente de um transmissor remoto. Para resolver este problema um sinal binário EN_TX gerado pelo microcontrolador coloca o amplificador em alta impedância por meio do circuito composto pelos transistores Q1, Q2 e resistores R2, R3 enquanto não há transmissão.

Por fim, o sinal amplificado é acoplado à rede elétrica por outro filtro RLC composto pelo indutor L2, capacitor C4 e a impedância da rede elétrica. O diodo zener D3, protege o amplificador de surtos de tensão eventualmente gerados pela rede elétrica.

5.5 Circuito Eletrônico do Receptor

Conforme Figura 5.6, o circuito receptor é composto por três filtros passa banda em cascata acoplado por meio do capacitor C14 a um amplificador à transistor. Antes do sinal amplificado chegar ao pino do módulo comparador do microcontrolador este passa por um filtro passa-baixa de primeira ordem, composto pelo resistor R11 e o capacitor C15, com frequência de corte $f_{corte_RC} = 338,6 \text{ kHz}$.

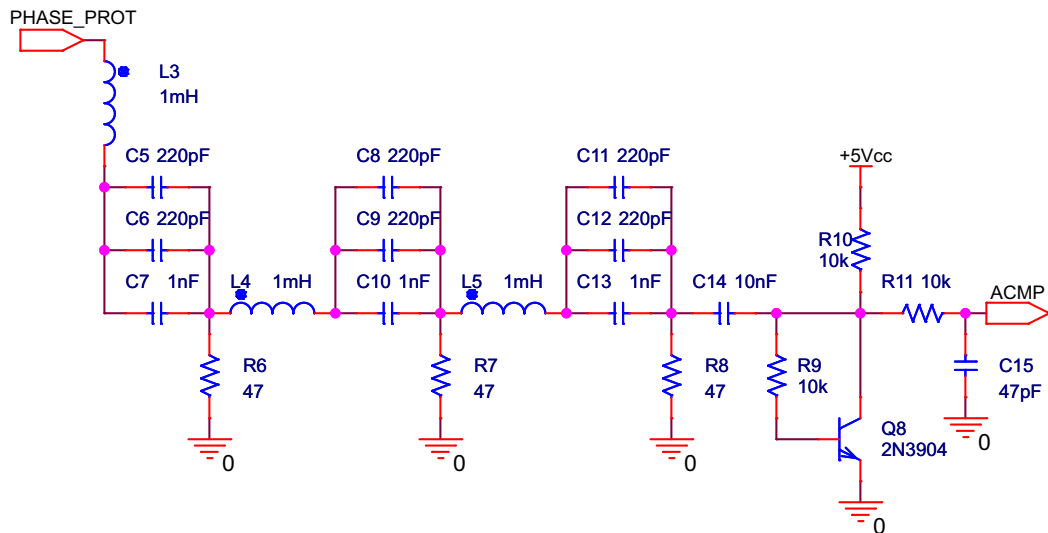


Figura 5.6 – Diagrama elétrico do circuito de recepção.

Os filtros RLC em cascata têm a função de atenuar as componentes espectrais dos demais sinais presentes na rede elétrica, inclusive a frequência de 60 Hz , selecionando a banda de interesse incluindo as duas frequências distintas que representam o símbolo 0 de $f_{simb0} = 133,1 \text{ kHz}$ e o símbolo 1 de $f_{simb1} = 131,9 \text{ kHz}$. O filtro foi dimensionado para uma frequência de ressonância de $f_0 = 132,6 \text{ kHz}$, obtida pela Equação (2.23), largura de banda de 3 dB igual a $\Delta f_{3dB} \approx 3,8 \text{ kHz}$ e atenuação para a frequência de 60 Hz de $|H(60 \text{ Hz})| = -275,6 \text{ dB}$. Foram utilizadas as equações de dimensionamento do livro de Alexander (2003). A Figura 5.7 exibe a resposta espectral de magnitude e de fase deste filtro.

O amplificador de entrada, é composto pelo transistor de junção NPN Q8, com polarização por realimentação negativa por meio do resistor R9 entre a base e o coletor. Este tipo de polarização garante maior estabilidade de ganho se comparado com a polarização por corrente de base constante (BOYLESTAD, 2004). Como o módulo ACMP do microcontrolador realiza a comparação com uma referência interna fixa de aproximadamente $V_{ref_int} \simeq 1,2 \text{ V}$, uma eventual saturação do sinal pelo amplificador não interfere na captura do sinal. Isto se deve ao fato da contagem do período entre as interrupções ser gerada pelas rampas de subida no sinal ao cruzar a tensão de referência do módulo ACMP. Elimina-se, desta

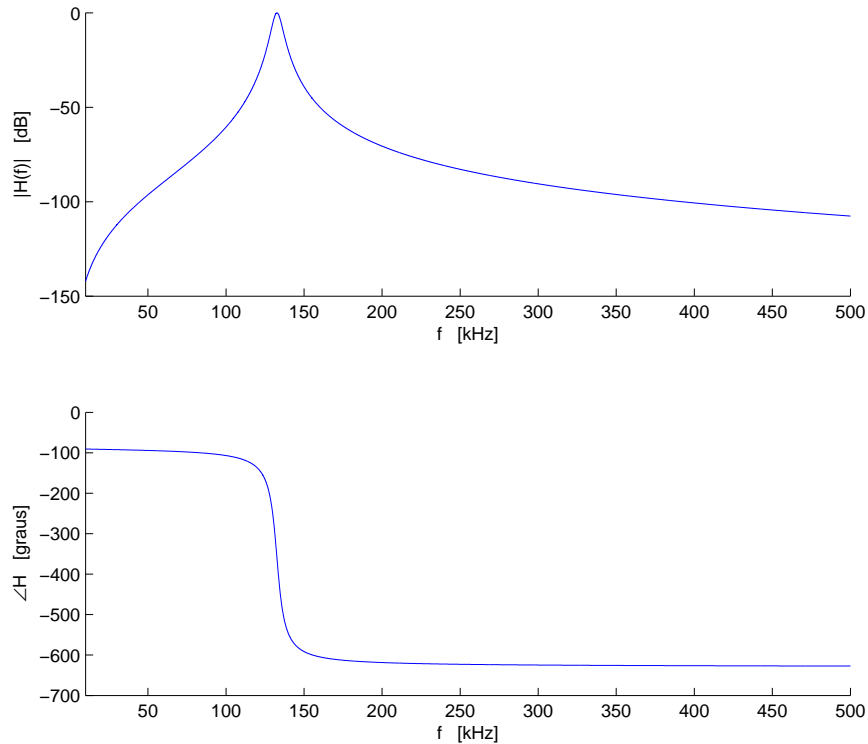


Figura 5.7 – Resposta em frequência do filtro RLC em cascata.

forma, a necessidade de um circuito mais complexo de controle automático de ganho (AGC). Portanto este arranjo é resistente ao efeito próximo-longe (do termo em inglês *near-far effect*), onde ao receber sinais de dispositivos mais próximos poderia levar à saturação do amplificador.

5.6 Simulação do Sistema Proposto

Simulações do sistema de comunicação foram realizadas por meio de *scripts* do software MATLAB[®], de acordo com os diagramas das Figura 5.1 e 5.2. É considerada a velocidade de barramento de $BUSCLK = 16,777\text{ MHz}$, que é a frequência real gerada pelo PLL gerador de *clock* do microcontrolador para o cristal utilizado de 32768 Hz (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2012). Como fonte de *clock* dos módulos periféricos do microcontrolador, são configurados com o sinal de $BUSCLK$. Os filtros são modelados primeiro em sua resposta em frequência, e depois obtida a resposta impulsiva por transformada inversa de Fourier (IFFT na sigla inglesa). Deste modo, o sinal $x_{filtro}(t)$ ao passar por um filtro, deve sofrer a convolução com a resposta impulsiva $h_{filtro}(t)$:

$$y_{filtro}(t) = h_{filtro}(t) * x_{filtro}(t) \quad (5.2)$$

A Figura 5.8 exibe os principais sinais do transmissor gerados a partir da simulação: onda quadrada $a(t)$, onda senoidal após o primeiro filtro $b(t)$ e o sinal injetado $d(t)$ sob a impedância da rede elétrica. Foram admitidas quanto ao modelo do canal, a impedância mínima da rede elétrica de aproximadamente $4,7\Omega$ medida de forma estatística no trabalho de Malack e Engstrom (1976) e a perda de percurso de -7 dB do canal de 110 m do trabalho de Tonello et al. (2012). Embora o valor da impedância mínima seja referente às instalações elétricas europeias e norte americanas (MALACK; ENGSTROM, 1976). Este valor é plausível quando considerado o pior caso, i.e., no acionamento de um chuveiro elétrico residencial de potência típica em torno de $P_{chuv} = 5000\text{ W}$.

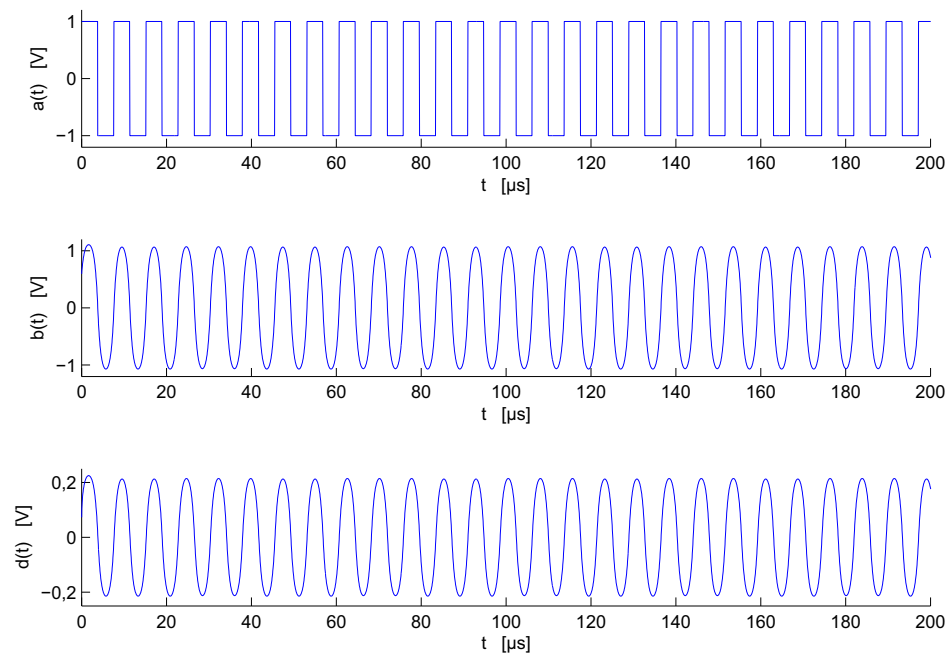


Figura 5.8 – Sinais gerados por simulação relativos à modulação de parte de um símbolo a ser transmitido.

Para a simulação do receptor foi inserido um ruído aditivo branco gaussiano (AWGN na sigla inglesa) no sinal recebido $e(t)$ com relação sinal/ruído $SNR = 10\text{ dB}$. Este valor foi arbitrado somente para permitir a visualização da emulação dos sinais. A utilização deste tipo de ruído é justificável, devido ao fato do sistema operar em banda estreita. Também foi arbitrado o vetor de dados binários [101]. Na Figura 5.9 alguns sinais gerados pela simulação: os primeiros 26 ciclos do sinal $e(t)$ recebido após adição de ruído AWGN com $SNR = 10\text{ dB}$ e do sinal $l(t)$ após filtro RLC e amplificação; todos os valores de captura $q(k)$ dos períodos de cada ciclo ao longo dos três bits, os valores $s(k)$ dos somatórios dos 16 elementos do acumulador de captura. Após observadas as transformações nos sinais da

simulação do receptor, torna-se evidente a possibilidade de demodulação quando comparado o sinal $r(k)$ com o valor:

$$\text{Const} = \frac{16 * \text{BUSCLK}}{f_c} = \frac{16 * 16,777\text{MHz}}{132,500\text{kHz}} \simeq 2026 \quad (5.3)$$

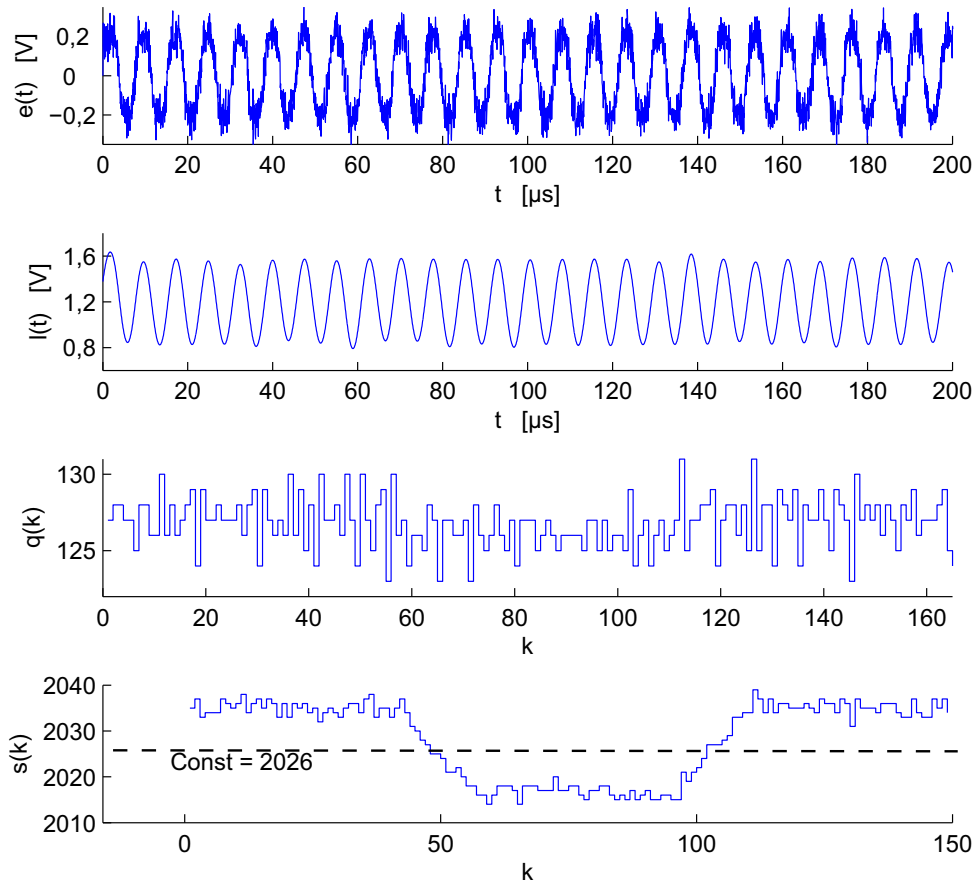


Figura 5.9 – Principais sinais gerados pelo *script* do receptor para SNR de 10 dB .

5.7 Resultados do Modem BFSK Para o Sistema PLC de Baixo Custo Proposto

Dois dispositivos foram montados e conectados à mesma fase da rede em tomadas à 3 m de distância uma da outra no laboratório. O canal foi composto por condutores isolados e distintos de cobre com secção de $2,5\text{ mm}^2$. Os condutores são protegidos por eletroduto de cloreto de polivinila (PVC), o mesmo material isolante dos condutores. Como cargas conectadas, na tomada em que foi transmitido o sinal haviam um notebook e um DSO enquanto na outra tomada

não havia nenhum outro equipamento conectado além do dispositivo receptor. No canal haviam mais terminações em que boa parte delas estavam em aberto (tomadas livres). Os principais sinais da demodulação do byte transmitido 0xAA em níveis lógicos TTL (*Transistor-Transistor Logic*) são exibidos na Figura 5.10.

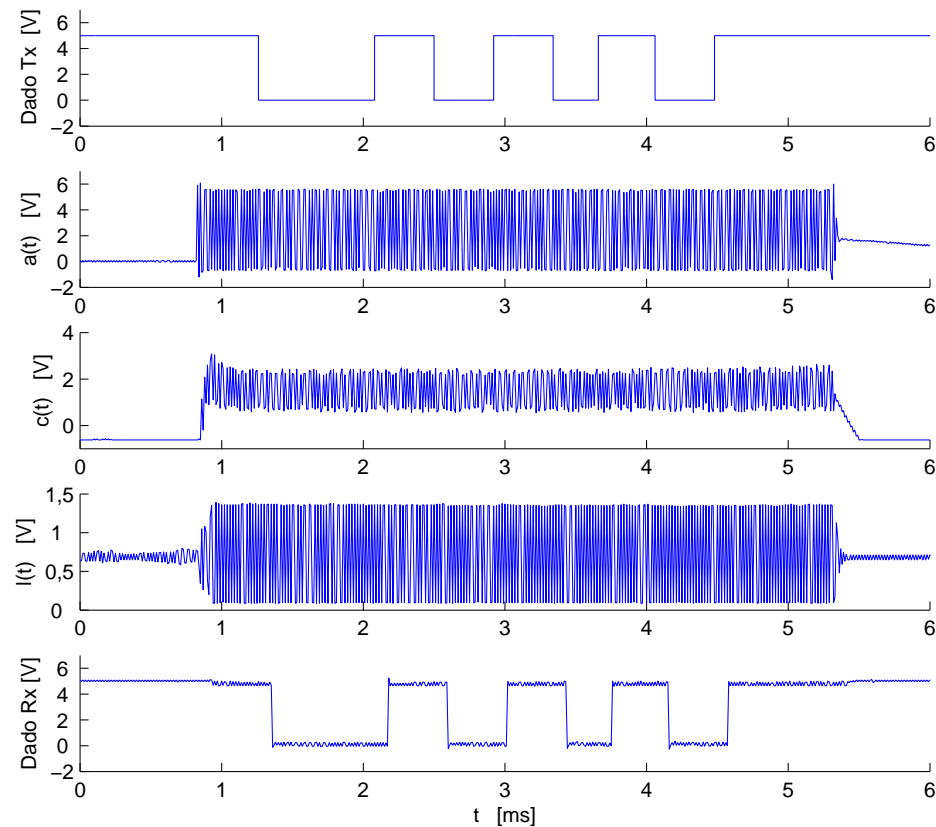


Figura 5.10 – Principais sinais elétricos da implementação do sistema proposto: byte 0xAA a ser modulado mais bit de início e bit de parada, onda quadrada $a(t)$, sinal senoidal após amplificador do transmissor $c(t)$, sinal após amplificador e filtro RC do receptor $l(t)$ e sinal binário de dados demodulados.

5.8 Script de Detecção da SCI do uC Utilizado

Como continuidade, foi desenvolvido um *script* emulador do hardware de detecção dos bits da SCI do uC. O script seguiu todo o processo para a recepção assíncrona de um byte (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2012), que é então esquematizado na Figura 5.11 e descrito sucintamente. O receptor da SCI utiliza uma taxa de amostragem de $16 \times \text{BaudRateClock}$. Para detectar a chegada de um bit de início ele utiliza sete ciclos. Quando o pino RxD (*Receive Data*) está em nível alto em pelo menos três ciclos seguido por uma descida de nível, a SCI inicia o sincronismo das amostragens de 1 até 16 para a detecção dos bits. Então,

são verificadas a terceira, quinta e sétima amostra para determinar se um bit de início válido começou. O processo é ilustrado na Figura 5.11b para uma situação ideal. Se a maioria das três amostras estão em nível baixo, então um bit de início é detectado. Se não, o módulo SCI aguarda nova ocorrência para repetir o processo.

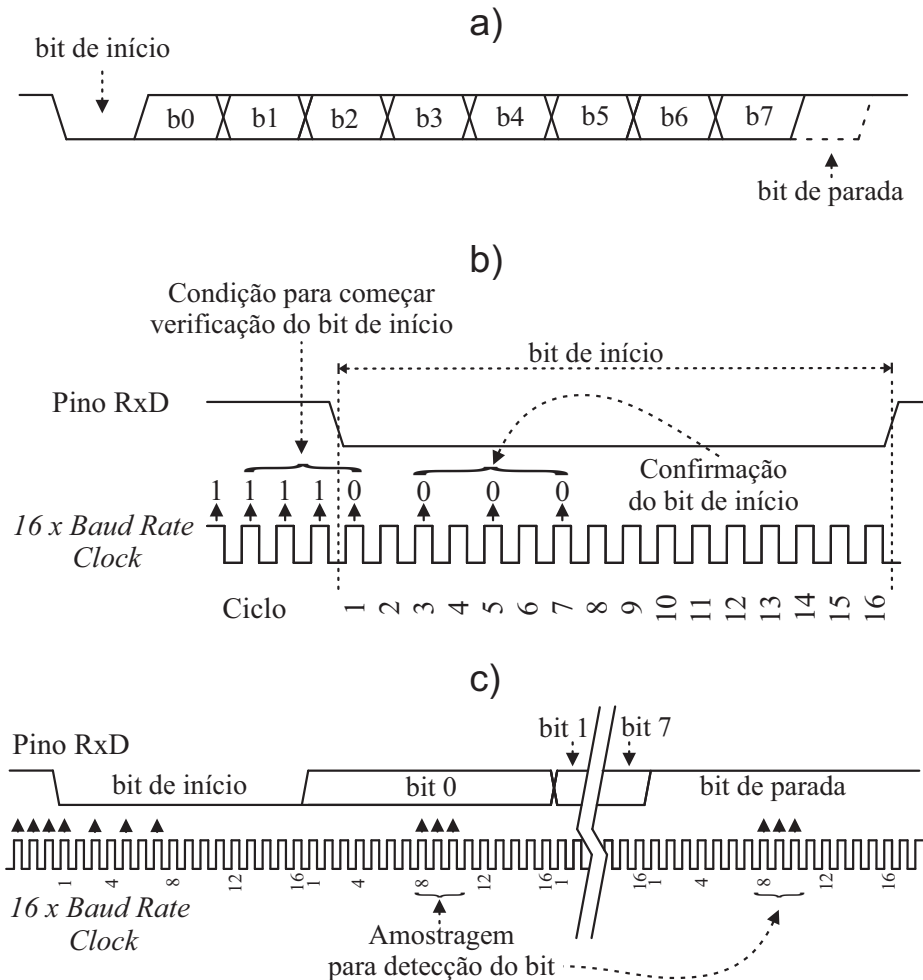


Figura 5.11 – Transmissão de um byte pela SCI em a). Detecção do bit de início em b) e amostragem para a detecção dos bits de dados e do bit de parada em c).

Após detectado o bit de início, dá-se início à detecção dos bits de dados. Conforme a Figura 5.11b, o receptor da SCI utiliza também de 3 amostragens dos 16 ciclos do $16 \times \text{BaudRateClock}$ para decidir o nível lógico de cada bit de dado e do bit de parada. A diferença está no fato de que são analisados os ciclos 8, 9 e 10 e não os ciclos 3, 5 e 7. Assim como no bit de início, se na maioria das amostragens foi detectado nível alto, então o bit é estimado será 1, caso contrário, será 0. Quando detectado um byte completo recebido com bit de início e bit de parada, o hardware do SCI gera uma interrupção para o tratamento do dado recebido pelo *software* do microcontrolador.

5.9 Simulação e Análise da Probabilidade de Erro do Sistema PLC Proposto

Para a extração das taxas de erros, foi utilizado o método de simulação Monte Carlo (MCS – *Monte Carlo Simulation*). Assim, foi alterado o algoritmo de simulação da Seção 5.6 com a inserção do script de detecção descrito na Seção 5.8. Também foram inseridos laços (*loops*) no programa de forma a registrar a quantidade de ocorrências de erro ao longo dos N_{bytes} transmitidos para as diferentes relações de E_b/N_0 . Como o argumento da função "awgn" do Matlab[®] aceita somente o parâmetro de SNR , os parâmetros de E_b/N_0 tiveram que ser convertidos pela relação sugerida pelo submenu *Product Help* do próprio programa:

$$SNR \Big|_{dB} = \frac{E_b}{N_0} \Big|_{dB} - 10 \log \left(\frac{T_b}{2T_a} \right) \quad (5.4)$$

onde: T_b representa a largura de tempo de um bit e T_a o período de amostragem do sinal.

Foi percebido que os tempos de simulação eram demasiadamente longos. Deste modo, após análise de cada trecho do código, foi detectado que o modelo de filtragem dos sinais que utilizava a convolução no tempo consumia grande parte do processamento. Assim, foi comparado a eficiência deste filtro com a função "fftfilt" nativa do Matlab. Esta função é um filtro digital de resposta finita (FIR) que utiliza a multiplicação entre a FFT do sinal de entrada $x(k)$ com a FFT da resposta impulsiva $h(k)$ do filtro. Por fim, é realizada a IFFT do resultado. Por padrão, esta função escolhe o comprimento da sobreposição, o comprimento de FFT e o comprimento da janela de dados a fim de garantir um tempo eficiente de execução.

O *script* de avaliação é apresentado no apêndice C.3. Como resultado, o filtro modelado pela função "fftfilt" foi em torno de 4 (quatro) vezes mais rápido do que o filtro por convolução. Portanto, conforme o código no apêndice C.4, foi utilizado o filtro por esta função do Matlab[®]. As simulações foram realizadas utilizando as taxas de transmissão R_b de 1200 *bps* e de 2400 *bps*. Dado o maior período de símbolo, na simulação para a taxa de 1200 *bps* foi alterado a profundidade do filtro de soma móvel de 16 (em 2400 *bps*) para 32 capturas de período.

As taxas de erro obtidas foram classificadas em: Taxas de Erro de Sincronismo (SincER), e Taxas de Erro de Bit (BER). O erro de sincronismo refere-se aos erros de detecção do bit de início e do bit de parada. Na Figura 5.12, todas as curvas destas taxas são apresentadas em conjunto com a curva da BER da detecção

BFSK não coerente analítica dada pela Equação (2.92).

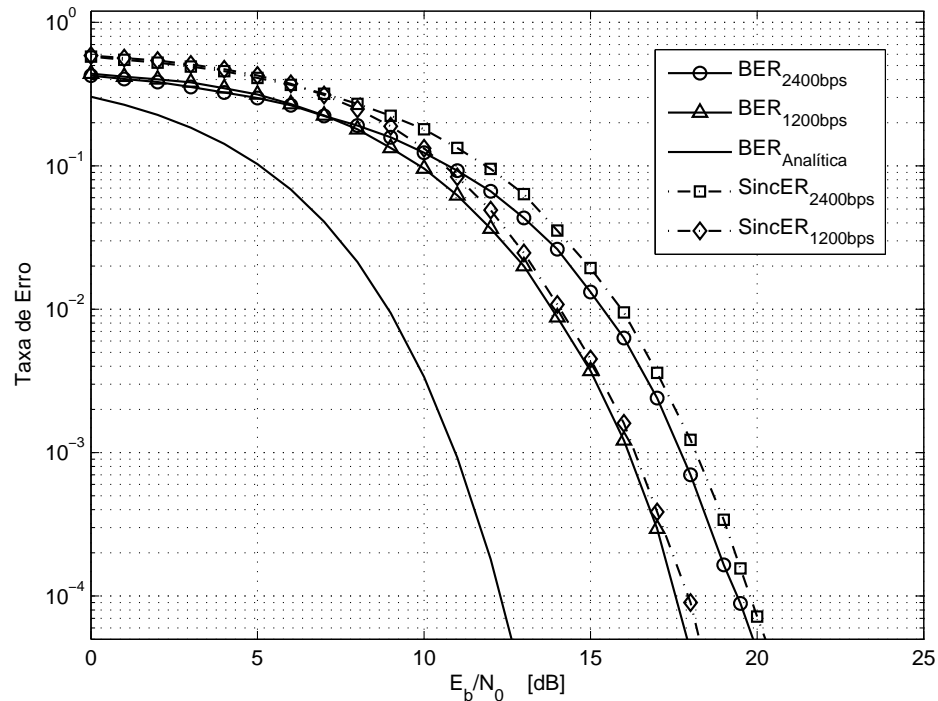


Figura 5.12 – Probabilidades de erro obtidas pela simulação do sistema proposto em canal AWGN.

De acordo com a Figura 5.12, para as razões de E_b/N_0 maiores que 8 dB é perceptível que as curvas de probabilidade de erro para a operação de R_b em 1200 bps obtiveram desempenhos melhores em comparação com os obtidos para $R_b = 2400\text{ bps}$. Para a taxa de erro de 10^{-3} , este desempenho foi melhor em torno de 2 dB . Mesmo assim, o desempenho da curva de BER para $R_b = 1200\text{ bps}$ é cerca de 5 dB inferior à curva de BER analítica relativa a um detector ótimo.

As curvas de SincER da Figura 5.12, possuem maior taxa de erro se comparado com as respectivas curvas de BER em toda a faixa de E_b/N_0 analisada. Este efeito é atribuído ao esquema de sincronismo que compreende a detecção do bit de início e o bit de parada.

Como forma de avaliar a capacidade do sistema, foram geradas na Figura 5.13a as curvas de capacidades obtidas por meio da simulação e pelo método analítico. A capacidade analítica pode ser obtida a partir da BER da detecção BFSK não coerente analítica da Equação (2.92) (HAYKIN, 2001):

$$C_{Analitica} = R_b(1 - BER_{Analitica}) \quad (5.5)$$

Já para a obtenção da curva de capacidade simulada, foi considerado que um erro de sincronismo acarreta na perda do byte inteiro. Desta forma, para ambas

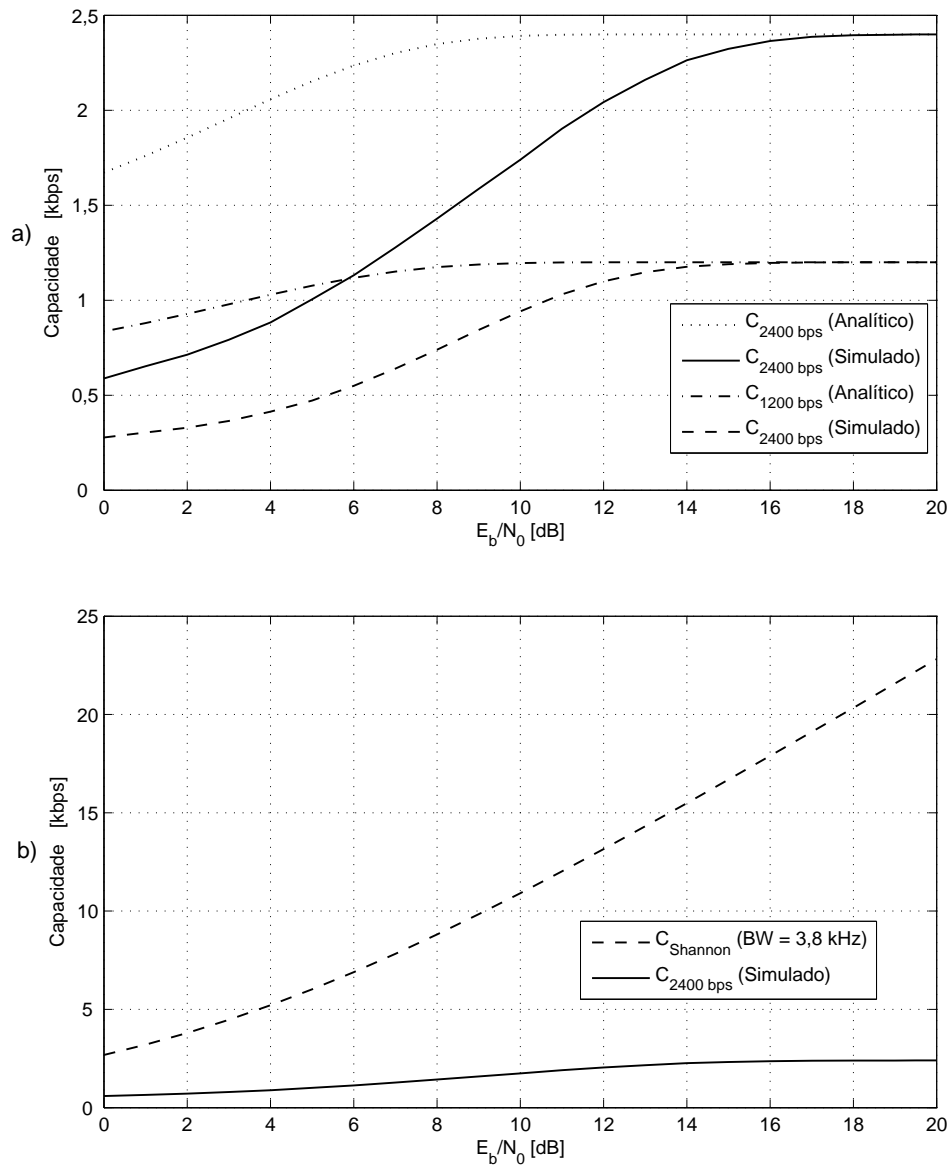


Figura 5.13 – Comparações entre a capacidade do sistema obtida por simulação com o analítico em a), e com o limite teórico em b).

as taxas de transmissão simuladas, temos:

$$C_{Simulada} = R_b(1 - SincER)(1 - BER_{Simulada}) \quad (5.6)$$

onde: $SincER$ e $BER_{Simulada}$ são a taxa de erro de sincronismo e a taxa de bit respectivamente.

Deste modo, na Figura 5.13b, foi realizada uma comparação entre a capacidade simulada do sistema para *baud rate* de 2400 *bps*, e o limite teórico dado pela equação de Shannon (1984, reimpressão), para a largura de banda do filtro de entrada do receptor ($BW_{3dB} = 3,8 \text{ kHz}$):

$$C_{LimiteTeorico} = BW \cdot \log_2(1 + SNR) = BW \cdot \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{R_b}{BW} \right) \quad (5.7)$$

Na Figura 5.13b observa-se na faixa de E_b/N_0 analisada, que a curva de capacidade simulada possui menor amplitude e menor inclinação se comparado com a rampa de capacidade do limite teórico.

5.10 Probabilidade de Erro do Sistema em Ruído Impulsivo

De posse dos resultados de BER e de capacidade de canal em ruído AWGN da seção anterior, é possível obter o desempenho médio simulado para o sistema PLC banda estreita proposto em ambiente sujeito ao Ruído Impulsivo (RI) a partir dos seguintes postulados:

- Como a banda do sinal de ruído é elevado em comparação à largura de banda do filtro do receptor, o ruído AWGN pode ser considerado equivalente ao ruído de fundo N_{fundo} ;
- A contribuição na potência de ruído durante a ocorrência de cada tipo de ruído impulsivo pode ser modelado por fatores multiplicativos conforme deduzido nas Seções 2.2 e 4.8, i.e., modela-se o ruído por uma expressão do tipo $N = \kappa N_{fundo}$.

Assim, a partir dos parâmetros de probabilidade de ocorrência e de aumento da potência de ruído durante a ocorrência dos ruídos impulsivos, pode-se extrair a razão E_b/N_0 ao longo do tempo para a BW do sistema, sem necessariamente emular o ruído em banda passante. Deste modo, mantendo inalteradas a energia de bit E_b e a largura de banda de ruído W , a potência de ruído em *dB* pode ser

isolada e colocada em termos da potência do ruído de fundo N_{fundo} e do fator κ , todos em dB :

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0}[dB] &= 10 \log \left(\frac{E_b}{N/W} \right) = 10 \log (E_b W) - 10 \log (\kappa N_{fundo}) \\ &= E_b W[dB] - N_{fundo}[dB] - \kappa[db] \end{aligned} \quad (5.8)$$

Medições do acréscimo de potência de ruído após o filtro do receptor resultaram nos fatores da Tabela 5.1. Nela, estão registradas as magnitudes de acréscimo para: o RIPS, o RINP e o RR. Para o RINP foram considerados os estados sem distúrbio 2 e 3, e os estados com distúrbio 4 e 5. Neste modelo proposto, o nível de ruído do estado sem distúrbio 1 do RINP é equivalente ao nível de ruído de fundo. Devido ao fato da janela dos pontos amostrados no tempo para a medição do ruído de fundo contemplar os pulsos do ruído impulsivo periódico assíncrono (RIPA), este tipo de ruído pôde ser incorporado ao ruído de fundo. Como parâmetros de Duração Relativa Média da Tabela 5.1, foram admitidos os valores obtidos pelas análises estatísticas já realizadas nas Seções 4.4, 4.5 e 4.8.

Tabela 5.1 – Fatores de acréscimo na potência de ruído e de duração relativos à ocorrência do ruído impulsivo

Fator	RIPS	RINP-2	RINP-3	RINP-4	RINP-5	RR
$\kappa [dB]$	43,4	6	10	31,5	40	39,8
Duração Relativa Média	$3,5 \cdot 10^{-4}$	0,0984	0,0396	0,061	0,001	$9,4 \cdot 10^{-6}$

Na sequência, as curvas de probabilidade obtidas por simulação da Figura 5.12 são ajustadas pela função exponencial ainda em escala logarítmica no eixo das ordenadas:

$$\log(Curva_{a_j}) = a_{a_j} \exp \left(b_{a_j} \frac{E_b}{N_0}[dB] \right) \quad (5.9)$$

A Tabela 5.2 exhibe os parâmetros deste ajuste bem como o coeficientes de correlação R resultantes.

Tabela 5.2 – Parâmetros do ajuste das curvas de probabilidade da Figura 5.12 pela função exponencial da Equação 5.9

Parâmetro	$BER_{1200bps}$	$SincER_{1200bps}$	$BER_{2400bps}$	$SincER_{2400bps}$
a_{a_j}	-0,186	-0,132	-0,188	-0,169
b_{a_j}	0,174	0,192	0,157	0,157
R	0,994	0,999	0,995	0,993

Deste modo, definidos os parâmetros de ajuste das curvas e aplicando os acréscimos de potência do ruído de fundo, foi possível a construção do Gráfico 5.14. O eixo das abcissas representa o valor de E_b/N_0 somente do ruído de fundo; assim, as curvas com subscrito de nome sinalizado com "aj" contempla somente o ruído de fundo. Já as curvas com subscrito de nome sinalizados com "RI", contemplam o modelo de ruído impulsivo proposto.

Nos Gráficos 5.14a e 5.14b, é perceptível que as curvas sob RI deslocaram cerca de $1 dB$ para a direita com relação às curvas sem a presença deste tipo de ruído. Logo, a magnitude deste deslocamento fica sujeito às características de acréscimo de potência e de duração relativa dos pulsos de ruído presentes no canal a ser analisado. Finalmente no Gráfico 5.14c é realizada a comparação de capacidade do sistema nas taxas de $1200 bps$ e $2400 bps$, sob RI ou não.

5.11 Principais Conclusões do Capítulo

Focando em aplicações simples, foi apresentado o desenvolvimento de um esquema de transcepção do sinal BFSK e posterior aplicação em dispositivo doméstico. O sinal modulado gerou menos harmônicas em comparação com o trabalho de Burroughs (2010), com adoção da filtragem do sinal de onda quadrada gerado pelo microcontrolador antes de inserido no circuito de amplificação da transmissão e circuito de acoplamento à rede elétrica respectivamente. A técnica de demodulação sucintamente embasa-se na extração da média das capturas dos períodos de cada ciclo do sinal FSK por parte do uC que antes é condicionado por filtros e amplificado no circuito receptor. O resultado desta média é então comparado com um limiar de forma a reconstruir o sinal de dados que é entregue a um pino de saída do microcontrolador. A opção de retornar este sinal elétrico a um outro pino do mesmo uC propiciou alívio no processamento, com o uso de um periférico de interface serial interno ao próprio chip.

Todo o circuito foi projetado em função dos resultados de simulações realizadas no ambiente Matlab[®] e Orcad[®], de forma a construir a arquitetura do sistema, corrigindo falhas de projeto e acelerando o processo de desenvolvimento.

Admitindo os resultados das medições do canal referentes às dimensões das ramificações da instalação elétrica residencial, o primeiro desvanecimento multipercurso ocorre na frequência de algumas unidades de MHz . Portanto, não foi considerado o efeito multipercurso porque as dimensões das derivações do canal não permitem uma interferência destrutiva substancial devido as menores dimen-

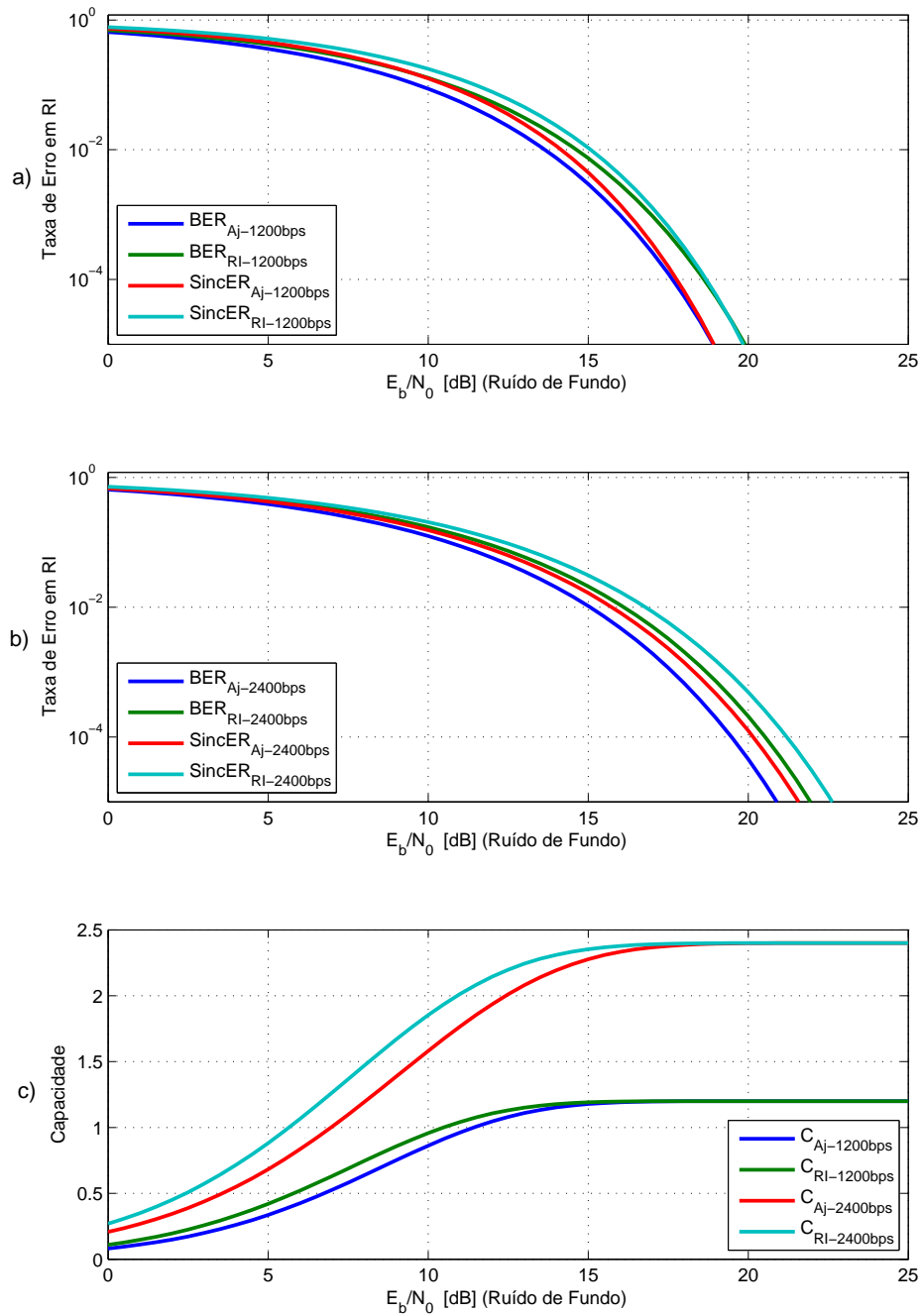


Figura 5.14 – Probabilidades de erro obtidas pelo ajuste das curvas de simulação do sistema proposto e também quando submetido ao modelo que inclui os ruídos impulsivos nas taxas de transmissão de 1200 bps em a), e de 2400 bps em b). Em c) é apresentado a capacidade do sistema.

sões do canal PLC *indoor*. Ou seja, conforme a Equação (3.8), a derivação para uma interferência destrutiva deve ter a dimensão aproximada de 445 m , considerando a frequência central de $f_c = 132500\text{ Hz}$ e a velocidade de propagação obtida do canal analisado na Seção 3.5. Desta forma, o modelo de canal nas simulações considerou apenas atenuação constante no percurso da linha de transmissão.

Ainda quanto ao canal, considerando que o sinal é do tipo banda estreita, somente foi inserido ruído do tipo AWGN. O sistema é então implementado no sistema físico real apresentando funcionamento no acionamento de uma carga por parte de um dispositivo protótipo a partir da recepção de um comando enviado de um outro dispositivo remoto semelhante.

Quanto às simulações do desempenho do sistema proposto em canal AWGN, com o *baud rate* de 1200 bps , foi inferior em torno de 5 dB ao esperado analiticamente para um detector ótimo. Extrapolando o limite de ortogonalidade, para a taxa de 2400 bps houve uma degradação em torno de 2 dB quando comparado ao sistema operando na taxa de 1200 bps . Deste modo, para manter a interoperabilidade com o sistema doméstico KNX que opera em $R_b = 2400\text{ bps}$, é necessário despendar maior energia por parte do transmissor. Já a análise de desempenho do sistema sob o modelo proposto de canal com presença de ruído impulsivo, demonstrou uma degradação em torno de 1 dB mediante os parâmetros de ruído do canal analisado.

Finalmente, vale ressaltar que a banda do filtro de entrada do sistema proposto é maior do que a banda dos filtros casados de um detector ótimo. Portanto, ele é menos seletivo ao ruído na entrada, aumentando assim a potência total de ruído em relação ao filtro casado (ótimo) para o caso coerente, sendo um dos principais fatores na degradação do desempenho.

6 Conclusão e Perspectivas

Ultimando o trabalho, na Seção 6.1 é apresentado um resumo dos resultados enquanto na Seção 6.2, é realizada uma síntese acerca das conclusões.

6.1 Análise dos Principais Resultados Obtidos

A Seção 2.1 além de apresentar dois modelos de canal PLC do tipo *bottom-up* (Modelo por Eco e Modelo por Circuitos Série Ressonantes - RLC), evidenciou que o modelo do tipo *top-down* por Matriz de Transmissão ABCD, apresenta uma melhor flexibilidade quanto ao incremento do número de ramificações no canal e alterações nas impedâncias em suas terminações. Por particionar o canal em matrizes de transmissão, esta abordagem é mais flexível para o incremento de ramificações no canal e mais eficiente para simulações computacionais.

As Seções 2.4 e 2.5 caracterizaram principalmente a camada física de sistemas PLC que são aplicados para sistemas de informação e de domótica. O protocolo KNX PL-132 se sobressai em relação ao X10, principalmente em relação à velocidade de transmissão e à maior robustez ao ruído do tipo impulsivo devido o uso da FEC. Embora os dois protocolos de controle discreto apresentados não especifiquem criptografia, ela pode ser implementada no quadro de dados do datagrama do protocolo KNX PL-132.

O dispositivo gerador de pulso desenvolvido e o arranjo de medição da impedância característica e da estimação dos demais parâmetros de transmissão dos cabos de energia elétricos brasileiros mostraram-se eficientes. Isto colaborou na validação dos modelos de canal propostos. Por conseguinte, houve convergência entre os resultados dos modelos para a função de transferência em amplitude e as medições realizadas sob condições controladas em canais de instalações residenciais brasileiras. Foi utilizada a técnica de aproximação sucessiva para a determinação de alguns parâmetros dos modelos com abordagem *Top-Down*. Dentre eles o modelo por Circuitos Série Ressonantes possuiu maior precisão. Já quanto aos parâmetros do modelo por matrizes de transmissão ABCD, foram determi-

nados diretamente pelas medições e outros indiretamente por meio de relações encontradas na literatura, deste modo utilizando uma abordagem *Bottom-Up*. Quanto à resposta em fase do canal controlado, os resultados dos três modelos se mostraram congruentes entre si.

Quanto à modelagem do ruído composto do canal, as medições de cada tipo de ruído evidenciaram os comportamentos das modelagens propostas na revisão de literatura após comparado com as simulações, tornando possível elaborar um emulador de ruído. As probabilidades de cada estado nas simulações do envoltório do RINP e do RR por cadeias de Markov convergiram com os valores dos elementos dos vetores de probabilidades estacionárias. O exemplo de comportamento espectral ao longo do tempo do RR se mostrou bem realista quando considerado o espectro obtido pelas medições utilizado um janelamento retangular para o algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*).

Por conseguinte, foi demonstrado tanto pela simulação como pela implementação em circuito, a demodulação FSK não coerente, atendendo as especificidades da camada física do protocolo KNX PL-132, utilizando apenas um CI e demais componentes discretos. O sistema de detecção proposto foi capaz de tolerar o efeito *near-far* sem a necessidade de um controle automático de ganho (AGC).

6.2 Conclusão

A partir da revisão de literatura e do desenvolvimento de técnicas e arranjos controlados de medição, foi possível extrair os parâmetros que possibilitaram caracterizar e modelar o canal PLC em circunstâncias gerais das instalações elétricas residenciais brasileiras, de forma a aplicar e avaliar os modelos teóricos. Como resultado, é considerado como mais adequado, utilizar o modelo por Matriz de Transmissão ABCD que se apresenta mais flexível no incremento de derivações e de variações de impedâncias nas terminações, além de ser mais eficiente para simulações. Na medição e modelagem do canal não controlado, foi possível detectar as diferenças na resposta do canal durante o pico e o cruzamento por zero da fundamental da rede elétrica. Deste modo, confirma que o modelo LPTV é mais realista do que o LIT (Linear Invariante no Tempo). Quanto ao ruído no canal, os resultados simulados do emulador de ruído proposto mostrou ser capaz de reproduzir de forma simplificada os comportamentos espectrais dos diferentes ruídos presentes no canal PLC.

Quanto aos sistemas PLCs, embora o HPGP seja uma simplificação do sis-

tema HomePlug AV para a integração de sistemas domóticos, este ainda é mais complexo por necessitar de processamento digital de sinais para demodular o OFDM, enquanto um sistema de demodulação do KNX PL-132 é mais simples por utilizar de BFSK. Portanto, isto justifica a escolha da camada física deste sistema para a implementação em um único chip em aplicações de controle discreto.

Por fim, foi demonstrado tanto pelas simulações como pela implementação em circuito a demodulação BFSK não coerente em canal PLC e aplicações de domótica a qual, diferentemente de outros sistemas, utiliza-se de apenas um chip e demais componentes discretos. Sendo que parte do processamento é realizado digitalmente no chip uC, o dispositivo tornou-se menor e mais imune à variações de temperaturas e de tolerâncias de valores de componentes discretos. Os resultados das figuras de mérito demonstraram admissível degradação de desempenho do sistema implementado quando comparado a um detector ótimo.

6.3 Trabalhos Futuros

Como continuidade deste trabalho, cita-se:

- Acrescentar no modelo por matriz de transmissão, impedâncias de terminações não constantes, ou seja, impedâncias espectrais fixas mas governadas por mecanismo estocástico como a cadeia de Markov;
- Nas simulações do dispositivo PLC proposto, introduzir os ruídos impulsivos, de forma a avaliar o desempenho de algoritmos de entrelaçamento e de FEC;
- Aplicar o modelo de canal e ruído, explorando o modelo em banda larga na simulação de sistemas OFDM.
- Exploração MIMO do canal PLC, aproveitando o fio terra para transmissão de dados, como nos trabalhos pertinentes de modelagem de canal de Hashmat et al. (2011), análise de ruído de canais Europeus de Pagani et al. (2012) e aplicação em *streaming* de vídeo de alta definição de Schwager et al. (2011).

Referências

- AFKHAMIE, K. et al. An overview of the upcoming homeplug av standard. In: IEEE. *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. Vancouver, CAN, 2005. p. 400–404.
- AGILENT TECHNOLOGIES. *Osciloscópios InfiniVision Série 3000X*. São Paulo, SP, 2012.
- AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. *Resolução 527*. Brasília, DF, 2009. 13 p.
- ALEXANDER, C. *Fundamentos de circuitos elétricos*. Porto Alegre, RS: Bookman, 2003.
- ANALOG DEVICES. *AD8009 - 1GHz, 5.500V/μs: Low distortion amplifier*. Norwood, USA, 2004. 16 p.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR 5410: Instalações elétricas de baixa tensão*. Rio de Janeiro, 2004. 209 p.
- ATTIA, J. *Electronics and circuit analysis using MATLAB*. Boca Raton, USA: CRC, 2004.
- BENYOUCEF, D. A new statistical model of the noise power density spectrum for powerline communication. *Proc. IEEE ISPLC*, p. 136, 2003.
- BOYLESTAD, R. *Introdução à análise de circuitos*. Rio de Janeiro, RJ: Pearson Education do Brasil, 2004.
- BUJDEI, C.; MORARU, S. Ensuring comfort in office buildings: Designing a knx monitoring and control system. In: IEEE. *Intelligent Environments (IE), 2011 7th International Conference on*. Nottingham, GBR, 2011. p. 222–229.
- BURROUGHS, J. *X-10® Home Automation Using the PIC16F877A*. Chandler, USA, 2010.
- CANETE, F. et al. A channel model proposal for indoor power line communications. *IEEE Communications Magazine*, v. 49, n. 12, p. 166–174, 2011. ISSN 0163-6804.
- CENELEC. *50065-1: Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 khz to 148.5 khz*. Bruxelas, BEL, 1991.
- CHENG, D. *Fundamentals of engineering electromagnetics*. Boston, EUA: Addison-Wesley, 1993.
- CHING, W.; NG, M. *Markov chains: models, algorithms and applications*. New York, USA: Springer-Verlag New York Inc, 2006.

- CHIUȚĂ, A.; SECĂREANU, N. Theoretical postulation of plc channel model. *Parameters*, v. 2, p. 2, 2009.
- COHN, G. et al. Snupi: Sensor nodes utilizing powerline infrastructure. 2010. Disponível em: <http://http://dub.washington.edu/djangosite/media/papers/SNUPI_ubicomp2010_v26_final_fix.pdf>. Acesso em: 22 mar. 2013.
- CONDIT, R. Transformerless power supplies: Resistive and capacitive. 2004.
- CORRIPIO, F. et al. Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, p. 1327–1338, 2006. ISSN 0733-8716.
- COUCH, L. et al. *Digital and analog communication systems*. Old Tappan, USA: Prentice Hall, 1993.
- CYPRESS. *AN2336 - PSOC1 - Simplified FSK Detection*. San Jose, EUA, 2011.
- DIAS, C. de A.; PIZZOLATO, N. Aplicabilidade e sistemas de automação residencial. *VÉRTICES*, Rio de Janeiro, RJ, v. 6, n. 3, 2004.
- DICKINSON, J.; NICHOLSON, P. Calculating the high frequency transmission line parameters of power cables. In: *International Symposium on Powerline Communications and its Applications*. Essen, DEU: Shannon Foundation, 1997.
- DOMINGO, J.; ALEXANDRES, S.; RODRIGUEZ-MORCILLO, C. Prime performance in power line communication channel. In: *IEEE. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Udine, ITA, 2011. p. 159–164.
- DOMOLOGIC HOME AUTOMATION GMBH. *Power-Line-Communication using the CENELEC-C-Band*. Braunschweig, DEU, 2003.
- ESMAILIAN, T.; KSCHISCHANG, F.; GULAK, P. G. In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble. *International journal of communication systems*, Wiley Online Library, v. 16, n. 5, p. 381–400, 2003.
- FREESCALE SEMICONDUCTOR. *MC9S08SH8 Data Sheet rev. 3.1*. Austin, USA, 2012. 07–12 p. Disponível em: <http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/data_sheet/MC9S08SH8.pdf>. Acesso em: 22 mar. 2013.
- FUSCO, V. *Teoria e técnicas de antenas: princípios e prática*. Porto Alegre, RS: Bookman, 2006.
- GALDINO, J. F. Modulação adaptativa: princípios e características de desempenho. *Revista Militar de Ciência e Tecnologia*, p. 17–28, 2008.
- HASHMAT, R. et al. A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks. In: *IEEE. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Udine, ITA, 2011. p. 35–41.
- HAYKIN, S. *Communication systems*. 4. ed. New York: Wiley, 2001. ISBN 978-0-471-17869-9.

- HELUKABEL. *Strombelastbarkeit für NYY, NAYY, NYCY, NYCWY, NAYCWY 0,6/1 kV*. Hemmingen, DEU, 2009.
- HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE. *Homeplug AV White Paper*. 2005.
- HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE. *HomePlug Green PHY specification*. 2010.
- HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE. *HomePlug AV2 Technology*. 2012.
- HRASNICA, H.; HAIDINE, A.; LEHNERT, R. *Broadband powerline communications networks: network design*. West Sussex, GBR: John Wiley & Sons Inc, 2004.
- HURLBURT, G.; VOAS, J.; MILLER, K. The internet of things: A reality check. *IT Professional*, IEEE, v. 14, n. 3, p. 56–59, 2012.
- HYNDMAN, R. J.; KOEHLER, A. B. Another look at measures of forecast accuracy. *International Journal of Forecasting*, v. 22, n. 4, p. 679 – 688, 2006. ISSN 0169-2070. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0169207006000239>>.
- JÚNIOR, V. Tecnologia soc e o microcontrolador psoc (programmable system on chip). *Revista Integração, São Paulo, Ano XI*, n. 42, p. 251–257, 2005.
- KONNEX ASSOCIATION. *KNX Handbook: Knx specification*. Bruxelas, BEL, 2004.
- LAPPGROUP. *Power Aluminium Cable NAYY-J*. Stuttgart, DEU, 2013.
- LEE, M. et al. Homeplug 1.0 powerline communication lans: protocol description and performance results. *International Journal of Communication Systems*, Wiley Online Library, v. 16, n. 5, p. 447–473, 2003.
- MALACK, J.; ENGSTROM, J. Rf impedance of united states and european power lines. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-18, n. 1, p. 36 –38, feb. 1976. ISSN 0018-9375.
- MENG, H. et al. Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 19, n. 3, p. 1057–1064, 2004.
- METZGER, G. *Transmission lines with pulse excitation*. New York, USA: Academic Press, 1969.
- NASCIMENTO, J. *Telecomunicações*. Porto Alegre, RS: 2ª Edição-Makron Books do Brasil Editora Ltda, 2000.
- NEXANS. *NAYY 0.6/1kV - Singlecore or multicore PVC-insulated cables with aluminium conductors*. Paris, FRA, 2013.
- OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE. *Theoretical postulation of PLC channel model*. ., 2005.
- PAGANI, P. et al. European mimo plc field measurements: Noise analysis. In: IEEE. *16th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Beijing, CHN, 2012. p. 310–315.

- PATEL, S.; STUNTEBECK, E.; ROBERTSON, T. Pl-tags: detecting batteryless tags through the power lines in a building. *Pervasive Computing*, Springer, p. 256–273, 2009.
- PATEL, S.; TRUONG, K.; ABOWD, G. Powerline positioning: A practical sub-room-level indoor location system for domestic use. *UbiComp 2006: Ubiquitous Computing*, Springer, p. 441–458, 2006.
- PAULTER, N. An assessment on the accuracy of time-domain reflectometry for measuring the characteristic impedance of transmission lines. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 50, n. 5, p. 1381–1388, 2001.
- PAVLIDOU, N. et al. Power line communications: state of the art and future trends. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 41, n. 4, p. 34–40, 2003.
- PERES, P.; SOUZA, C. de; BONATTI, I. Abcd matrix: a unique tool for linear two-wire transmission line modelling. *International Journal of Electrical Engineering Education*, Oxford, England: Pergamon, v. 40, n. 3, p. 220, 2003.
- PHILIPPS, H. Performance measurements of power line channels at high frequencies. In: IEEE. *Proceedings of International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. Tokio, JAP, 1998. p. 229–237.
- PHILIPPS, H. Modelling of powerline communication channels. In: *Proc. 3rd Int'l. Symp. Power Line Commun. and its Applications*. Lancaster, GBR: Shannon Foundation, 1999. p. 14–21.
- PRYSMIAN CABLES & SYSTEMS. *Cabo PP Cordplast 450/750*. Santo André, SP, 2013. Disponível em: <http://www.prysmian.com.br/export/sites/prysmian-ptBR/energy/pdfs/PP_Cordplast.pdf>. Acesso em: 22 mar. 2013.
- RIGOL TECHNOLOGIES. *User's Guide for DS1000E, DS1000D Series Digital Oscilloscope*. Oakwood Village, USA, 2010.
- RUTHROFF, C. Some broad-band transformers. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 47, n. 8, p. 1337–1342, 1959.
- SCHWAGER, A. et al. Mimo plc: Theory, measurements and system setup. In: IEEE. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Udine, ITA, 2011. p. 48–53.
- SHANNON, C. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IEEE*, v. 72, n. 9, p. 1192–1201, 1984, reimpressão. ISSN 0018-9219.
- SHIN, Y. et al. Application of time-frequency domain reflectometry for detection and localization of a fault on a coaxial cable. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 54, n. 6, p. 2493–2500, 2005.
- SKLAR, B. *Digital communications: fundamentals and applications*. Los Angeles, USA: Prentice-Hall PTR, 2001. (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series). ISBN 9780130847881.
- SMAR. *RD400 – Transmissor de Nível por Onda Guiada*. Sertãozinho, SP, 2012.
- SMIT, J. *Linhas de Comunicação*. São Paulo, SP: Editora Érica, 1988.

- STEER, M. Beyond 3g. *IEEE Microwave Magazine*, v. 8, n. 1, p. 76–82, 2007. ISSN 1527-3342.
- THAYOOB, Y.; SULAIMAN, S.; ARIFFIN, A. Analysis of wave propagation in time domain reflectometry circuit simulation model. In: IEEE. *IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*. Selangor, MYS, 2010. p. 276–281.
- TOFFLER, A. *A terceira onda*. Rio de Janeiro, RJ: Editora Record, 1980.
- TONELLO, A. et al. A fitting algorithm for random modeling the plc channel. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, p. 1477–1484, July 2012. ISSN 0885-8977.
- U. S. DEPARTMENT OF COMMERCE, INTERNATIONAL TRADE ADMINISTRATION. *Electric Current Abroad*. Washington, USA, 2002.
- VITAL, R. B. N. *Caracterização do Canal de Comunicação em Redes de Distribuição de Energia Elétrica de Baixa Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, MG, April 2010.
- WACKERLY, D.; MENDENHALL, W.; SCHEAFFER, R. *Mathematical Statistics with Applications*. Belmont, USA: Thomson, Brooks/Cole, 2008. ISBN 9780495385080.
- WANG, C.; CHEN, C.; SUN, T. Circuit implementation of oob modulation for low-speed power line communication using x10 standard. In: IEEE. *13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*. Gangwon-Do, KOR, 2011. p. 248–453.
- X-10 PRO. *X-10 Communications Protocol and Power Line Interface PSC04 & PSC05*. Las Vegas, USA, 2013. Disponível em: <<http://www.x10pro.com/pro/pdf/technote.pdf>>. Acesso em: 22 mar. 2013.
- ZIMMERMANN, M. *Energieverteilnetze als Zugangsmittel für Telekommunikationsdienste*. Aachen, DEU: Shaker Verlag, 2000.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 50, n. 4, p. 553–559, 2002.
- ZYREN, J. The homeplug green phy specification & the in-home smart grid. In: IEEE. *IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*. Las Vegas, USA, 2011. p. 241–242.

Apêndice A – Trabalhos Submetidos e em Elaboração

A.1 Relativos a resultados deste trabalho

Houve o seguinte artigo aceito em congresso:

- MATHIAS, L. C.; MELO, L. F. de; ABRÃO, T.; BORGES, F. A. A.; ROSÁRIO, J. M. A Simplified Low-Rate Low-Cost PLC Device: Simulation and Implementation Issues. IC-ICTES 2013. The International Conference on Information and Communication Technology for Embedded Systems. IEEE Sponsor. 24 a 26 de janeiro. Samutsongkhram, Tailândia.

Também outro artigo foi submetido à revista periódica:

- MATHIAS, L. C.; MELO, L. F. de; ABRÃO, T. Análise e modelagem de canais PLC controlados em ambiente indoor brasileiro – testes e validações. *Revista do IEEE América Latina*. Submetido em Agosto de 2012.

A.2 Relativos a trabalhos concomitantes

Publicado em revista:

- MELO L. F. de; FELIPE, F. A. A.; MATHIAS, L. C.; ROSÁRIO J. M. Ferramenta de Ensino de Engenharia de Tráfego Telefônico a Distância Através da Web. *Semina: Ciências Exatas e Tecnológicas*. Londrina. v.33 n.2, p.229-242, jul./dez 2012.
- FELIPE, F. A. A.; MELO L. F. de; MATHIAS, L. C.; ROSÁRIO J. M. COMPLETE DEVELOPMENT OF AN BATTERY CHARGER SYSTEM with state-of-charge analysis. *European International Journal of Science and Technology*. Belfast, UK. v.2 n.6, jul 2013

Submetidos à revista:

- FERREIRA, A. L. B.; TREVISO, C. H. G.; RODRIGUES, M. V. M.; NUNES, W. R. B. M.; MATHIAS, L. C., No-Break de 3KVA para aplicações residenciais com interface para painéis solares com controle digital. SEMINA: Ciências Exatas e Tecnológicas. Submetido em Dezembro de 2012.

Ainda em conclusão para publicação:

- FELIPE, F. A. A.; MELO L. F. de; MATHIAS, L. C.; ROSÁRIO J. M. Multilevel SPWM Inverter Waveform Quality Study Under Levels And Carrier's Frequency Variation.
- MIZUGUCHI, J.; PIAI, J. C.; MATHIAS, L. C.; FRANÇA, J. A. d.; FRANÇA, M. B. d. M. Sensores capacitivos por efeito de campo de borda: Análise e aplicações.
- GUIMARÃES, J. C.; TREVISO, C. H. G.; MATHIAS, L. C. Módulo de baixo custo para posicionamento de painéis solares.

Apêndice B – Efeito do Tipo de Janelamento nos Resultados do Algoritmo FFT

O espectro obtido pelo algoritmo FFT considera o sinal como se a janela de pontos fosse exatamente periódica, enquanto nas medições no canal PLC na Seção 3 não é possível considerar. Isto ocasiona descontinuidades nas bordas da janela de pontos do sinal, ver Figura B.1, provocando distorções na magnitude espectral de forma a aumentar a magnitude das componentes de maior frequência em detrimento às de menor frequência.

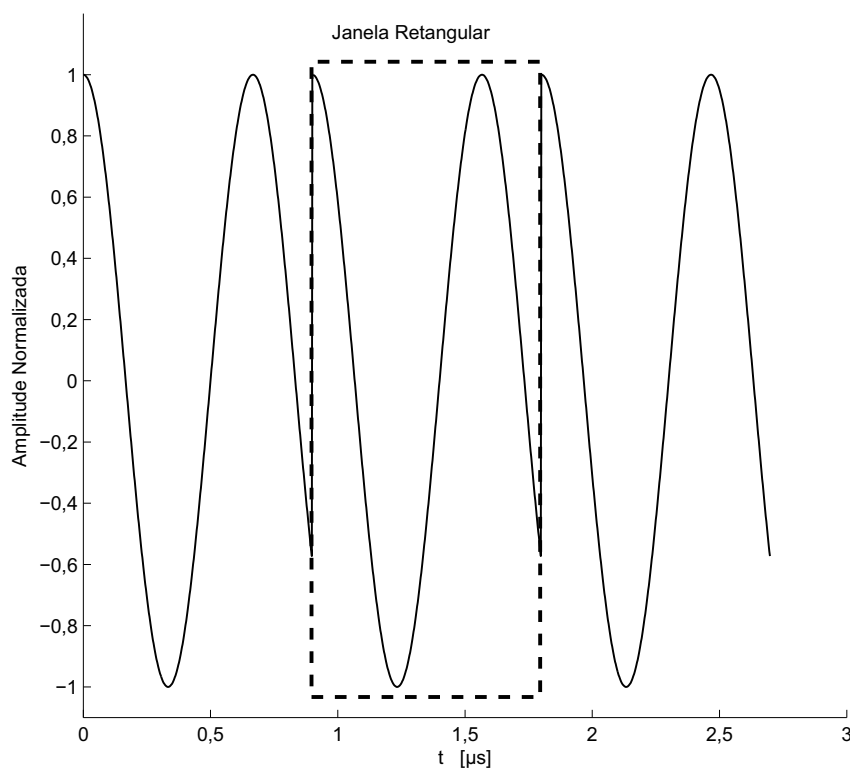


Figura B.1 – Exemplo do efeito nas Bordas do Janelamento Retangular

Conforme exemplificado na Figura B.2, a técnica de janelamento embasa-se na multiplicação ponto à ponto de forma a mascarar a janela de pontos amostrados

por uma função que diminua a influência das bordas no cômputo da FFT. Existem diversos tipos de funções de janelamento e cada uma possui suas particularidades como: precisão em magnitude, precisão em frequência, análise de transientes e etc.

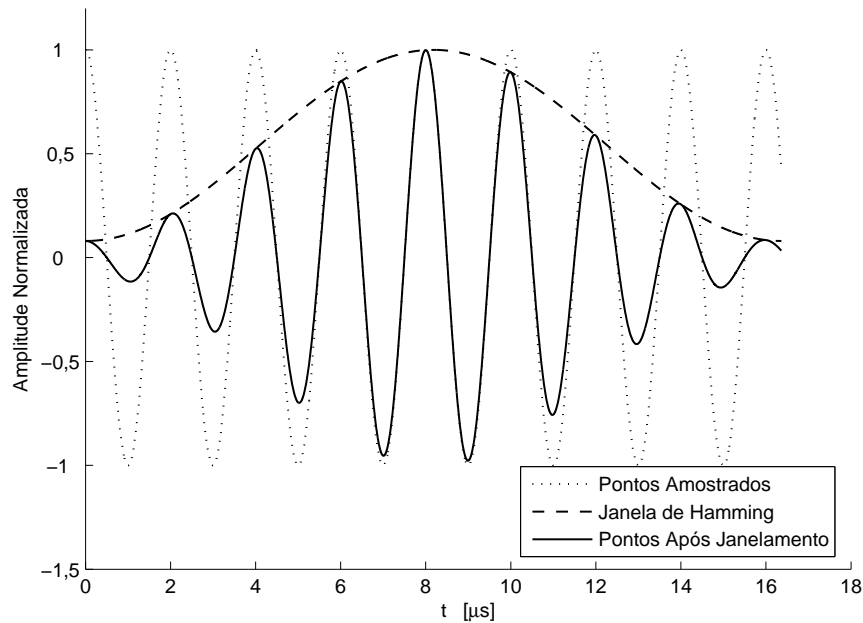


Figura B.2 – Exemplo de Janelamento de Pontos Pela Função de Hamming

Para a análise do efeito do janelamento é realizada uma simulação da aplicação de diversos tipos de janelamentos em pontos no domínio do tempo gerados por uma função cossenooidal de amplitude unitária, considerando a mesma faixa de frequência, tamanho de janela e frequência de amostragem do arranjo experimental utilizado na Seção 3, antes de ser aplicado o algoritmo FFT. As janelas analisadas foram as de: Hamming, Hann, Blackman-Harris e *Flat Top*, todas obtidas por funções nativas no *software* Matlab[®]. A que melhor apresentou precisão em magnitude foi a *Flat Top*, que apresentou um erro máximo de 0,017dB, ou seja, de 0,25%, mesmo quando adicionando variações na frequência na função cossenooidal de teste.

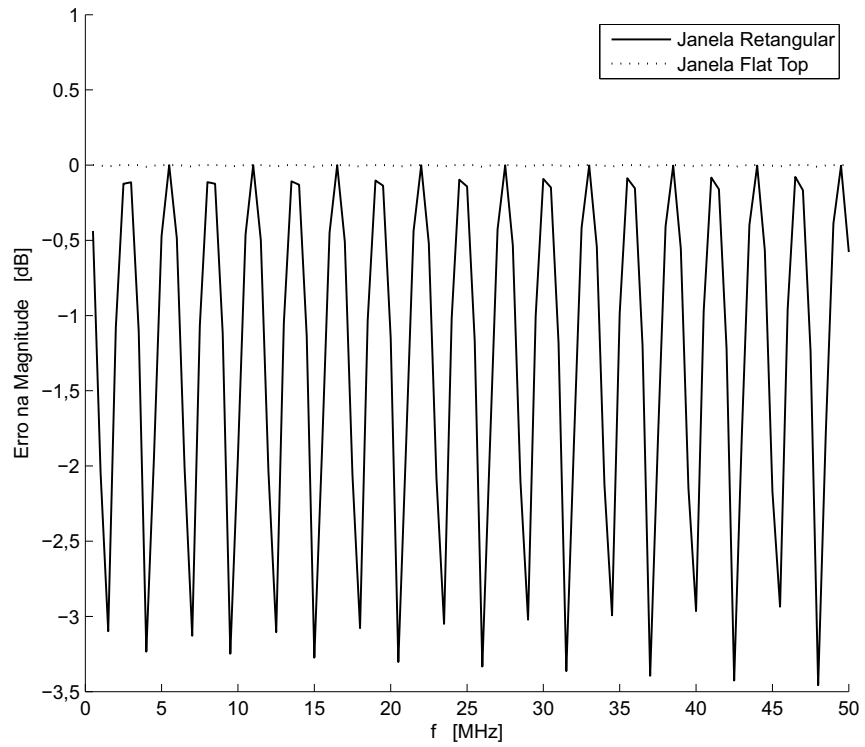


Figura B.3 – Erro na Magnitude Espectral devido ao Tipo de Janelamento

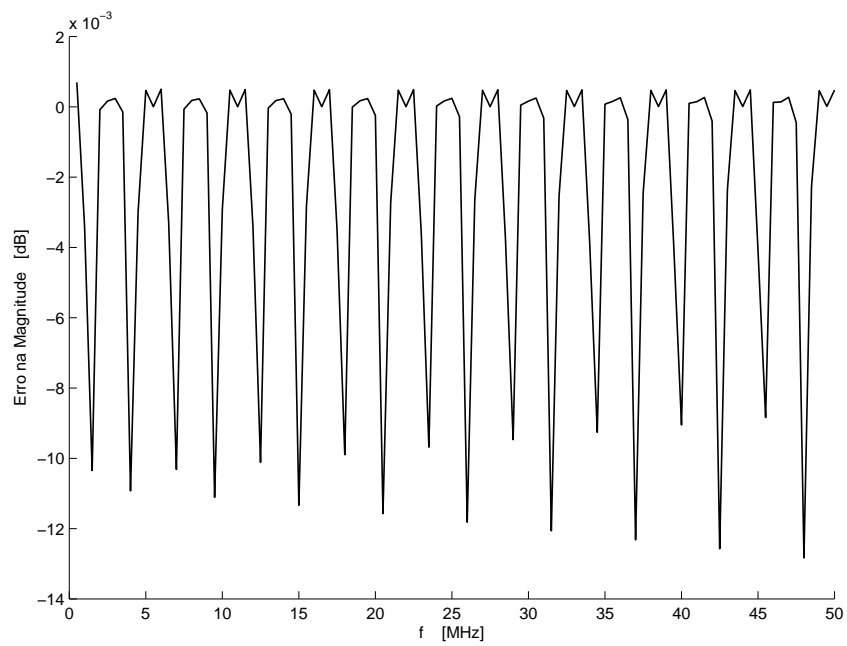


Figura B.4 – Erro na Magnitude Espectral devido ao Janelamento Flat Top

Apêndice C – *Scripts* Matlab®

C.1 Algoritmo que gera a Matriz Markoviana de Múltiplos Estados do RINP

```

clear all; format short

% Parâmetros estatísticos obtidos em um canal residencial brasileiro (BRA)
ProbOcorrencia = [ .8006 .0954 .0421 .0610 .0009];
ProbPermanencia = [0.9965 0.9263 0.4387    0.4846    0.1605];
nU = 3;      % Número de estados sem distúrbio...
nG = 2;      % ... e com distúrbio
PiU = ProbOcorrencia(1) + ProbOcorrencia(2) + ProbOcorrencia(3)
PiG = ProbOcorrencia(4) + ProbOcorrencia(5)
PiU = .938; % Arredondamentos das probabilidades de ocorrência ...
PiG = .062; % ... de estado com e sem distúrbio

% Vetor de Probabilidades Estacionárias
syms m
VetPi = [ .80 (.138-m) m .061 .001]; % Canal BRA
%VetPi = [ .7 (.29-m) m .008 .002]; % Arbitrado pelo Projeto OPERA

% Elementos de probabilidade de permanência no estado
u11 = .9965; u22 = .9263; u33 = .4387; g11 = .4846; g22 = .1605; % Can. BRA
%u11 = .99995; u22 = .9995; u33 = .99; g11 = .9; g22 = .1; % Proj. OPERA

% Calcula os KGi's e Elementos de Transição da Matriz G
syms K
KG1 = VetPi(4)*K;
KG2 = VetPi(5)*K;
g31 = (1-g11)*KG1;
g32 = (1-g22)*KG2;

% Sendo unitário o somatório dos elementos das ...
% ... últimas linhas das matrizes U e G
K = double(solve(g31+g32-1))

```

```

% Calcula os KUi's e Elementos de Transição da Matriz U
KU1 = VetPi(1)*K; KU2 = VetPi(2)*K; KU3 = VetPi(3)*K;
u41 = (1-u11)*KU1; u42 = (1-u22)*KU2; u43 = (1-u33)*KU3;

% Determina m e o vetor VetPi
m = double(solve(u41+u42+u43-1))
VetPi = [ double(VetPi(1)) subs(VetPi(2),m) subs(VetPi(3),m) double(VetPi(4))
double(VetPi(5))];

% Recalcula os KUi's, KGi's e Elementos de Transição
KU1 = VetPi(1)*K; KU2 = VetPi(2)*K; KU3 = VetPi(3)*K;
KG1 = VetPi(4)*K; KG2 = VetPi(5)*K;
u41 = (1-u11)*KU1; u42 = (1-u22)*KU2; u43 = (1-u33)*KU3;
g31 = (1-g11)*KG1; g32 = (1-g22)*KG2;

% Gera as Matrizes U (sem) e G (com distúrbio)
U = [ u11 0 0 1-u11; 0 u22 0 1-u22; 0 0 u33 1-u33; u41 u42 u43 0];
G = [ g11 0 1-g11; 0 g22 1-g22; g31 g32 0];

% As Quatro Sub Matrizes: PU, PG, PUG e PGU.
PU = U(1:3,1:3);
PG = G(1:2,1:2);
PUG = [ U(1,4)*G(3,1) U(1,4)*G(3,2); U(2,4)*G(3,1) U(2,4)*G(3,2);
        U(3,4)*G(3,1) U(3,4)*G(3,2)];
PGU = [ G(1,3)*U(4,1) G(1,3)*U(4,2) G(1,3)*U(4,3);
        G(2,3)*U(4,1) G(2,3)*U(4,2) G(2,3)*U(4,3)];

% A matriz final P e o Vetor de estados estacionários
P = [ PU PUG; PGU PG]
VetPi

% Verifica a consistência da Matriz P
DeveSerIgualAUM = sum(VetPi)
DeveConvergirAoVetorPi = [ 0 0 0 0 1 ]*(P^1000000)

```

C.2 Algoritmo que gera as Matrizes Markovianas do Ruído em Rajada

```

clc; clear all; format long

```

```

% Parâmetros estatísticos obtidos em uma TUG de...
% ...um canal residencial brasileiro (BRA)

```

```

% Matriz de ocorrência de rajada

t_aI = 10e-6;           % Resolução de tempo
t_I1 = 1.7;            % Intervalo médio entre rajadas [s]
p_I11 = 1-t_aI/t_I1;   % Prob de permanência no estado sem rajada
t_I2 = 65e-6;         % Duração média das rajadas [s]
p_I22 = 1-t_aI/t_I2;   % Prob de permanência no estado com rajada

P_I = [ p_I11 1-p_I11; 1-p_I22 p_I22 ]
VetPi_I = [ P_I(2,1)/(P_I(1,2)+P_I(2,1)) P_I(1,2)/(P_I(1,2)+P_I(2,1))]

% Matriz de ocorrência de ruído

t_aII = 1e-6;          % Resolução de tempo
t_II1 = 4e-6;          % Intervalo médio entre ruídos [s]
p_II11 = 1-t_aII/t_II1; % Prob de permanência no estado sem ruído
t_II2 = 2e-6;          % Duração média dos ruídos [s]
p_II22 = 1-t_aII/t_II2; % Prob de permanência no estado com ruído

P_II = [ p_II11 1-p_II11; 1-p_II22 p_II22 ]
VetPi_II = [ P_II(2,1)/(P_II(1,2)+P_II(2,1)

```

C.3 Comparação entre os Modelos de Filtros Utilizados

```

% Testa o desempenho computacional do filtro por "convolução" e pela ...
% função "fftfilt" do Matlab no período de um símbolo.

% Parâmetros de projeto
ClockMicro = 16.777e6; % Hz
fportadora = 132500; % Hz
Tciclo = 1/fportadora;
Trc = 1/ClockMicro; % Resolução de Tempo de Captura
CicloPorSimb = 110;
tSimb = 0:Trc:CicloPorSimb*Tciclo;
x = sin(2*pi*(132.5e3).*tSimb); % Gera o sinal de entrada
N = 100; % Repetições de filtragem

% Filtro do receptor
R = 47; L = 1000e-6; C = (1.0 + .22 + .22)*1e-9; % Ohm, Henry % Farad
fres = 1/(2*pi*sqrt(L*C));

```



```

f = 0:ClockMicro/100000:ClockMicro;
H = R./(R + 1i*(2*pi.*f*L - 1./(2*pi.*f*C))); % Resposta em Frequência
H = H.^3; % 3ª ordem
h = ifft(H)*2; h_shift = fftshift(h);

% Plota resultados do filtro modelado
figure; subplot(3,1,1);
plot(f*1e-3, (abs(H))); xlim([0 200]); ylim([-0.1 1.1]); ylabel('|H(f)|');
subplot(3,1,2);
plot((abs(h))); xlim([0 10e4]); ylim([-1e-4 1e-3]); ylabel('|h(t)|');
subplot(3,1,3);
plot((abs(h_shift))); xlim([0 10e4]); ylim([-1e-4 1e-3]);
ylabel('|h(t)_{transladado}|');

tic % Testa por fftfilt
for n=1:N
    y_fftfilt = real(fftfilt((h),x));
end
T_fftfilt = toc/N % Extrai a média de tempo
tic % Testa por convolução
for n=1:N
    y_conv = real(conv(x,h_shift,'same'));
end
T_conv = toc/N % Extrai a média de tempo

figure; subplot(3,1,1); % plota Sinais
plot( tSimb*1e3, x); ylim([-1.1 1.1]); ylabel('x(t)');
subplot(3,1,2);
plot( tSimb*1e3, y_fftfilt); ylim([-1.1 1.1]); ylabel('y_{fftfilt}(t)');
subplot(3,1,3);
plot( tSimb*1e3, y_conv); ylim([-1.1 1.1]); ylabel('x_{conv}(t)');
xlabel('t [ms]');

```

C.4 Simulação do Detector FSK Simplificado

```

% Sistema de Comunicação PLC por detecção FSK Simplificada (1200 bps)

clc
clear all
close all

% Parâmetros Gerais da Simulação
MinEbN0 = 0;
MaxEbN0 = 15;

```

```

PassoEbN0 = 1e3;
Nbytes = 1;
ClockMicro = 16.777e6;    \% Hz
BaudRate = 1200;         \% bps

fprintf('Inicio da Simulação FSK Simplificado.\n');

% Gera parâmetros de tempo/frequência
Trc = 1/ClockMicro; % Tempo de Resolução da Captura (período de amostragem)
fSimb0 = 133100;
Tciclo0 = 1/fSimb0;
fSimb1 = 131900;
Tciclo1 = 1/fSimb1;
CicloPorSimb0 = 111;
CicloPorSimb1 = 110;
tSimb0 = 0:Trc:CicloPorSimb0*Tciclo0;
tSimb1 = 0:Trc:CicloPorSimb1*Tciclo1;

%-----
% Modela os Filtros RLCs do Sistema
f = 0:ClockMicro/100000:ClockMicro;
% Filtro após PWM
R = 47;    % ohm
L = 1000e-6; % uH
C = (1+.22+.22)*1e-9; % nF
fresPWM = 1/(2*pi*sqrt(L*C));
Hp = R./(R + i*(2*pi.*f*L - 1./(2*pi.*f*C))); % Resposta em Frequencia
hp = ifft(Hp)*2; % Resposta Impulsiva

% Filtro após amplificador classe AB
R = 4.7;    % ohm
L = 15e-6;    % uH
C = 100e-9;    % nF
fresAB = 1/(2*pi*sqrt(L*C));
Hab = R./(R + i*(2*pi.*f*L - 1./(2*pi.*f*C))); % Resposta em Frequencia
hab = ifft(Hab)*2; % Resposta Impulsiva

% Filtro do receptor de 3ª ordem
R = 47;    % ohm
L = 1000e-6; % uH
C = (1.0 + .22 + .22)*1e-9; % nF
fres = 1/(2*pi*sqrt(L*C));
H = R./(R + i*(2*pi.*f*L - 1./(2*pi.*f*C))); % Resposta em Frequencia
H = H.^3;
h = ifft(H)*2; % Resposta Impulsiva

```

```

% Transmissor
%-----

% Gera o Vetor de Cada Símbolo
SinalSimb0 = square(2*pi*fSimb0*tSimb0);
SinalSimb1 = square(2*pi*fSimb1*tSimb1);

VetorErrosAcumulados = zeros( 1, (MaxEbNO-MinEbNO)/PassoEbNO + 1);
VetorErrosSincronismo = zeros( 1, (MaxEbNO-MinEbNO)/PassoEbNO + 1);
for IndiceByte = 1:Nbytes

    % Geração do Byte de Dados
    TxDados = randi([0 1],1,8);

    % Gera o Vetor de Sinal de Onda Quadrada (PWM do Micro)
    n = 1;
    SinalTx = [SinalSimb1];
    SinalTx = [SinalTx SinalSimb0]; % Start Bit
    for n=1:8
        if(TxDados(n))
            SinalTx = [SinalTx SinalSimb1];
        else
            SinalTx = [SinalTx SinalSimb0];
        end
    end
    SinalTx = [SinalTx SinalSimb1]; % Stop Bit
    SinalTx = [SinalTx SinalSimb0]; % Provável Próximo Start Bit

    % O sinal PWM (quadrado) passa pelo 1º filtro RLC
    SinalTx = real(fftfilt(hp,SinalTx));

    % O sinal amplificado passa pelo 2º filtro RLC
    SinalTx = real(fftfilt(hab,SinalTx));

    % O sinal sofre atenuação devido a baixa impedância da rede
    SinalTx = (1/5)*SinalTx;

    % CANAL
    %-----

    % Atenua o sinal em -7dB = 1/2.239
    SinalTx = SinalTx / 2.239;

    %fprintf('Entrou no Laço BER.\n');
    VetorErros = []; IndiceEbNO = 0;

```

```

for EbNO = MinEbNO:PassoEbNO:MaxEbNO
    IndiceEbNO = IndiceEbNO+1;

    % Adiciona Ruído Awgn do Canal
    % SNR como argumento, NECESSITA DE CONVERSÃO
    SinalRx = awgn(SinalTx,EbNO-38.44,'measured'); % -35dB

    % RECEPTOR
    %-----
    % O sinal passa pelo filtro RLC do receptor
    SinalRx = real(fftfilt(h,SinalRx));

    %fprintf('Realizando a Comparação.\n');
    SinalRx = (sign(SinalRx)+1)/2;

    Nivel = SinalRx(1);
    VetorCiclosCaptura = [];
    while n < length(SinalRx)
        NTrc = 0;
        while (SinalRx(n) == Nivel) && (n < length(SinalRx))
            NTrc = NTrc + 1;
            n = n + 1;
        end
        Nivel = SinalRx(n);
        while (SinalRx(n) == Nivel) && (n < length(SinalRx))
            NTrc = NTrc + 1;
            n = n + 1;
        end
        Nivel = SinalRx(n);
        VetorCiclosCaptura = [VetorCiclosCaptura NTrc];
    end

    %fprintf('Filtra por soma móvel.\n');
    TamJanela = 32;
    VetorCapturaFiltrado = [];
    for n = 1:(length(VetorCiclosCaptura)-TamJanela)
        VetorCapturaFiltrado = [VetorCapturaFiltrado
sum(VetorCiclosCaptura(n:n+TamJanela-1))];
    end

    %fprintf('Realiza a decisão no tempo para cada captura do comparador.\n');
    PinoSaida = [];
    for n = 1:length(VetorCapturaFiltrado)
        if (VetorCapturaFiltrado(n) >= 4052)
            PinoSaida = [PinoSaida ones(1,VetorCiclosCaptura(n+16))];
        end
    end
end

```

```

        else
            PinoSaida = [PinoSaida zeros(1,VetorCiclosCaptura(n+16))];
        end
    end

    %fprintf('Reamostra em 16xBaud Rate Clock e Detecta Bit de Início.\n');
    SciAmostragem = PinoSaida(1:round(ClockMicro/(16*BaudRate)):
length(PinoSaida));
    tamSciAmostragem = length(SciAmostragem);
    for n = 1: round(2*tamSciAmostragem/14)
        if SciAmostragem(n) & SciAmostragem(n+1) & SciAmostragem(n+2)
& (SciAmostragem(n+3) == 0)
            % Detectou um Provável começo de Bit de Início
            nAltos = SciAmostragem(n+5) + SciAmostragem(n+7)
+ SciAmostragem(n+9);
            if nAltos < 2
                % Confirmado Bit de Início
                IniStartBit = n;
                break
            end
        end
    end

    Erros = 0;
    if n >= round(2*tamSciAmostragem/14)
        %fprintf(' Falha na Captura do Bit de Início!\n');
        VetorErrosSincronismo(IndiceEbN0) =
VetorErrosSincronismo(IndiceEbN0) + 1;
    else
        %fprintf('Detecta os Bits de Dados e o Bit de Parada.\n');
        RxDados = [];
        for n = IniStartBit+16:16:tamSciAmostragem-15
            nAltos = SciAmostragem(n+8) + SciAmostragem(n+9)
+ SciAmostragem(n+10);
            if nAltos >= 2
                RxDados = [RxDados 1];
            else
                RxDados = [RxDados 0];
            end
        end
        if (RxDados(9)==0)
            %fprintf(' Falha na Captura do Bit de Parada!\n');
            VetorErrosSincronismo(IndiceEbN0) =
VetorErrosSincronismo(IndiceEbN0) + 1;
        else

```

```
        Erros = biterr(TxDados,RxDados(1:8));
    end
end
VetorErros = [VetorErros Erros];
end
VetorErrosAcumulados = VetorErrosAcumulados + VetorErros;
end

% Extrai Taxas de Erro da Simulação
VetorErroSinc = VetorErrosSincronismo/Nbytes
VetorBER = VetorErrosAcumulados./(8*(Nbytes-VetorErrosSincronismo))
% Extrai Taxas de Erro Analítico
EbNO = MinEbNO:PassoEbNO:MaxEbNO;
BER_NaoCoerenteAnalico = 0.5*exp(-10.^(EbNO./10)./2);

% Plota Gráfico de Taxa de Erro de Bit
figure;
semilogy(EbNO, VetorBER, EbNO, VetorErroSinc, EbNO, BER_NaoCoerenteAnalico);
xlim([MinEbNO MaxEbNO]); ylim([1E-7 2]); grid on
ylabel('Taxa de Erro'); xlabel('Eb/NO [dB]');
legend('BER','Erro Sincronismo', 'BER Analítico', 'Location', 'NorthEast')

save BER_Eb_NO_1200bps
fprintf('Fim da Simulação.\n');
```

Apêndice D – Máscaras de confecção das Placas dos Circuitos

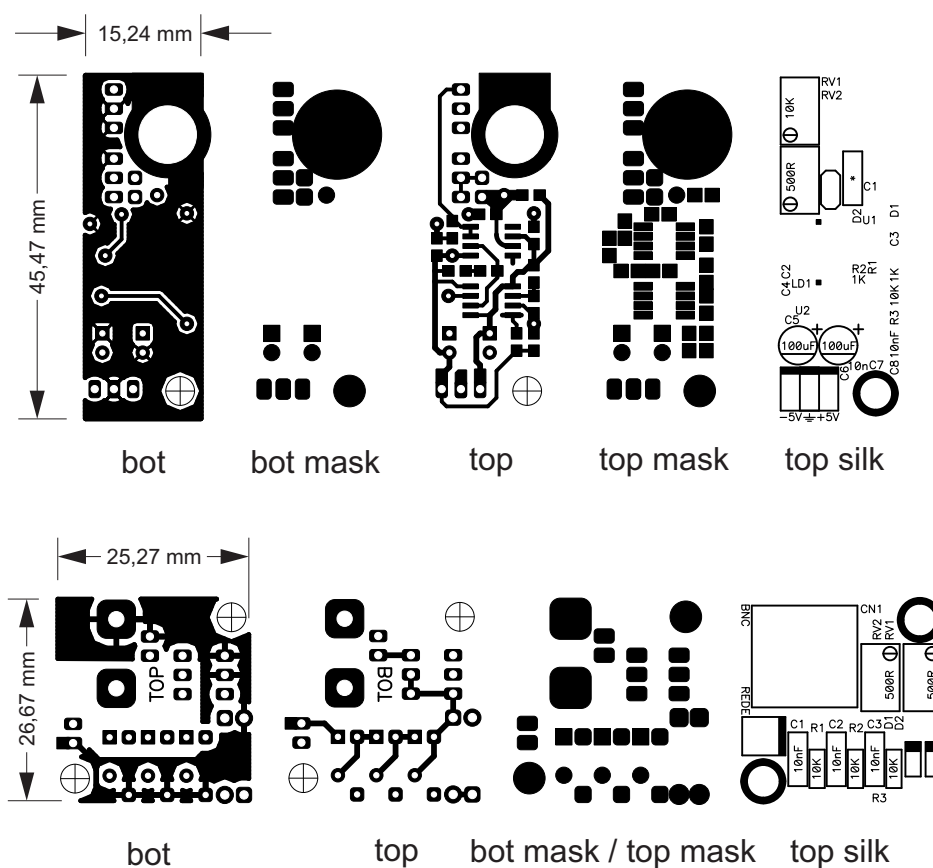


Figura D.1 – Máscaras para a confecção das placas de circuito impresso do gerador de pulso e do circuito de acoplamento respectivamente