

Metodologia e Recursos para Caracterização do Canal de Comunicação em Redes de Distribuição de Energia Elétrica de Baixa Tensão

Richard Brandão Nogueira Vital & Dayan Adionel Guimarães

Abstract—In this article we present a study on the methodology, and suggest the resources for the characterization of the low-voltage powerline communication (PLC) channel. Besides a theoretical background on the PLC channel and its main characteristics, we also present measurement results from a specific indoor channel. These measurements include frequency response, impulse response, group delay, coherence bandwidth, time dispersion and frequency-time noise behavior. We also discuss about a methodology for the statistical characterization of such measurements.

Index Terms—Channel characterization, Powerline Communications, PLC.

Resumo—Neste artigo apresenta-se um estudo sobre a metodologia e os recursos necessários à caracterização do canal de comunicação em linhas de distribuição de energia elétrica de baixa tensão. Além de uma breve revisão teórica sobre este canal e sobre suas principais características, apresenta-se uma análise de um canal específico para o qual são fornecidos resultados de medidas de resposta em frequência, resposta ao impulso, atraso de grupo, banda de coerência, dispersão temporal e comportamento ruidoso nos domínios do tempo e da frequência. Discorre-se ainda sobre como medidas similares a estas podem ser analisadas estatisticamente.

Palavras chave—Caracterização de canal, Sistemas PLC.

I. INTRODUÇÃO

A utilização da rede de distribuição de energia elétrica para transmissão de dados a taxas elevadas tem ganhado interesse da comunidade científica, principalmente devido a algumas de suas características, a saber:

- *baixo custo de implantação*, por utilizar uma infraestrutura já existente;
- *grande penetração*, visto que em grande parte do mundo os potenciais consumidores possuem acesso aos serviços de distribuição de energia elétrica;
- *facilidade de instalação*, pois a conexão dos equipamentos é feita em locais de fácil acesso (tomadas, quadros de medição e distribuição, etc) e, ao se efetuar algumas configurações, o sistema estará apto a funcionar;
- *flexibilidade*, permitindo a comunicação através de diversos pontos de acesso e a real possibilidade de operar sob uma gama variada de soluções numa mesma planta.

Na definição clássica, a rede elétrica é dividida em três classes de acordo com o nível de tensão presente em cada

uma: alta, média e baixa tensão. A rede de distribuição de *alta-tensão* foi a primeira a ser utilizada para fins de comunicação, com serviços chamados OPLAT (Onda Portadora em Linha de Alta Tensão), que se iniciaram na década de 30 pelas empresas concessionárias de energia elétrica e permitiam aplicações limitadas [3]. O desenvolvimento de novas soluções possibilitou a ampliação de serviços como a medição da qualidade das linhas de distribuição e do consumo de energia dos usuários e a manutenção e controle remoto dos elementos de rede. Essa rede compreende as linhas de distribuição com tensões entre 110 kV e 380 kV e possui comprimento de até 6.000 km [6]. Devido aos grandes comprimentos das linhas e fenômenos de interferência, a transmissão de dados é realizada a baixas taxas.

A utilização das linhas de distribuição de *média-tensão*, que compreendem níveis entre 10 kV e 30 kV, contempla aplicações como a comunicação em zonas rurais e em plantas industriais, mas sua utilização e o desenvolvimento de novas soluções são limitados por fatores comerciais. Geralmente, essas linhas apresentam comprimento entre 5 e 25 km [6].

Já a utilização das linhas de *baixa-tensão* apresenta-se como uma promissora opção tanto no aspecto da capacidade de penetração dos serviços quanto em questões comerciais, com possibilidade de transmissão de dados a elevadas taxas, da ordem de centenas de Mbps, com qualidade satisfatória e a custos competitivos em relação a outras tecnologias existentes [3]. O nível de tensão dessas redes se encontra entre 127 e 400 V. A infra-estrutura de baixa tensão é utilizada principalmente em redes locais, onde as distâncias são inferiores a 1 km.

A. A comunicação no canal PLC

Como mencionado, a tecnologia PLC consiste na transmissão de dados sobre a infra-estrutura de distribuição de energia elétrica, geralmente na faixa entre 1 MHz e 30 MHz. Essa limitação de banda é decorrente das características do canal, uma vez que o mesmo impõe elevadas perdas fora dessa faixa, inviabilizando a comunicação em alta velocidade. Dessa forma, verifica-se que a faixa de frequências disponíveis para a transmissão do sinal está diretamente relacionada com o comportamento do canal de comunicação. Essa característica retrata a grande relevância de se conhecer o comportamento do canal para auxiliar o desenvolvimento de eficientes sistemas de comunicação.

Estudos recentes tem demonstrado o grande potencial decorrente da transmissão de sinais com banda larga em redes pessoais (PAN - *Personal Area Network*) [1]. Tal tecnologia

também é citada na literatura como *In-Home PLC*. A utilização dessa tecnologia tem sido pesquisada em diversos países, principalmente na Europa, onde os resultados tem se mostrado promissores.

Este trabalho concentra-se nos canais para transmissão de dados banda larga em redes de distribuição de baixa voltagem, tecnologia também conhecida como BPL (*Broadband over Powerline*). Neste cenário observa-se a possibilidade de implementação de serviços como [1][6][7]:

- Acesso em banda larga à Internet;
- Vídeo sob demanda;
- Telemedicina;
- Aplicações de TV e Rádio Digital;
- Telefonia IP (*Internet Protocol*);
- Serviços de monitoração e segurança;
- Automação residencial, comercial e industrial;
- Monitoramento de processos produtivos *on-line*;

A Figura 1 ilustra uma configuração típica da comunicação PLC em uma rede doméstica de baixa tensão.

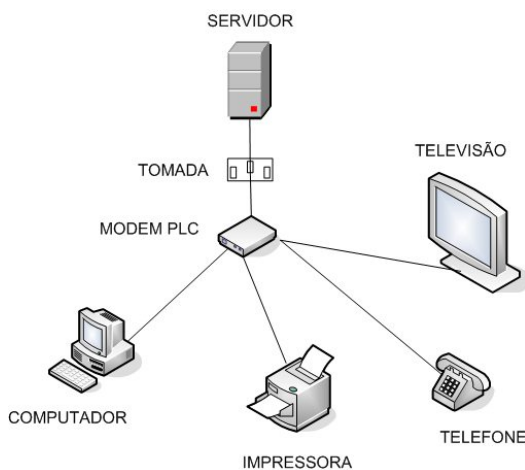


Fig. 1. Comunicação PLC em ambientes domésticos

B. Obstáculos decorrentes da infra-estrutura

Existem grandes desafios que precisam ser superados para proporcionar a comunicação em elevadas taxas em um canal PLC, dentre as quais podendo-se destacar: perda ôhmica no cabeamento, reflexões nas terminações (tomadas, emendas, etc.) e o comportamento reativo de alguns equipamentos, tais como medidores de consumo de energia e transformadores.

A qualidade do cabeamento da rede pode provocar uma acentuada atenuação do nível do sinal transmitido, podendo limitar a distância entre transmissores e receptores. Para ultrapassar esse obstáculo poder-se-ia *aumentar a potência transmitida*, o que não seria uma boa solução por aumentar o consumo do equipamento e provocar interferências em outros equipamentos e sinais transmitidos. Poder-se-ia também *aumentar a sensibilidade dos receptores*, o que muitas vezes não é possível pela limitação dos circuitos e componentes disponíveis. Portanto, torna-se necessário garantir uma qualidade mínima do cabeamento para facilitar a comunicação.

As terminações existentes na rede podem comprometer severamente a transmissão dos dados, por serem fontes de descasamento de impedância e conseqüente geração de reflexões que produzem múltiplos percursos de propagação. Para isso torna-se cada vez mais necessário o desenvolvimento de técnicas que reduzam os efeitos provocados por estes múltiplos percursos. A maioria das soluções encontradas é baseada na combinação de técnicas de modulação robustas e codificação de canal.

Medidores de consumo de energia elétrica e transformadores impedem o tráfego de informações de alta velocidade pela geração de perdas provocadas principalmente pela geração de correntes de Foucault [1]. Foi então necessário o desenvolvimento de circuitos acopladores que viabilizam a utilização do canal PLC para obtenção de taxas expressivas.

C. Equipamentos de uma rede PLC em baixa tensão

Um equipamento chamado mestre ou TE (*Transformer Equipment*) é responsável pela troca de informações entre a rede local e o *backbone* de acesso à Internet. Este equipamento é responsável por disponibilizar o sinal na rede elétrica. O controle de acesso à rede e a autenticação do usuário são feitos pelo mesmo, evitando o acesso e uso não autorizado dos recursos. Geralmente o equipamento mestre é instalado junto ao transformador, possibilitando a comunicação de dados em alta velocidade entre o *backbone* e a rede PLC local.

Junto ao medidor de consumo de energia elétrica se faz necessária a instalação de um equipamento denominado repetidor BT (Baixa-Tensão) ou IE (*Intermediate equipment*), que tem como função principal receber os sinais PLC gerados no(s) modem(s), efetuando o desvio do medidor e reinjetando-os na rede de baixa tensão.

Caso a distância entre medidores e transformadores seja grande, tipicamente maior que 300 m, faz-se necessária a inserção de outro repetidor com a função de aumentar a potência do sinal. A inserção desse elemento é responsável pela expansão da cobertura do sistema.

O modem PLC é o dispositivo que permite ao usuário transmitir ou receber dados através da rede. Esse dispositivo é conectado a uma tomada do ambiente e possui interfaces padrões de mercado como Ethernet e USB. O modem proporcionará a conexão de diversos tipos de aparelhos à rede, tais como telefones IP, TVs, computadores e periféricos.

D. O estado da arte da tecnologia PLC no Brasil e no mundo

A utilização da tecnologia PLC tem sido estudada e testada em diversas partes do mundo, principalmente nos Estados Unidos e Europa, onde diversas empresas se uniram a fim de padronizar algumas características dos serviços comercializados. Como exemplo, a *HomePlug Powerline Alliance* é um grupo formado por 65 empresas, fundado em 2000, responsável pela definição de diversos padrões existentes no mercado, como [8]:

- *HomePlug 1.0*, que define o método de acesso ao meio e as especificações da camada física, preocupando-se com a robustez da transmissão de dados para compensar as adversidades do canal;

- *HomePlug AV*, responsável pela especificação de serviços de TV de alta definição (HDTV - *High Definition Television*) e Voz sobre IP (VoIP - *Voice over Internet Protocol*);
- *HomePlug BPL*, que especifica as conexões entre empresas e consumidores;
- *HomePlug CC*, que padroniza os serviços de controle e comando do sistema PLC.

Um projeto que merece destaque é o OPERA (*Open PLC European Research Alliance*) [9], que visa melhorar os sistemas já inseridos no mercado, desenvolver novas opções de serviço e, ainda, cooperar para a criação de padrões técnicos internacionais.

No Brasil, as condições para o uso de radiofrequências por sistemas de banda larga por meio de redes de energia elétrica foram aprovadas em 8 de abril de 2009, por meio da Resolução 527 da ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) [10]. Esta resolução define a faixa de 1,705 MHz a 50 MHz para operação dos equipamentos BPL em caráter secundário, ou seja, os mesmos são tratados como equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita e não podem provocar interferências que prejudiquem os serviços prioritários nessa faixa. A Tabela I mostra os limites de radiações indesejadas causadas por sistemas BPL operando em redes de distribuição de energia elétrica de baixa tensão.

TABELA I

LIMITES DE RADIAÇÕES INDESEJADAS CAUSADAS POR SISTEMAS BPL DE BAIXA TENSÃO

Frequências, MHz	Intensidade de campo, V/m	Distância, m
1,705 - 30	30	30
30 - 50	100	3

Antecipando-se à publicação da Resolução 527, alguns grupos de pesquisas foram criados, grupos estes principalmente ligados à APTEL (Associação de Empresas Proprietárias de Infra-Estrutura e Sistemas Privados de Telecomunicações). As pesquisas geraram alguns projetos pilotos que estão em fase de teste e avaliação técnica e econômica. O primeiro teste utilizando a tecnologia BPL no país foi realizado em 2001 pela COPEL (Companhia Paranaense de Eletricidade) na cidade de Curitiba, onde 50 casas tiveram acesso ao serviço [3]. Em 2003 a LIGHT, concessionária de distribuição de energia elétrica fluminense, fez as suas primeiras demonstrações de acesso via rede elétrica em prédios comerciais, residenciais e escolas públicas, através de uma parceria com o governo estadual. Nesta mesma época, empresas como Cemig, Eletropaulo, Cemar e Celg também demonstraram interesse na utilização da tecnologia.

O projeto de maior repercussão na mídia brasileira foi realizado em 2004 na cidade maranhense de Barreirinhas, localizada a 240 km da capital do estado [3]. A escolha dessa cidade para receber o projeto piloto foi baseada nas características sociais locais e em políticas governamentais de "Inclusão Digital", uma vez que no local existiam poucas opções de serviços de telecomunicações. A cidade apresenta um dos piores índices de desenvolvimento humano do país, mas tem forte potencial turístico. Na segunda etapa desse projeto, coordenado pela APTEL, 14 pontos de acesso foram

implantados em locais estratégicos da cidade para prover acesso de banda larga à Internet.

Em 2006 outro projeto de grande relevância foi implementado no bairro Restinga, na cidade de Porto Alegre [3]. Nesse projeto, coordenado pela Procempa (Empresa de Tecnologia da Informação de Porto Alegre), conseguiu-se obter uma taxa de 45 Mbps em uma rede com mais de 3,5 km de raio, também objetivando promover projetos de Inclusão Social.

A partir de 2010, devido a um projeto de Inclusão Digital do governo federal, chamado "Um Computador por Aluno"(UCA), o acesso à Internet via tecnologia PLC começou a ser experimentado por alunos e professores de escolas públicas. Em Pedras/PE são 524 usuários, além de outros 416 usuários em Barreirinhas/MA e mais 536 usuários em Candiota/RS.

E. Estrutura do artigo

O restante deste artigo foi dividido em três seções. A Seção II apresenta os principais conceitos envolvidos na caracterização de um canal PLC, bem como alguns modelos de canais reais. Na Seção III encontram-se informações sobre as técnicas de extração de parâmetros, sobre os instrumentos que foram utilizados e os sobre os resultados das medidas realizadas em canais PLC específicos. Na Seção IV são ainda fornecidas informações sobre uma possível forma de realizar medidas e análises complementares de outros canais PLC. A Seção IV apresenta os comentários finais sobre o trabalho.

II. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL PLC

O conhecimento das características de um canal de comunicação é de grande relevância quando estão sendo desenvolvidos novos sistemas de comunicação, ou até mesmo na etapa de aperfeiçoamento de sistemas já existentes. Neste artigo, em vez de se apresentar análises completas sobre a caracterização de um canal PLC em linhas de distribuição de energia elétrica de baixa tensão, o propósito principal consiste em apresentar os fundamentos, propor a metodologia e sugerir os recursos suficientes para a caracterização de um canal PLC qualquer. Alguns resultados de medidas são no entanto fornecidos e interpretados, com o intuito de ilustrar a metodologia sugerida e ampliar o conhecimento do leitor acerca das principais características de um canal PLC.

A. Modelagem do canal PLC

Como mostrado em [1][4][6][11], observa-se que o canal de comunicação PLC apresenta características bastante complexas, visto que diversos fenômenos influenciam no comportamento do sinal durante sua propagação. Alguns destes fenômenos são representados por desvanecimento seletivo em frequência e pela existência de componentes de múltiplos percursos de propagação que são provenientes de reflexões nas terminações do cabeamento.

A resposta do canal está diretamente relacionada com a função de transferência dos cabos utilizados na rede. Detalhes sobre a correspondente modelagem matemática podem ser obtidos em [5][6], sendo alguns destes detalhes tratados em seguida.

A resposta ao impulso de um canal PLC está relacionada à atenuação de cada uma das L_h componentes de múltiplos percursos g_i e seus respectivos atrasos $\tau_i = i\tau$, $i = 1, \dots, L_h$, onde τ é o inverso da banda total do canal. Esta resposta ao impulso pode ser escrita na forma:

$$h(t) = \sum_{i=1}^{L_h} g_i \delta(t - \tau_i), \quad (1)$$

onde $\delta(t)$ é a função impulso ou Delta de Dirac. O modelo descrito por (1) pode ser implementado pela estrutura ilustrada na Figura 2, denominada de linha de atraso com derivações (TDL - Tapped Delay Line).

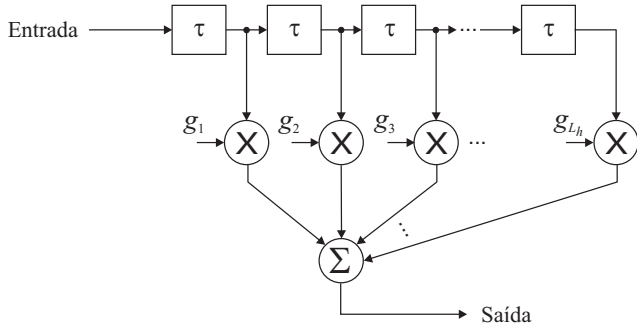


Fig. 2. Estrutura que representa um Canal PLC

Philipps mostra em [4] que o fator de atenuação g_i é uma grandeza complexa que, na forma polar, pode ser escrito como:

$$g_i = |g_i| e^{j\varphi_i}. \quad (2)$$

Substituindo este fator de atenuação em (1), tem-se

$$h(t) = \sum_{i=1}^{L_h} |g_i| e^{j\varphi_i} \delta(t - \tau_i). \quad (3)$$

Aplicando-se a Transformada de Fourier, obtém-se a resposta em frequência

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^{L_h} |g_i| e^{j\varphi_i} e^{-j\omega\tau_i}. \quad (4)$$

Substituindo a frequência angular ω e o atraso das componentes τ_i por

$$\omega = 2\pi f, \quad (5)$$

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p}, \quad (6)$$

obtém-se uma resposta em frequência dependente do número de múltiplos-percursos, L_h , da distância percorrida pelo i -ésimo percurso, d_i , da frequência do sinal, f , e da velocidade de propagação da onda eletromagnética, v_p :

$$H(f) = \sum_{i=1}^{L_h} |g_i| e^{j\varphi_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}}. \quad (7)$$

TABELA II
CARACTERÍSTICAS DE UMA REDE PLC

Componente	Amplitude	Defasagem, rad	Atraso, μs
1	0,151	0,691	0,110
2	0,047	-0,359	0,154
3	0,029	0,591	0,205
4	0,041	2,913	0,311
5	0,033	1,012	0,427

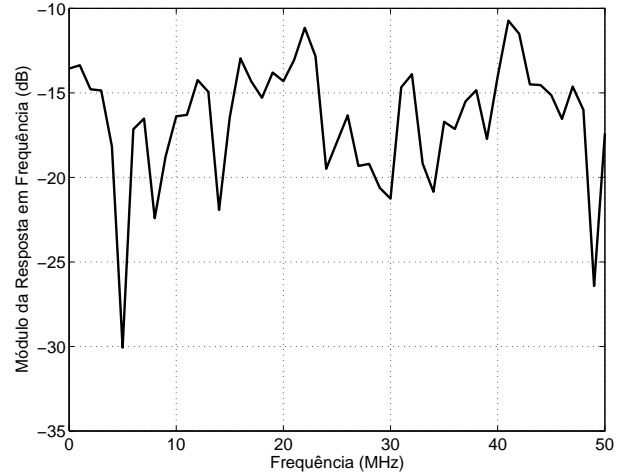


Fig. 3. Resposta em frequência de um canal PLC

A Figura 3 ilustra a resposta em frequência de uma rede PLC [4], obtida pela substituição dos valores presentes na Tabela II na equação (3).

A Figura 4 ilustra a resposta ao impulso do canal em questão. Analisando a resposta mostrada nas Figura 3 verifica-se o caracter seletivo em frequência do canal, que apresenta vales de até 30 dB próximo às frequências de 5 e 50 MHz. Além disso, da Figura 4 nota-se que o canal apresenta dispersão temporal de quase $1\mu s$, o que pode provocar severa interferência intersimbólica em transmissões a altas taxas de símbolos. Na Seção IV deste artigo são apresentadas análises numéricas sobre essas características de seletividade em frequência e dispersão temporal.

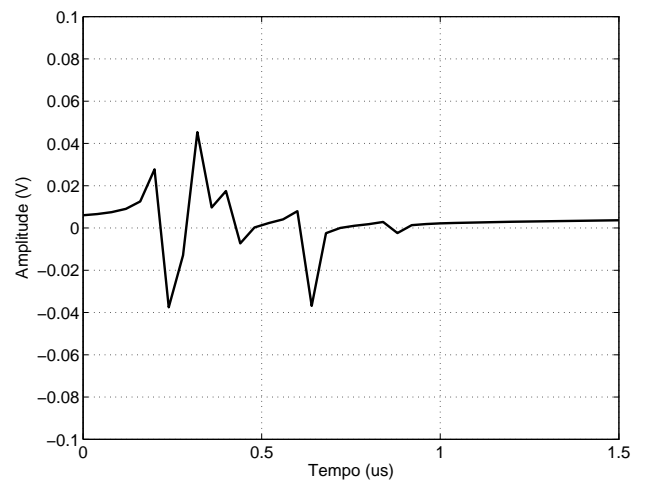


Fig. 4. Resposta ao impulso de um canal PLC

Götz, Rapp e Dostert apresentam em [1] um modelo empírico que descreve o comportamento da fase φ_i e do fator de atenuação g_i , sendo a primeira expressa por:

$$\varphi_i = -j(a_0 + a_1 f^k) d_i, \quad (8)$$

onde a_0 é o nível mínimo de atenuação, a_1 é a taxa de crescimento da atenuação proporcional à frequência e k é o expoente deste fator de atenuação. Combinando (7) e (8), a resposta em frequência (empírica) se torna dependente dos fatores de atenuação a_0 e a_1 , bem como do expoente k , cujo valor encontra-se entre 0,5 e 1 [11]. Assim,

$$H(f) = \sum_{i=1}^{L_h} |g_i| e^{(a_0 + a_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}}. \quad (9)$$

B. Modelagem do ruído

Em um canal PLC típico, o ruído introduzido corresponde à soma de sinais provenientes de diferentes fontes. O conteúdo espectral do ruído resultante varia conforme a faixa de frequências considerada, o que o diferencia do conhecido ruído branco Gaussiano aditivo (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*).

A Figura 5 mostra um modelo para o canal de comunicação em estudo, destacando as principais fontes de ruído existentes [1][6][12][13][14]. Nesse modelo, $s(t)$ representa o sinal transmitido, $n(t)$ é o somatório da contribuição de todos os tipos de ruído presentes no canal e $r(t)$ é o sinal recebido.

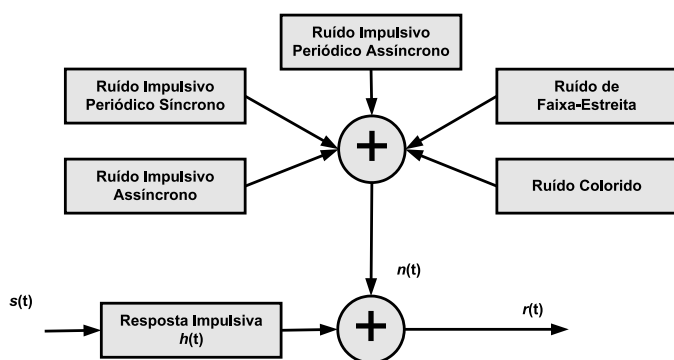


Fig. 5. Representação típica de um canal PLC

O ruído colorido pode ser gerado por diversas fontes como computadores, controladores de luminosidade de lâmpadas e secadores de cabelo. Sua principal característica é a redução da densidade espectral de potência com o aumento da frequência [6][12].

Em [5][13] é apresentado um modelo matemático aproximado que descreve a densidade espectral de potência do ruído colorido $S_{n_C}(f)$ como sendo

$$S_{n_C}(f) = N_0 + N_1 |f|^c, \quad (10)$$

onde N_0 é a parcela constante da densidade espectral de potência de ruído e N_1 representa a variação desta em função da frequência.

Em [14][15][16] é apresentada uma forma alternativa a (10), cujo modelo é baseado em uma função exponencial:

$$S_{n_C}(f) = N_0 + N_1 e^{\frac{f}{f_1}}, \quad (11)$$

onde f_1 é a frequência central do espectro do ruído, a qual está relacionada ao tipo de ambiente [12].

As principais fontes do ruído de faixa estreita são interferências de serviços de rádio na faixa de 1 a 22 MHz e interferências geradas por harmônicas da frequência de deflexão horizontal de aparelhos de televisão [2][6][12]. Um modelo matemático para esse tipo de ruído apresentado em [14][16][17] é dado por:

$$n_{BE}(t) = \sum_{d=0}^{D-1} A_d(t) \cos(2\pi f_d t + \phi_d), \quad (12)$$

onde D é o número de estações de rádio que geram interferência com amplitude modulada $A_d(t)$, frequência central f_d e fase ϕ_d .

Em [15] é apresentado outro modelo estatístico para a densidade espectral de potência do ruído colorido, baseada em uma função Gaussiana descrita por:

$$S_{n_{BE}}(f) = A_d e^{\frac{-(f-f_d)^2}{2B_k^2}}, \quad (13)$$

sendo B_k a largura de banda do ruído de faixa estreita.

O ruído impulsivo periódico síncrono apresenta taxas de repetição de múltiplos da frequência da tensão da rede de distribuição de energia elétrica (50 ou 60 Hz) e é gerado principalmente por retificadores e tiristores [2][6][12].

Circuitos que contêm fontes chaveadas geram um ruído impulsivo periódico assíncrono que ocorre em frequências na faixa de 50 a 200 kHz, ou seja, em frequências bem maiores que a da rede [2][6][12].

O ruído impulsivo assíncrono é causado por transientes gerados na rede de energia elétrica. Esse tipo de ruído pode causar efeitos indesejados em uma rede PLC, uma vez que possui amplitudes superiores às amplitudes do ruído colorido, em alguns casos atingindo valores até 50 dB acima. Adicionalmente, sua duração pode exceder o período de símbolo [11][12][13], causando erros em rajada na comunicação. Conforme [18][19][20][21][22], o ruído impulsivo assíncrono pode ser matematicamente representado por uma rajada de N impulsos:

$$n_I(t) = \sum_{i=1}^N A_D \delta\left(\frac{t - t_{I,i}}{t_L}\right), \quad (14)$$

onde A_D e t_L são as variáveis aleatórias que descrevem as variações de amplitude e de duração de uma rajada, respectivamente, e onde $t_{I,i}$ é a variável aleatória que descreve a separação temporal entre impulsos adjacentes.

Em [5] afirma-se que a maior fonte geradora do ruído impulsivo assíncrono no canal é resultante da operação de diodos retificadores controlados (SCR - *Silicon Controlled Rectifier*). O modelo utilizado em [5] é também baseado

na combinação de três variáveis aleatórias que representam as variações de amplitude, largura do trem de impulsos e intervalo entre impulsos. A variável aleatória que se refere à variação das amplitudes dos impulsos é modelada como uma distribuição Beta modificada [5], cuja função densidade de probabilidade é

$$f_A(v) = \frac{\Gamma(a+b)}{\Gamma(a)} v^2(1-v), \quad (15)$$

onde $\Gamma(\cdot)$ é o valor da função Gamma do argumento e $8 \leq v \leq 17$ mV. Neste modelo v é a largura do trem de impulsos em μ s.

A duração do trem de impulsos é descrita por uma variável aleatória modelada pela soma de duas distribuições Gaussianas com média μ_i e desvio padrão σ_i , ponderadas por fatores P_i , $i = 1, 2$ [5]:

$$f_L(v) = P_1 N(\mu_1, \sigma_1) + P_2 N(\mu_2, \sigma_2). \quad (16)$$

Na equação (16) as funções densidade de probabilidade Gaussianas são definidas por:

$$N(\mu_i, \sigma_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left[-\frac{(v - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right]. \quad (17)$$

Já a variável aleatória que modela o intervalo entre impulsos tem distribuição Gamma [5]:

$$f_I(v) = \frac{1}{\Gamma(n)} v^{n-1} e^{-v}, \quad (18)$$

onde v agora é o intervalo entre impulsos, em ms.

III. EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DO CANAL PLC

Para o conhecimento de um determinado canal de comunicação em termos de sua resposta em frequência e ruído é necessário utilizar técnicas de medição adequadas, bem como garantir o melhor acoplamento possível do sinal no canal e do canal com o instrumento de medição.

A. Técnicas de acoplamento

Um dos componentes mais críticos em um sistema PLC é a interface ou circuito de acoplamento [23]. Esse elemento é responsável pela injeção e adaptação de um sinal de alta frequência em um canal PLC, provendo isolamento entre o dispositivo de comunicação (transceptor) e a rede de energia elétrica. O circuito deve propiciar a menor perda possível para garantir a fidelidade da informação transportada no canal, garantindo ainda a operação de outros sistemas de comunicação, seguindo as normas vigentes no local de instalação do dispositivo PLC.

Os circuitos de acoplamento são classificados da seguinte forma [12]:

- *Acoplamento indutivo* - o sinal PLC é injetado ou extraído da rede de distribuição através de um transformador com núcleo de ferrite, que facilita a indução de sinais de alta frequência [23][24];

- *Acoplamento capacitivo* - consiste na ligação de um capacitor entre a rede de energia e um transformador de rádio-frequência. Esse capacitor restringe o fluxo do sinal proveniente da rede de distribuição de energia elétrica para o equipamento PLC, mas não consegue eliminar as interferências de alta frequência no sentido inverso [24];
- *Acoplamento condutivo* - utiliza filtros de supressão de interferência conduzida. Os filtros são geralmente compostos por capacitores e indutores;
- *Acoplamento por irradiação de campo eletromagnético* - neste tipo de acoplamento, a principal técnica de redução de interferência é a blindagem eletromagnética, que pode ser uma blindagem eletrostática ou magnetostática. A blindagem eletrostática utiliza materiais bons condutores para isolar uma região e evitar a interferência de um campo elétrico estático ou de baixa frequência. No caso da blindagem magnetostática, a região é isolada dos campos magnetostáticos através de estruturas com materiais ferromagnéticos de alta permeabilidade.

Para definir-se qual circuito de acoplamento é o mais adequado, deve-se analisar que característica terá maior impacto no funcionamento do sistema PLC ou nas medidas no canal. Em [23] considera-se o circuito de acoplamento mostrado na Figura 6 para medições de sinais PLC de banda larga e baixa tensão. Como o objetivo principal desse trabalho é justamente a caracterização de um canal PLC de baixa voltagem para serviços de banda larga, tal circuito foi adotado como referência.

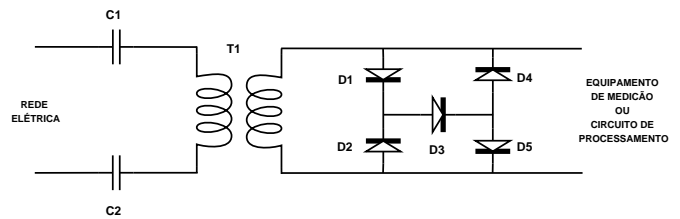


Fig. 6. Circuito de acoplamento para sinais PLC de banda larga

No circuito adotado, os capacitores e o transformador de RF atuam como um filtro passa-altas e os diodos protegem o equipamento de extração de parâmetros, limitando o valor máximo de tensão na sua entrada [23].

B. Técnicas de extração de parâmetros

Para obter a resposta em frequência de um canal PLC torna-se necessário inserir no mesmo um sinal piloto com comportamento conhecido e medir a atenuação do sinal ao se propagar pelo canal em cada frequência de interesse. A injeção ou extração do sinal no canal é realizada através dos circuitos de acoplamento. Um equipamento capaz de gerar um sinal piloto e monitorar as alterações que o mesmo sofre quando propaga-se pelo canal é o analisador de redes vetorial (VNA - *Vector Network Analyser*), o qual utiliza os parâmetros da matriz de espalhamento, também conhecidos como parâmetros "S". Na matriz de espalhamento, a resposta em frequência do canal é descrita pelo parâmetro S_{21} [13]. A Figura 7 mostra uma possível configuração para medição da resposta

em frequência de um canal PLC. O analisador de redes vetorial utilizado na extração dos parâmetros S do canal PLC sob estudo foi um Advantest modelo R3765CG, com faixa de frequências de 300 kHz a 3,8 GHz e impedância de entrada de 50 Ω.

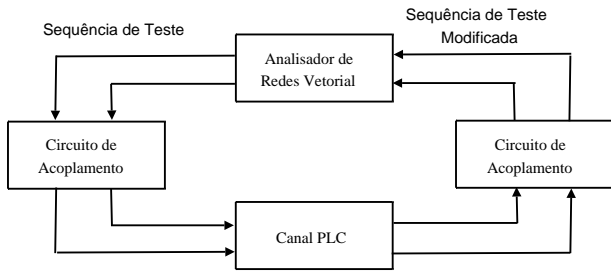


Fig. 7. Configuração para extração de resposta em frequência do canal

Como descrito na Seção II, os ruídos colorido e de faixa estreita apresentam variações significativas no domínio da frequência. Dessa forma, a extração das características dos mesmos pode ser realizada por um analisador de espectro conectado ao elemento responsável pelo acoplamento dos sinais ruidosos. Para efetuar as medições desejadas pode-se utilizar a configuração da Figura 8. O equipamento utilizado nesse esquema de medição para compor os resultados aqui apresentados foi um Advantest modelo R3132, com faixa de frequências de 9 kHz a 3 GHz.

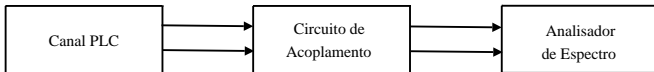


Fig. 8. Configuração para extração do espectro ruidoso

Nas medidas aqui registradas, o comportamento temporal do ruído impulsivo foi observado através de um osciloscópio Agilent, modelo 54642, de 500 MHz de banda e taxa de amostragem de 2 Gsamples/s.

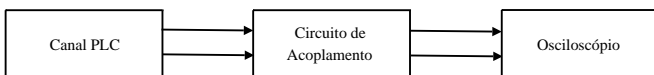


Fig. 9. Configuração para extração do comportamento temporal dos ruídos

C. Preparação dos elementos usados na extração de parâmetros do canal

Para que os resultados obtidos na extração das características de um canal PLC sofram pequena influência dos elementos utilizados no procedimento (equipamentos, circuitos de acoplamento e cabeamento), torna-se necessário conhecer as características desses elementos isoladamente. Na medição do canal PLC, um dos elementos mais críticos é o circuito de acoplamento. Para garantir que esse circuito proporcione a menor influência possível, foram montadas diversas configurações utilizando diferentes combinações de capacitores e transformadores de RF. Para o circuito mostrado na Figura 6 o conjunto que apresentou o melhor resultado (atenuação da magnitude

menor que 1 dB e variação de fase linear dentro da faixa em estudo) foi o que utiliza os componentes listados na Tabela III.

TABELA III

COMPONENTES DO CIRCUITO DE ACOPLAMENTO UTILIZADO NAS MEDIÇÕES

Referência	Descrição	Informações
CI e C2	Capacitor de poliéster	Capacitância: 220 nF Tensão de isolamento: 400 V
T1	Transformador de RF	Modelo: T1-1T Banda: 80 kHz a 200 MHz
D1, D2, D3, D4 e D5	Diodo retificador	Modelo: 1N4148

A título de ilustração, a Figura 10 mostra circuitos de acoplamento que foram confeccionados para o estudo de uma canal PLC.

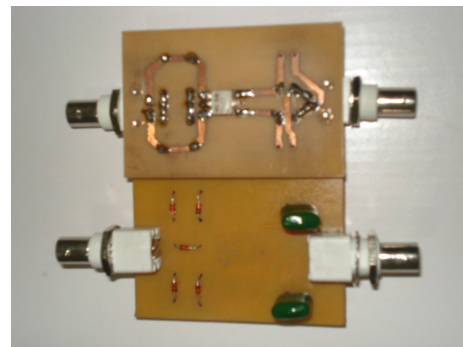


Fig. 10. Placas do circuito de acoplamento utilizado nas medidas

As características dos circuitos de acoplamento montados foram obtidas utilizando o esquema da Figura 11. Analisando os resultados obtidos e características dos elementos que compoem o conjunto para extração de parâmetros, concentrou-se a análise na faixa de estudo entre 1,5 MHz a 50 MHz, uma vez que a mesma contempla a maioria dos serviços BPL comerciais [8]. As Figuras 12, 13 e 14 mostram a resposta em frequência e o atraso de grupo do circuito de acoplamento selecionado.

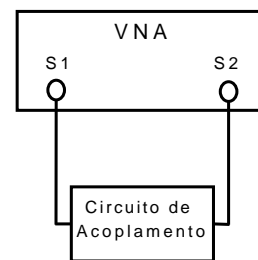


Fig. 11. Esquema para extração do comportamento do circuito de acoplamento

A resposta ao impulso de um canal sob análise pode ser obtida realizando-se a Transformada Inversa de Fourier da resposta em frequência medida. Já o atraso de grupo, que mede o atraso causado pelo sistema em cada pequeno grupo de frequências ao redor de um determinado valor de f , é dado

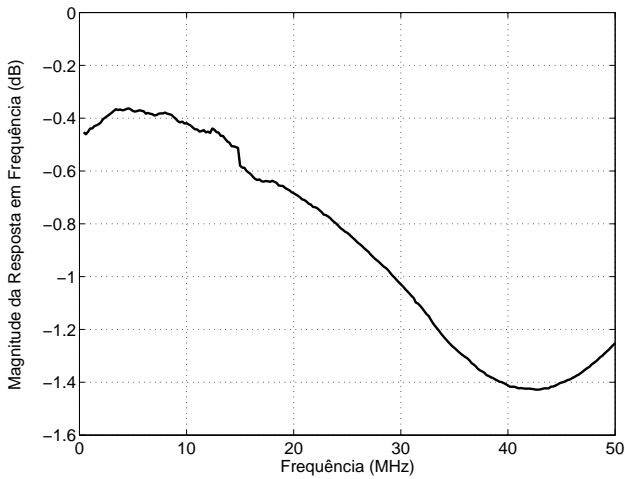


Fig. 12. Magnitude da resposta em frequência do circuito de acoplamento

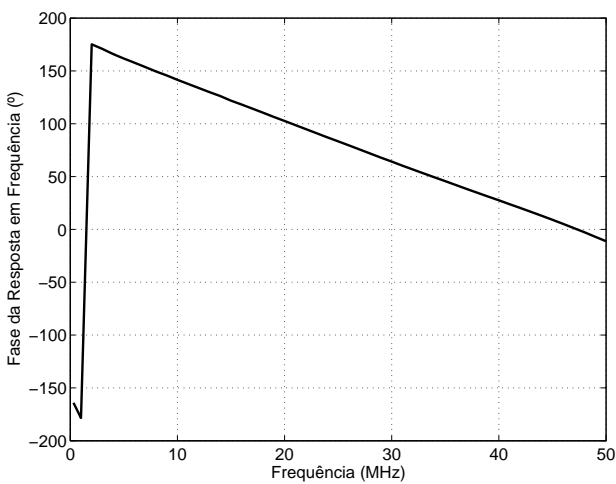


Fig. 13. Fase da resposta em frequência do circuito de acoplamento

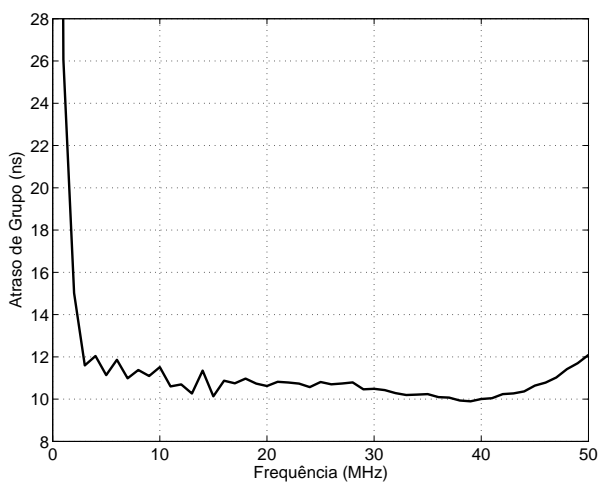


Fig. 14. Atraso de grupo do circuito de acoplamento

pelo negativo da derivada da resposta de fase em relação ao tempo [26]. A Figura 14 mostra o atraso de grupo de um canal específico analisado para fins ilustrativos, e as Figuras 15 e 16 mostram a magnitude e a fase da resposta ao impulso obtida

pela aplicação da IFFT, usando o MATLAB, sobre a resposta em frequência medida com o VNA.

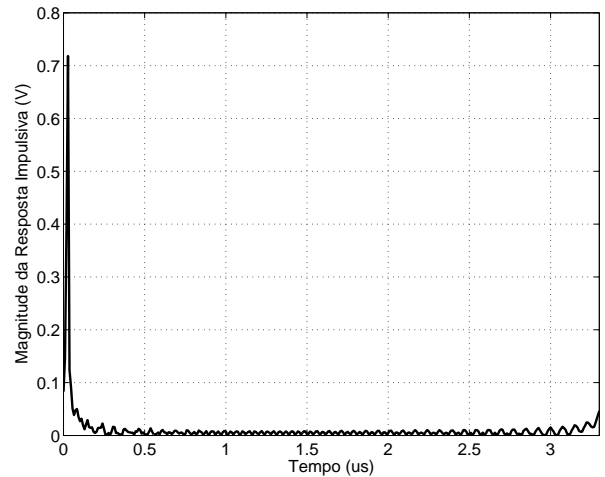


Fig. 15. Magnitude da resposta ao impulso do circuito de acoplamento

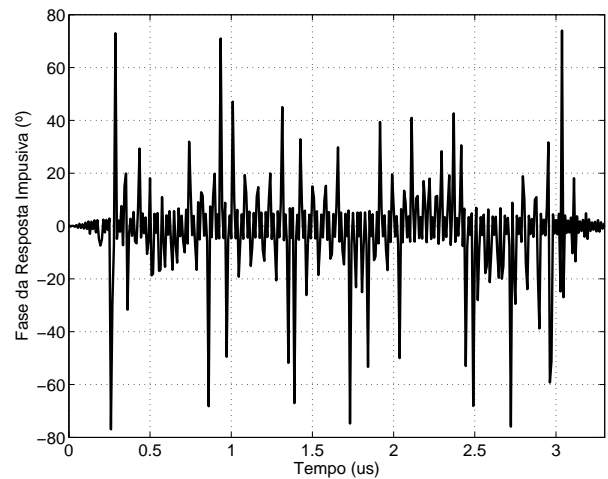


Fig. 16. Fase da resposta ao impulso do circuito de acoplamento

Após o procedimento de calibração, vários testes de canais reais foram realizados em dois laboratórios do INATEL, cuja disposição física pode ser observada na Figura 17. Os testes no ambiente em questão foram realizados conectando os circuitos de acoplamento às tomadas da rede de 127 VCA nos pontos indicados como 1, 2, 3 e 4.

Para garantir que os resultados obtidos no processo de extração de parâmetros sofra pequena influência do ruído de fundo de escala (*noise floor*) do VNA e dos sinais espúrios fora da faixa de interesse, optou-se por utilizar a menor largura de faixa de resolução (RBW - *Resolution Bandwidth*) [27] disponível no VNA, que é de 10 Hz, valor que também proporciona alta resolução espectral, com tempo de varredura de tela (*sweep time*) elevado (exceto nos equipamentos em que o tempo de varredura é alterado automaticamente quando se altera a RBW).

As medidas obtidas no domínio da frequência, as quais são apresentadas mais adiante, foram obtidas adotando-se uma separação de 30 kHz entre amostras consecutivas. Pelo fato de

tal diferença ser menor que a banda de coerência dos canais analisados (como discutido mais adiante), as medições foram capazes de revelar a maior parte das variações das grandezas medidas no domínio da frequência.

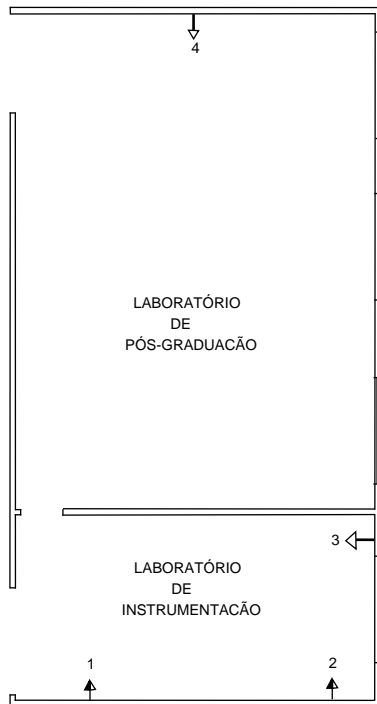


Fig. 17. Planta baixa dos laboratórios onde foram realizadas as medições

D. Medidas das respostas em frequência dos canais PLC

O procedimento de extração das características do canal baseou-se na fixação de um circuito de acoplamento ligado à conexão $S1$ do VNA ao ponto indicado como 1 na Figura 17, variando o ponto de fixação de outro circuito de acoplamento conectado a $S2$ do VNA nos pontos 2, 3 e 4 do ambiente sob caracterização [13][25].

Para ilustrar os resultados obtidos, as Figuras 18, 19 e 20 mostram comparações entre as respostas em frequência dos canais formados pelas tomadas identificadas por 1 e 2, que estão distanciadas de 5 m, do canal entre as tomadas 1 e 3, distanciadas de 9 m e de outro canal entre as tomadas 1 e 4.

Analisando a Figura 18 verifica-se o aumento da seletividade em frequência frente ao comprimento do canal. Observa-se ainda uma semelhança em relação aos vales mais profundos que ocorrem em faixas de frequência próximas a 5 e 40 MHz. As variações de fase são também dependentes das características de seletividade do canal, conforme mostrado na Figura 19.

E. Medidas de densidade espectral de potência de ruídos presentes nos canais sob análise

Ainda no ambiente descrito, foram realizadas medições do espectro ruidoso do canal usando o esquema da Figura 8. O resultado referente a esta análise precisou de uma correção após a medição, uma vez que não existia no analisador de espectro

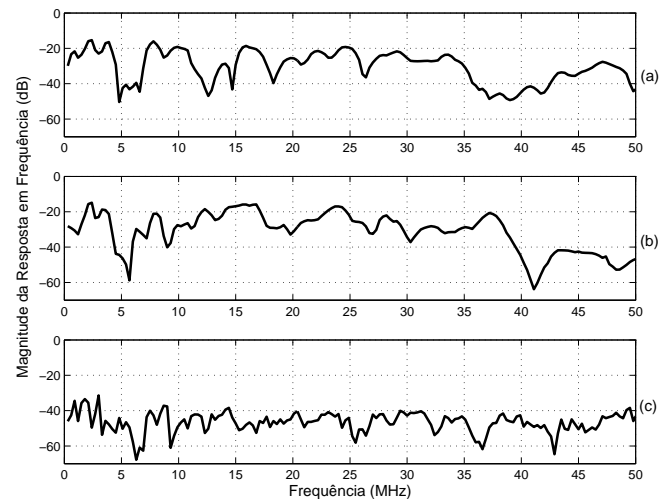


Fig. 18. Comparação das magnitudes da resposta em frequência: (a) Canal formado pelas tomadas 1 e 2, (b) Canal formado pelas tomadas 1 e 3 e (c) Canal formado pelas tomadas 1 e 4

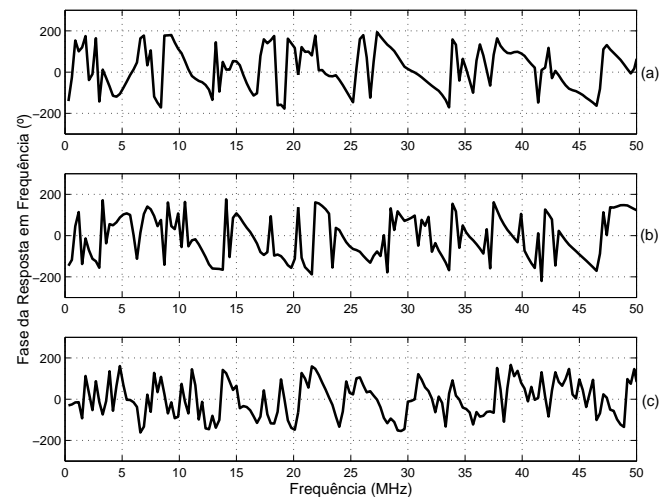


Fig. 19. Comparação das fases da resposta em frequência: (a) Canal formado pelas tomadas 1 e 2, (b) Canal formado pelas tomadas 1 e 3 e (c) Canal formado pelas tomadas 1 e 4

a função de calibração para compensar o erro introduzido pelo circuito de acoplamento. Esse procedimento de pós-correção consiste em subtrair do espectro ruidoso medido a atenuação provocada pelo circuito de acoplamento em cada frequência.

Para demonstrar as variações de densidade espectral de potência de ruído foi realizada também a medida no laboratório do Inatel direcionado ao desenvolvimento de sistemas para TV Digital. As densidades espectrais de ruído medidas nos ambientes analisados são mostradas na Figura 21. Nota-se que a densidade espectral do ruído é maior para frequências inferiores a 5 MHz, uma vez que a maioria dos ruídos componentes anteriormente descritos se encontram nessa faixa.

A Figura 22 mostra um trecho de uma forma de onda capturada do ruído impulsivo, usando o esquema da Figura 9. Nessa figura, o objetivo principal é ilustrar a presença e variabilidade temporal deste ruído, sem preocupação com a precisão na leitura das escalas de amplitude e tempo. A

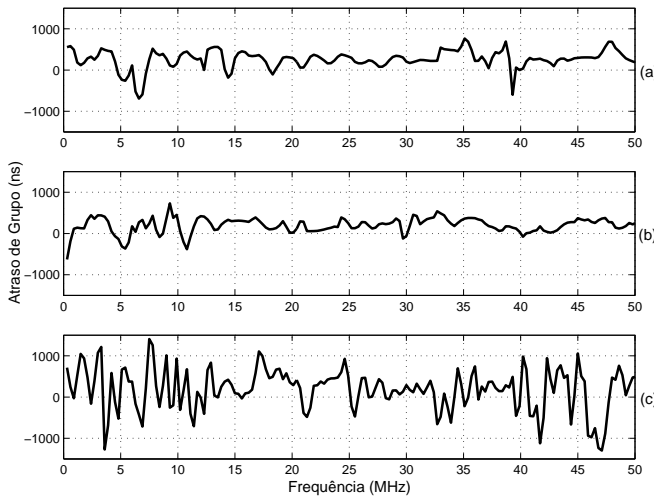


Fig. 20. Comparação dos atrasos de grupo: (a) Canal formado pelas tomadas 1 e 2, (b) Canal formado pelas tomadas 1 e 3 e (c) Canal formado pelas tomadas 1 e 4

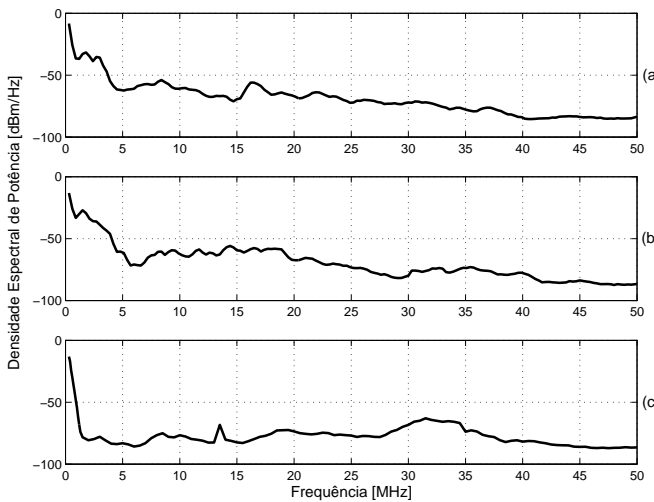


Fig. 21. Densidade espectral de potência de ruído: (a) Laboratório de Pós-Graduação, (b) Laboratório de Instrumentação e (c) Laboratório de TV Digital

configuração adotada nas medidas atendeu apenas a requisitos básicos como a captura de somente 50 ms do ruído. Para uma análise mais completa seria necessário utilizar outro equipamento que permitisse a captura de sinais com variações rápidas e não-periódicas, e também com variações com menores taxas de ocorrência que aquelas ilustradas na Figura 22.

F. Análise dos efeitos de propagação de pequena escala

A partir dos métodos de extração de parâmetros apresentados anteriormente pode-se realizar análises das mais variadas. Como exemplo, algumas informações estatísticas importantes sobre um canal de comunicação são a banda de coerência e a caracterização das variáveis que modelam a resposta ao impulso.

1) *Banda de coerência:* A banda de coerência mede a faixa de frequências na qual a resposta em frequência do canal pode ser considerada plana, ou seja, apresenta atenuação constante e fase linear [28]. Este parâmetro possibilita o conhecimento

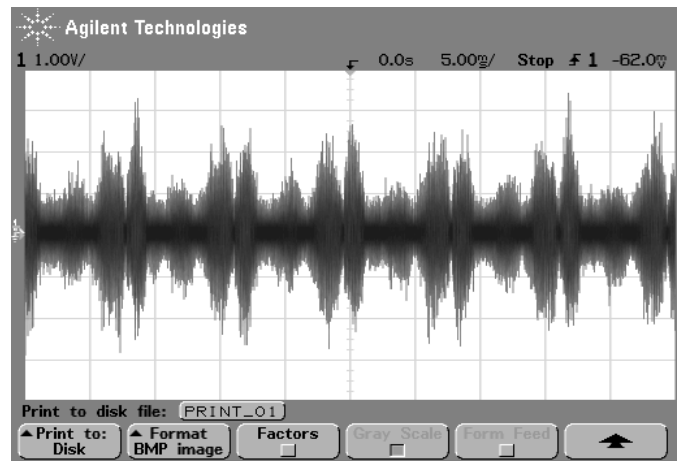


Fig. 22. Comportamento temporal do ruído do canal extraído na tomada 1

do tipo de desvanecimento a que o sinal está submetido (desvanecimento seletivo ou plano). A banda de coerência é obtida através da função de auto-correlação da resposta em frequência do canal, $H(f)$, e é dada por:

$$R(\Delta_f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)H^*(f + \Delta_f)df, \quad (19)$$

A banda de coerência é comumente definida como o espaçamento em frequência correspondente a 50, 70 ou 90% do valor máximo da função de auto-correlação normalizada. Os valores de banda de coerência obtidos são representados por $B_{0,5}$, $B_{0,7}$ e $B_{0,9}$, respectivamente. Os valores de banda de coerência obtidos para os canais analisados são mostrados na Tabela IV.

TABELA IV
BANDA DE COERÊNCIA PARA OS CANAIS ANALISADOS

Conjunto de tomadas	$B_{0,5}$, kHz	$B_{0,7}$, kHz	$B_{0,9}$, kHz
1 e 2	300,00	180,00	60,00
1 e 3	380,00	195,00	65,00
1 e 4	192,72	115,60	38,54

Comparando-se os canais formados pelas tomadas 1-2 e 1-4 observa-se que a banda de coerência foi reduzida com o aumento da distância entre as tomadas. Este é um comportamento aparentemente justificável, pois a banda de coerência foi reduzida provavelmente devido ao aumento da dispersão temporal ou espalhamento de retardo (*delay spread*) do canal 1-2 para o canal 1-4. Por outro lado, comparando os canais entre as tomadas 1-2 e 1-3 observa-se que houve um ligeiro aumento da banda de coerência, mesmo sendo ligeiramente maior a distância entre as tomadas 1 e 3. A partir destes resultados conclui-se que, além do comprimento do enlace que define o canal, há outros fatores que precisam ser levados em consideração como, por exemplo, a construção física e as derivações existentes nos correspondentes circuitos. A combinação destes fatores determinará o espalhamento de retardo final, não somente o comprimento do enlace.

2) *Atrasos médio e RMS:* A resposta ao impulso de um canal pode ser caracterizada por variáveis tais como os valores

médio e RMS do espalhamento de retardo. As características destes parâmetros são obtidas a partir do perfil de retardo $P(\tau)$, que representa a potência recebida em cada componente de multipercurso [28]. Esse perfil é obtido a partir da função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal, $h(t)$, ou seja:

$$P_h(\tau) = P_h(\tau_2 - \tau_1) = E[h^*(\tau_1)h(\tau_2)]. \quad (20)$$

onde $E[\cdot]$ é o valor esperado do argumento.

O espalhamento de retardo médio $\bar{\tau}$ é o primeiro momento do perfil de retardo, ou seja:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}. \quad (21)$$

O espalhamento de retardo RMS τ_{RMS} é o segundo momento central do perfil de retardo, ou seja:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}}. \quad (22)$$

A Tabela V mostra os valores de $\bar{\tau}$ e τ_{RMS} obtidos em cada um dos canais analisados.

TABELA V
ESPALHAMENTOS DE RETARDO DOS CANAIS ANALISADOS

Conjunto de tomadas	$\bar{\tau}, \mu s$	$\tau_{RMS}, \mu s$
1 e 2	1,4069	1,0578
1 e 3	1,0716	0,8245
1 e 4	1,0633	0,7574

Os dados da Tabela V ratificam o que foi mencionado anteriormente no que diz respeito à análise da banda de coerência. Percebe-se que a dispersão temporal do canal não está apenas relacionada à distância entre as tomadas (comprimento dos enlaces), mas também a diversos outros fatores como, por exemplo, à quantidade e localização de derivações, às características dos materiais que compõem a rede e dos equipamentos que estão interligados a ela.

G. Análise estatística dos parâmetros aleatórios do canal

Como apresentado nas seções anteriores, a caracterização do canal para sistemas PLC em redes de distribuição de energia de baixa tensão produz vários parâmetros de natureza aleatória. Isto significa que o conhecimento completo do canal pressupõe que tais parâmetros sejam associados às suas distribuições de probabilidade através de métodos conhecidos com testes de aderência (*goodness of fit*). Estes métodos permitem que uma amostra de cada parâmetro de interesse seja verificada em termos da proximidade de sua distribuição empírica com várias distribuições conhecidas. Dentre os testes de aderência conhecidos podem ser destacados os testes de Kolmogorov-Smirnov, de Anderson-Darling, de Cramer-von-Mises e o teste Chi-Squared [29][30][31]. Devido à simplicidade e frequência de uso do teste de Kolmogorov-Smirnov frente a outros, este será apresentado com algum detalhe nos parágrafos seguintes.

Com base em um conjunto de dados provenientes da observação da variável aleatória sob análise é possível selecionar distribuições de probabilidade teóricas que a represente. Seja $F(t)$ a distribuição de probabilidade cumulativa teórica assumida para os dados estudados e $F_N(t)$ a distribuição de probabilidade cumulativa empírica definida como

$$F_N(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (I(t_i) \leq t), \quad (23)$$

onde t_i representa a observação i , $i = 1, 2, \dots, N$, da variável aleatória sob teste e a função indicadora $I(t_i)$ vale 1 se $t_i \leq t$ e 0 caso contrário. Define-se a variável D do teste de Kolmogorov-Smirnov, ilustrada na Figura 23, como a máxima distância vertical entre as funções teórica $F(t)$ e empírica $F_N(t)$ nos pontos t_i e $t_i - 1$:

$$D = \max_{1 \leq i \leq N} [F(t_i) - F_N(t_{i-1}), F_N(t_i) - F(t_i)]. \quad (24)$$

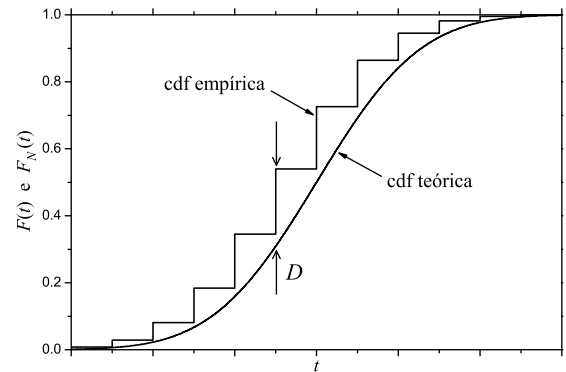


Fig. 23. Comparação entre as cdf's teórica e empírica

A partir da análise de D têm-se duas hipóteses: 1) a distribuição selecionada representa os dados de forma adequada, denominada de hipótese H_A , 2) a distribuição selecionada não representa os dados de forma adequada, denominada de hipótese H_B . Quando $N > 40$, caso considerado neste trabalho, a hipótese H_A será rejeitada se D for maior que o valor crítico apresentado na Tabela VI para diferentes níveis de significância α . Para valores de $N \leq 40$ o princípio é o mesmo, porém os valores críticos podem ser obtidos através de outra tabela não inserida neste texto por não ser necessária. Um nível de significância α menor corresponde a uma chance maior de a distribuição empírica apresentar um valor crítico maior, ou seja, de estar menos aderente à distribuição teórica sob análise. Assim, quanto maior o nível de significância, mais severo é o teste de aderência. Caso D seja menor que o valor crítico considerado, conclui-se que os dados analisados seguem a distribuição estipulada com $(1 - \alpha) \times 100\%$ de confiança.

Embora o teste K-S seja simples, realizá-lo várias vezes pode se tornar algo impraticável. Para auxiliar a aplicação do teste de aderência existem diversas ferramentas computacionais. Dentre elas pode-se citar o EasyFit da empresa MathWave Technologies [36]. Nessa ferramenta, o usuário

TABELA VI
VALORES CRÍTICOS PARA O TESTE DE KOLMOGOROV-SMIRNOV

α	0, 2	0, 1	0, 05	0, 02	0, 01
Valor crítico	$\frac{1,07}{\sqrt{N}}$	$\frac{1,22}{\sqrt{N}}$	$\frac{1,36}{\sqrt{N}}$	$\frac{1,52}{\sqrt{N}}$	$\frac{1,63}{\sqrt{N}}$

simplesmente fornece um conjunto de valores da amostra sob análise e a ferramenta cuida de realizar o teste de aderência de forma automatizada, tomando por base um número bastante grande de distribuições conhecidas. No caso específico do EasyFit são realizados os testes de Kolmogorov-Smirnov, Anderson-Darling e Chi-Squared, sendo que cada um apresenta certa vantagem em comparação aos outros dependendo, por exemplo, da região da cdf em que se deseja melhor aderência.

Apenas a título de ilustração, a Figura 24 mostra telas do EasyFit correspondentes a um teste de aderência realizado a partir de uma amostra com 5000 valores aleatórios. Na Figura pode-se ver uma parte da amostra sob análise que foi inserida em uma planilha similar às planilhas do Excel, as 5 distribuições que foram mais bem colocadas no teste de aderência segundo o teste K-S e uma representação gráfica da cdf empírica e a cdf teórica melhor colocada.

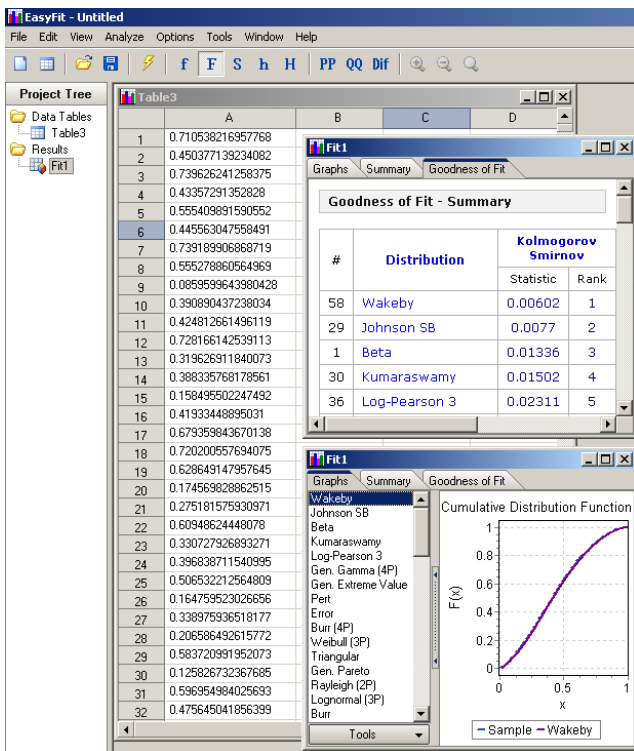


Fig. 24. Janela do EasyFit contendo resultados de um teste de aderência hipotético

IV. COMENTÁRIOS FINAIS

Como comentário final, é importante ressaltar que não foram apresentados resultados de análises estatísticas de nenhum parâmetro real do canal PLC devido ao número insuficiente

de medidas. Como já mencionado, o propósito principal do trabalho foi registrar os fundamentos, propor a metodologia e sugerir os recursos suficientes para a caracterização de um canal PLC em linhas de distribuição de energia elétrica de baixa tensão. A continuidade natural da pesquisa consiste em realizar um número suficientemente elevado de medidas de cada parâmetro de interesse, para então construir a caracterização completa do canal selecionado, tanto do ponto de vista dos parâmetros determinísticos quanto daqueles de natureza aleatória.

V. AGRADECIMENTOS

Os autores deste artigo agradecem as sugestões, críticas construtivas e correções dos revisores anônimos, as quais contribuíram sobremaneira para a melhoria da qualidade final do texto.

REFERÊNCIAS

- [1] GÖTZ, M.; RAPP, M.; DOSTERT, K. **Power Line Channel Characteristics and Their Effect on Communication System Design**. IEEE Communications Magazine, v. 42, p. 78-86, Abr. 2004.
- [2] VIDAL, A.M. **Estudo do Estado da Arte e Análise de Desempenho de Sistema de Comunicação PLC de Banda Larga**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2005.
- [3] ASSOCIAÇÃO DE EMPRESAS PROPRIETÁRIAS DE INFRA-ESTRUTURA E SISTEMAS PRIVADOS DE TELECOMUNICAÇÕES. **Power Line Communications - PLC**. v. 1, 2003.
- [4] PHILIPPS, H. **Modelling of Powerline Communications Channels**. International Symposium on Power Line Communications. p. 14-21, Mar. 1999.
- [5] ESMAILIAN, T.; KSCHISCHANG, F. R.; GULAK, P. G. **In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble**. International Journal of Communication Systems. vol. 16, p. 381-400, Mai. 2003.
- [6] DOSTERT, K. **Powerline Communications**. Prentice Hall. 2001.
- [7] ZIMMERMANN, M. M. R. **Avaliação Tecnológica do PLC in Home**. Monografia (Engenharia de Telecomunicações). Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, 2004.
- [8] HOMEPLUG Powerline Alliance. **HomePlug Powerline Alliance Fact Sheet**. 2006.
- [9] ASSOCIAÇÃO DE EMPRESAS PROPRIETÁRIAS DE INFRA-ESTRUTURA E SISTEMAS PRIVADOS DE TELECOMUNICAÇÕES. **O uso da tecnologia PLC no contexto da realidade brasileira**. 2007.
- [10] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. **Resolução 527**. 2009.
- [11] ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. **A Multipath Model for the Powerline Channel**. IEEE Transactions on Communications. vol. 50, p. 553-559, Abr. 2002.
- [12] HRASNICA, H.; HAIDINE, A.; LEHNERT, R. **Broadband Powerline Communications - Network Design**. Londres: John Wiley and Sons. 2004.
- [13] LIU, E.; GAO, Y.; BILAL, O.; KORHONEN, T. **BroadBand Characterization of Indoor Powerline Channel**. IEEE International Conference on Communications. vol. 2, p. 901-905, Mai. 2005.
- [14] RIBEIRO, M. V. **Power Line Communications: A Promising Communication System's Paradigm for Last Miles and Last Meters Applications**. Fundação Edson Queiroz, p. 133-156, 2006.
- [15] BENYOUCEF, D. **A New Statistical Model of the Noise Power Density Spectrum for Powerline Communication**. International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications. p. 136-141, Mar. 2003.
- [16] OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE **Theoretical Postulation of PLC Channel Model**. 2005.
- [17] UMEHARA, D.; NISHIYORI, H.; MORIHIRO Y. **Performance Evaluation of CMFB Transmultiplexer for Broadband Power Line Communications under Narrowband Interference**. International Symposium on Power Line Communications. p. 50-55, Mar. 2006.

- [18] GAO, Y. **Powerline Communications: Channel Characterization and Modem Design**. Helsinki University of Technology. Abr. 2005.
- [19] DEGARDIN, V.; LIENARD, M.; DEGAUQUE, P. **Transmission on indoor power lines: from a stochastic channel model to the optimization and performance evaluation of multicarrier systems**. International Journal of Communication Systems. vol. 16, p. 363-379, Abr. 2003.
- [20] ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. **Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications**. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. vol. 44, p. 249-258, Fev. 2002.
- [21] CHAN, M. H. L.; DONALDSON, R. W. **Amplitude, Width and Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communications Networks**. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. vol. 31, p. 320-323, Ago. 1989.
- [22] KATAYAMA, M.; YAMAZATO, T.; OKADA, H. **A Mathematical Model of Noise in Narrowband Power Line Communication Systems**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. vol. 24, p. 1267-1276, Jul. 2006.
- [23] BILAL, O.; GAO, Y.; KORHONEN, T. O. **Design of Broadband Coupling Circuits for Power-Line Communications**. International Symposium on Power Line Communications. 2004.
- [24] BINKOFSKI, J. **Influence of the properties of magnetic materials**. International Symposium on Power Line Communications. p. 281-284, Abr. 2005.
- [25] BERNARDO, B.; SIMÕES, R.; TEODORO, S.; ESTEVES, M. A. M.; GIL, J. M. **Channel Measurements for Power Line Communications in Buildings**. Conference on Telecommunications. Mai. 2007.
- [26] HRANAC, R. **Group Delay**. Manual. Cisco Systems. 2005.
- [27] GOMES, G. G. R. **Técnicas de Medição em Sistemas Rádio**. Notas de aula. Inatel, 2 ed., 1996.
- [28] TLIICH, M.; AVRIL, G.; ZEDDAM, A. **Coherence Bandwidth and its Relationship with the RMS delay spread for PLC channels using Measurements up to 100 MHz**. International Federation for Information Processing Publications. p. 129-142, 2008.
- [29] GLAZUNOV, A. A.; ASPLUND, H.; BERG, J.-E. **Statistical analysis of measured short-term impulse response functions of 1.88 GHz radio channels in Stockholm with corresponding channel model**. IEEE Vehicular Technology Conference. vol. 1, p. 107-111, Set. 1999.
- [30] GENTLE, J. E. **Random Number Generation and Monte Carlo Methods**. 2.ed. USA: Springer, 2003.
- [31] NARSKY, I. **Goodness of Fit: What Do We Really Want to Know?** Stanford Linear Accelerator Center. Set. 2003.
- [32] FERREIRA, M. A. M. **Métodos para geração de entidades, em modelos de simulação, para processos estocásticos de renovação não estacionários**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2009.
- [33] JUSTEL, A.; PEÑA, D.; ZAMAR, R. **A multivariate Kolmogorov-Smirnov test of goodness of fit**. Statistics and Probability Letters. vol. 35, p. 251-259, Out. 1997.
- [34] BARCELÓ, F.; JORDÁN, J. **Channel Holding Time Distribution in Public Cellular Telephony**. International Thyroid Congress. vol. 3a, p. 107-116, Jun. 1999.
- [35] GOMES, M. I. **Testes de Ajustamento**. Notas de aula. Universidade de Lisboa, 2009.
- [36] MATHWAVE Technologies: EasyFit. **Distribution Fitting Software**. <http://www.mathwave.com/products/easyfit.html> (acessado em março 2012).

Rádio Cognitivo e Sensoriamento Espectral, assunto de seu programa de Pós-Doutorado na UFSC, realizado em 2010. É membro do Conselho do Mestrado do Inatel, do Corpo Editorial da revista Telecomunicações (Inatel) e do IEICE (Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, Japão). Hoje ocupa a posição de Professor Titular do Inatel, em regime de dedicação exclusiva por tempo integral.

Richard Brandão Nogueira Vital nasceu em Volta Redonda, RJ, em junho de 1980. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (ETPC, 1999), Engenheiro Eletricista (INATEL, 2004) e Mestre em Telecomunicações (INATEL, 2010).

De 2006 a 2010 trabalhou em Centros de Pesquisas desenvolvendo Soluções para as áreas de Eletrônica e Telecomunicações. Desde novembro de 2010 é Tecnologista da Comissão Nacional de Energia Nuclear, onde atua na Regulamentação e Inspeção de Sistemas Elétricos, Instrumentação e Controle de Usinas Nucleares.

Dayan Adionel Guimarães nasceu em Carrancas, MG, em 01 de março de 1969. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (ETE FMC, 1987), Engenheiro Eletricista (Inatel, 1994), Especialista em Engenharia de Comunicação de Dados (Inatel, 2003), Especialista em Administração com ênfase em Gerência de RH (FAI, 1996), Mestre em Engenharia Elétrica (Unicamp, 1998) e Doutor em Engenharia Elétrica (Unicamp, 2003). De 1988 a 1993 desenvolveu sensores e equipamentos para instrumentação industrial e controle e foi Supervisor de Produção e de Engenharia de Produtos na SENSE Sensores e Instrumentos. Desde janeiro de 1995 é Professor do Inatel onde, por oito anos, foi responsável pela estrutura de apoio às atividades de ensino prático para o curso de Engenharia Elétrica. Suas pesquisas incluem aspectos gerais sobre Transmissão Digital e Comunicação Móvel. Seu mais recente interesse situa-se na aplicação de técnicas de Otimização Convexa em sistemas de