

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO UNIVERSITÁRIO NORTE DO ESPÍRITO SANTO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIA

JANARIA CANDEIAS DE OLIVEIRA

**REFLECTOMETRIA APLICADA AO PROBLEMA DE
IDENTIFICAÇÃO DE CARGAS EM INSTALAÇÕES
ELÉTRICAS**

SÃO MATEUS
2018

JANARIA CANDEIAS DE OLIVEIRA

**REFLECTOMETRIA APLICADA AO PROBLEMA DE
IDENTIFICAÇÃO DE CARGAS EM INSTALAÇÕES
ELÉTRICAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Energia do Centro Universitário Norte do Espírito Santo da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Energia.

Orientador: Prof. Dr. Wanderley Cardoso Celeste.

Coorientador: Prof. Dr. Daniel José Custódio Coura.

SÃO MATEUS
2018

Dados Internacionais de Catalogação na publicação (CIP)
(Divisão de Biblioteca Setorial do CEUNES - BC, ES, Brasil)

O48fr Oliveira, Janaria Candeias de, 1992-
Reflectometria aplicada ao problema de identificação de
cargas em instalações elétricas / Janaria Candeias de Oliveira. –
2018.
86 f. : il.

Orientador: Wanderley Cardoso Celeste.
Coorientador: Daniel José Custódio Coura.
Dissertação (Mestrado em Energia) – Universidade Federal
do Espírito Santo, Centro Universitário Norte do Espírito Santo.

1. Instalações elétricas. I. Celeste, Wanderley Cardoso,
1978-. II. Coura, Daniel José Custódio, 1975-. III. Universidade
Federal do Espírito Santo. Centro Universitário Norte do Espírito
Santo. IV. Título.

CDU: 620.9

JANARIA CANDEIAS DE OLIVEIRA

**REFLECTOMETRIA APLICADA AO PROBLEMA DE IDENTIFICAÇÃO
DE CARGAS EM INSTALAÇÕES ELÉTRICAS**

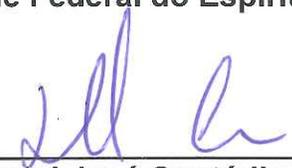
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Energia da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Energia.

Aprovada em 28 de março de 2018.

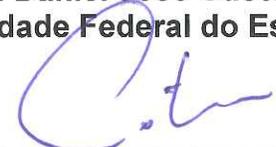
COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Wanderley Cardoso Celeste
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Daniel José Custódio Coura
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Anibal Cotrina Atencio
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Glaucio Lopes Ramos
Universidade Federal de São João del-Rei

Dedico este trabalho a Deus que é a fonte de toda sabedoria, e aos meus familiares e amigos que sempre me apoiaram e deram forças para eu continuar a caminhada.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Wanderley Cardoso Celeste, pela competência e dedicação na orientação deste trabalho, e por compartilhar sempre com sabedoria e calma seus conhecimentos.

Ao Professor Dr. Daniel José Custódio Coura, por ter sugerido o tema e por compartilhar seus conhecimentos.

Aos Professores Dr. Anibal Cotrina Atencio e Dr. Hélder Roberto de Oliveira Rocha pelas importantes sugestões apresentadas no Exame de Qualificação.

Ao Ms. Tiago Zanotelli, pelo auxílio com o software de simulação.

Aos meus pais, Tarcísio e Maria da Penha, que sempre me incentivaram a estudar e não mediram esforços para que eu alcançasse os meus objetivos acadêmicos.

Ao meu namorado, Rafael Carminati, por toda ajuda concedida durante os dois anos de mestrado, pela paciência, compreensão e por sempre me incentivar a continuar estudando.

A minha irmã, Tainara candeias de Oliveira, por sempre torcer por mim.

A todos os familiares que diretamente ou indiretamente contribuem para o meu desenvolvimento pessoal e acadêmico.

Aos professores e amigos do Programa de Pós-Graduação em Energia do Centro Universitário Norte do Espírito Santo por terem compartilhado conhecimento, alegria e aflições.

“Cada hora de tempo perdida na mocidade é uma possibilidade a menos nos sucessos do futuro”.

(Napoleão Bonaparte)

RESUMO

Os sistemas não intrusivos de monitoramento de cargas elétricas (NILM) possuem aplicações variadas e possibilitam um melhor e mais eficiente gerenciamento de carga pelo lado da demanda. Este trabalho tem como objetivo apresentar uma nova abordagem para a extração de características que permitam a identificação de cargas utilizando a abordagem NILM. Esta nova abordagem é aqui batizada de NILM ativa. Na identificação através de NILM ativa, um sinal de excitação é injetado no sistema, de forma que a resposta do sistema a tal sinal de excitação pode apresentar características que são específicas de cada carga, ou que pelo menos ajude a compor uma assinatura da carga, junto com outras características extraídas a partir de outros métodos, de modo a possibilitar a identificação precisa e robusta de cargas elétricas de uma smart grid. Este trabalho é fundamentado no estudo da reflectometria para a identificação ativa de cargas. A reflectometria é baseado na análise comparativa realizada em relação a um sinal de excitação inserido na linha de transmissão e o seu reflexo. Dos métodos possíveis presentes na teoria de reflectometria, usa-se neste trabalho o método TDR (Reflectometria no Domínio do tempo), baseando-se em uma abordagem de um modelo genérico para estruturas complexas com n ramificações, as quais podem ser subdivididas em grupos mais simples, como, por exemplo, duas cargas e um ponto de excitação, dando origem a um formato em Y. É feito o uso de modelos presentes na literatura para a utilização do TDR em rede complexas, da qual se obtém a estimativa da impedância de cargas elétricas em uma rede em Y, sendo aplicado em 3 cenários: rede sem perdas; rede com perdas; e de com perdas utilizando o método para rede sem perdas. Dentre as características propostas estão as cargas estimadas, suas respectivas localizações físicas na linha elétrica e o ponto de ramificação da linha elétrica. Essas características podem ser submetidas a sistemas dedicados à identificação de carga, com o intuito de melhorar o desempenho de tais sistemas, principalmente em relação a identificação de cargas com alto grau de similaridade. O método consegue estimar os valores de carga, sendo que para uma linha com perdas apresenta um erro de 0,05% para uma carga puramente resistiva e de 4,5% para uma carga em curto-circuito. Com tais resultados, é possível concluir que o TDR pode ser uma ferramenta de extração de características que propicie a identificação de cargas pelo método NILM. Entretanto, para tal feito, é necessário conhecer o valor da constante de propagação da linha de transmissão. O trabalho

contribui com o emprego de um processo ativo em um sistema NILM, a fim de agregar mais dados ao conjunto de características que determinam a assinatura elétrica de uma carga, o que pode viabilizar uma melhor taxa de sucesso dos sistemas de identificação quando, por exemplo, houver cargas com alto grau de similaridade.

Palavras chave: Monitoramento Não Intrusivo de Cargas, Método Ativo Baseado em Reflectometria, Reflectometria no Domínio do Tempo – TDR.

ABSTRACT

Non-intrusive electrical load monitoring systems (NILMs) have varied applications and enable better and more efficient demand side load management. This work aims to present a new approach for the extraction of characteristics that allow the identification of loads using the NILM approach. This new approach is here termed NILM active. In the identification through active NILM, an excitation signal is injected into the system, so that the system response to such excitation signal may have characteristics that are specific to each charge, or at least assist in composing a charge signature, along with other features extracted from other methods, in order to enable the accurate and robust identification of electric charges of a smart grid. This work is based on the study of reflectometry for the active identification of loads. The reflectometry is based on the comparative analysis performed in relation to an excitation signal inserted in the transmission line and its reflection. From the possible methods present in the reflectometry theory, the TDR (Time Domain Reflectometry) method is used, based on a generic model approach for complex structures with n branches, which can be subdivided into more groups simple, such as, for example, two loads and one excitation point, giving rise to a Y-format. The models used in the literature for the use of complex network TDR are used, from which the impedance electric charges in a Y-network, being applied in 4 scenarios: lossless network; lossy network; and lossy using the lossless network method; and network with losses with distance variation. Among the proposed characteristics are the estimated loads, their respective physical locations in the electric line and the branch point of the electric line. These characteristics can be submitted to systems dedicated to the identification of cargo, in order to improve the performance of such systems, especially in relation to the identification of loads with a high degree of similarity. The method can estimate the load values, and for a lossy line it presents an error of 0.05% for a purely resistive load and 4.5% for a short-circuit load. With these results, it is possible to conclude that the TDR can be a feature extraction tool that allows the identification of loads by the NILM method. However, for this purpose, it is necessary to know the value of the propagation constant of the transmission line. The work contributes to the use of an active process in a NILM system, in order to aggregate more data to the set of characteristics that determine the electric signature of a load, which can enable a better success rate of identification systems when, for example, there are loads with a high degree of similarity

Keywords: Non-Intrusive Load Monitoring, Active Method Based on Reflectometry, Time Domain Reflectometry - TDR.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Etapas do monitoramento intrusivo (ILM).....	23
Figura 2.2: Etapas do monitoramento não intrusivo (NILM)	24
Figura 3.1: Modelo de uma linha de transmissão.....	37
Figura 3.2: Representação da seção transversal de um cabo coaxial com um capacitor cilíndrico, com raio interno a e raio externo b	38
Figura 3.3: Diagrama esquemático de uma linha de transmissão.....	39
Figura 3.4: Modelo de uma linha de transmissão.....	44
Figura 3.5: Fenômeno de múltiplas reflexões devido a descasamentos de impedância ao longo de uma linha de transmissão.....	46
Figura 3.6: Diagrama de reflexão.....	48
Figura 3.7: Comportamento do pulso para condições específicas da carga com relação à linha de transmissão.	52
Figura 4.1: Rede complexa em formato Y.....	58
Figura 4.2 Diagrama esquemático de uma rede complexa em formato de Y.....	58
Figura 4.3: Representação da reflexão em uma rede de transmissão com estrutura em Y.....	60
Figura 4.4: Estrutura estrelar.....	61
Figura 4.5: Divisão de rede estrelar em sub-redes em Y	63
Figura 5.1: Resultado de simulação de configuração Y com uma extremidade em curto e outra em aberto	68

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 2.1: Composição setorial do consumo de eletricidade no Brasil no ano 2016.	22
Gráfico 5.1: Desempenho do simulação baseado em linhas com perdas e sem perdas	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Leitura revisada abordando NILM	31
Tabela 5.1: Atribuição de valores a parâmetros da linha, das cargas e do pulso de excitação.	67
Tabela 5.2: Atribuição de valores aos tipos de cargas considerados nas simulações	68
Tabela 5.3: Resultados de simulação de linha sem perdas	70
Tabela 5.4: Resultados de simulação de linha sem perdas	71
Tabela 5.5: Resultados de simulação de linha com perdas	74
Tabela 5.6: Erro de estimativa de tipos de cargas em linhas elétricas com perdas ..	75
Tabela 5.7: Resultados de simulação para linhas com perdas utilizando o modelo sem perdas	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

No caso de algumas abreviaturas internacionalmente conhecidas, optou-se por mantê-las em sua língua original.

C	Capacitância
EJ	exajoule = 10^{18}
EMI	Eletromagnetic Interference
FDR	Frequency Domain Reflectometry
G	Condutância
GLD	Gerenciamento pelo lado da demanda
ILM	Intrusive Load Monitoring
kW	Quilowatts
L	Indutância
MIT	Massachusetts Institute of Technology
MW	Megawatt hours
NILM	Non Intrusive Load Monitoring
R	Resistencia
SILM	Load Semi-intrusive Monitoring
SMPS	Switched-mode Power Supply
TDR	Time Domain Reflectometry
TEM	Transverse electro Magnetic
TFDR	Time-Frequency Domain Reflectometry
TWh	Terawatt hours

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	MOTIVAÇÃO.....	16
1.2	PROBLEMA.....	19
1.3	OBJETIVO	20
1.4	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	21
1.5	ESTRUTURA CAPITULAR.....	21
2	MONITORAMENTO DE CARGAS	22
2.1	MONITORAMENTO NÃO INTRUSIVO DE CARGAS – NILM.....	24
2.2	ESTADO DA ARTE – NILM	26
2.3	MÉTODOS DE MONITORAMENTO DE CARGAS.....	32
3	ESTUDO DA REFLECTOMETRIA.....	36
3.1	LINHAS DE TRANSMISSÃO ELETROMAGNÉTICAS.....	36
3.1.1	Parâmetros das linhas de transmissão	37
3.1.2	Equações de linha de transmissão	38
3.1.3	Propagação de ondas em uma linha de transmissão	41
3.1.4	Linha sem perdas	43
3.2	COEFICIENTE DE REFLEXÃO DE TENSÃO	44
3.3	MÚLTIPLAS REFLEXÕES.....	45
3.3.1	Diagrama de reflexão	47
3.4	COEFICIENTE DE TRANSMISSÃO	48
3.5	REFLECTOMETRIA	49
3.5.1	Reflectometria no domínio do tempo (TDR).....	50
3.5.2	Reflectometria no domínio da frequência	53
3.6	CONCLUSÃO	54
4	REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO EM REDES COMPLEXAS.....	56
4.1	MODELO MATEMÁTICO.....	56
4.1.1	Modelo matemático para uma rede em Y	57
4.1.2	Generalização do modelo	60
4.1.3	Validação do método.....	62
4.2	IDENTIFICAÇÃO DE CARGAS	63
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	66

5.1	SIMULAÇÃO.....	66
5.2	RESULTADOS OBTIDOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO SEM PERDAS ..	68
5.3	RESULTADOS OBTIDOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDAS..	72
5.4	RESULTADOS OBTIDOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDAS UTILIZANDO O MODELO PARA LINHA SEM PERDAS.....	75
5.5	COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS PARA LINHAS COM E SEM PERDAS.....	76
6	CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS	78
7	REFERÊNCIAS	81

1 INTRODUÇÃO

Estima-se que a demanda global de energia nas próximas duas décadas aumente cerca de 50%, atingindo o valor de aproximadamente 778 EJ no ano de 2035 (HALABI et al, 2014). No ano de 2016, de acordo com o Balanço Energético Nacional do ano de 2017 tendo como ano base 2016, o Brasil consumiu 520 TWh de energia elétrica, sendo que a previsão é que no ano de 2050 esse valor passe a ser de 1.624 TWh (EPE, 2014) (EPE, 2017).

O constante crescimento do consumo de energia elétrica no mundo é reflexo do crescimento econômico mundial. Entretanto essa expansão acentuada do consumo vem acompanhada de grandes desafios e preocupações, como o esgotamento de recursos utilizados para a produção de energia, o impacto ambiental causado pela sua geração, e os elevados investimentos em pesquisa de novas fontes e construção de novas usinas.

Hoje, muitos estudiosos apostam no investimento de fontes renováveis de energia para solucionar o problema, de modo a evitar um retrocesso na economia e no bem estar da sociedade. Entretanto, o alto custo inicial para geração em grande escala de energia elétrica por fontes renováveis continua sendo uma barreira crítica para países em desenvolvimento (HUENTELER et al., 2016).

Neste contexto, é de fundamental importância que se busque a modernização do sistema elétrico, a fim de se garantir o equilíbrio energético no futuro próximo, sendo utilizado o conceito *Smart Grid* como base em tal processo, abrindo caminho para a incorporação de tecnologia digital para o monitoramento e o gerenciamento em tempo real, levando em consideração a possibilidade de haver um fluxo bidirecional de energia e a existência de um sistema de comunicação também bidirecional entre concessionárias e consumidores, melhorando assim o controle, a confiabilidade, a segurança e a eficiência da rede elétrica (CGEE, 2014).

Esse tipo de rede possibilita ações por todos os usuários a ela conectados, sendo propícia para o fornecimento e o consumo eficiente de energia baseada inclusive em fontes sustentáveis, possibilitando a aplicação da geração distribuída de energia elétrica (CGEE, 2014) e do Gerenciamento pelo Lado da Demanda (GLD).

Na geração distribuída de energia, coexistem a geração centralizada e a descentralizada. A geração centralizada é o modelo convencional de geração, constituída por grandes usinas localizadas distantes dos centros consumidores, necessitando assim de uma rede para transmitir e distribuir a eletricidade até o local de consumo. Já na distribuída descentralizada, os usuários de eletricidade poderão ter a própria geração, tornando-se produtores e consumidores, utilizando as fontes de geração localmente disponíveis, podendo essas serem renováveis ou não (CGEE, 2014).

No Brasil existem dois tipos de modalidades de geração distribuída: a microgeração e a minigeração. A microgeração distribuída é caracterizada como sendo uma central geradora de energia elétrica, que utiliza fontes de energia, em geral, renováveis, conectada à rede de distribuição por meio de instalações próprias das unidades consumidoras. A unidade geradora deve estar conectada ao sistema de distribuição local ao nível de baixa tensão, de modo que a microgeração favorece, sobretudo, aos consumidores residenciais e comerciais, permitindo, inclusive, autossuficiência energética (ANEEL, 2016).

Conforme a regulamentação da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), a microgeração refere-se a toda central geradora de energia elétrica que possui potência instalada de até 75 kW (ANEEL, 2016).

A chamada minigeração distribuída consiste na geração de energia elétrica por fontes renováveis ou a cogeração qualificada de centrais geradoras com potência instalada superior a 75 kW e inferior ou igual a 3 MW para fontes hídricas ou igual a 5 MW para cogeração qualificada ou para as outras fontes de energia renováveis (ANEEL, 2016).

Sendo assim, um dos caminhos alternativos para o setor energético é a geração distribuída conectada à rede de distribuição de eletricidade, garantindo o abastecimento de energia elétrica com um baixo impacto ambiental (JONES et al., 2017).

Um dos principais objetivos das Smart Grids é tornar o usuário mais participativo, com o gerenciamento de carga (Gerenciamento pelo Lado da Demanda – GLD), onde o consumidor pode monitorar o seu consumo de energia e tomar as medidas adequadas para aumentar a eficiência energética (CGEE, 2014).

1.1 MOTIVAÇÃO

A geração distribuída possibilita a aplicação de tecnologias e produtos inovadores que propiciam o aumento da eficiência energética a partir do uso racional de energia elétrica. Deste modo, a implementação de sistemas de gerenciamento, além de evitar emissão de gases de efeito estufa, possibilita a redução de gastos desnecessários em infraestrutura para suprir a demanda, além de reduzir a tarifa do consumidor (CALDEIRA, 2012).

O GLD é o processo de planejamento, implementação e monitoramento de atividades para influenciar o período de uso da eletricidade e a quantidade de cargas nas instalações do consumidor, tendo como objetivo a redução de carga de pico e minimização dos gastos com energia. Em outras palavras, cada usuário pode gerenciar sua carga individualmente, deslocando suas cargas das horas de ponta para horários fora de ponta, onde o valor do kWh é menor (BAHARLOUEI; HASHEMI, 2014).

Para determinar o consumo individual de cada carga em uma instalação residencial, é necessária a implantação de um sistema de gerenciamento eficiente, que consiga monitorar individualmente cada carga elétrica, sendo capaz de detectar os estados em que a mesma se encontra, isto é, ligada ou desligada (BAHARLOUEI; HASHEMI, 2014).

O monitoramento de consumo é baseado em medidas instantâneas do nível de consumo de energia de equipamentos elétricos/eletrônicos, podendo ser classificado de acordo com o tipo de abordagem utilizada. Atualmente existem três tipos de monitoramento: o monitoramento intrusivo (*Intrusive Load Monitoring – ILM*), o não intrusivo (*Non Intrusive Monitoring – NILM*) e o semi-intrusivo (*Load Semi-intrusive Monitoring– SILM*) (TANG et al. 2016).

O método ILM é uma abordagem tradicional de monitoramento de cargas, o qual se baseia em sensores individuais para cada equipamento. A vantagem deste método é que as informações de consumo de cada equipamento são obtidas de forma confiável e com baixo esforço de processamento dos dados coletados. Em contrapartida, como a quantidade de sensores necessários para a coleta dos dados é igual à quantidade

de equipamentos a serem monitorados, o custo da infraestrutura necessária pode assumir valores proibitivos em instalações elétricas que dispõem de um grande número de equipamentos (ESA et al., 2016). Além disso, cada novo equipamento agregado à instalação e que precisa ser monitorado, consiste no acréscimo de um novo sistema sensorial, o que pode ser uma solução impraticável em muitos casos.

No método SILM, os sensores são distribuídos em subgrupos de cargas agregadas. Logo, o método permite o gerenciamento de grupos de equipamentos, e o conhecimento específico do comportamento energético de um equipamento de um determinado grupo fica comprometido. Além disso, à medida que mais subgrupos são formados, aumenta-se o custo da infraestrutura necessária (TANG et al., 2016).

Já no NILM, utiliza-se apenas um medidor, o qual é instalado no circuito de alimentação de uma unidade consumidora, a fim de fazer a análise dos dados e a desagregação de cargas (ESA et al. 2016). A vantagem desta abordagem está no fato de que a infraestrutura necessária é drasticamente reduzida comparada com as abordagens anteriores, além de ser pouco impactada com o aumento do número de equipamentos a serem monitorados. Em contrapartida, o medidor deve contar com sistemas inteligentes, os quais carecem de avanços a fim de se tornarem precisos e robustos.

Apesar da grande quantidade de trabalhos com foco em medidores NILM que vem sendo desenvolvido, o monitoramento não intrusivo ainda enfrenta alguns desafios. Um deles é a identificação de cargas similares, cuja definição foi apresentada pela primeira vez em Paixão (2016), como sendo dois ou mais equipamentos elétricos/eletrônicos que possuem assinatura elétrica com valores nominais iguais, mas que são distinguíveis devido às pequenas variações em tais valores, motivadas por fatores como, por exemplo, a incerteza intrínseca originada do processo de manufatura dos diversos componentes eletrônicos que os constituem.

Percebe-se na literatura uma tendência no emprego da abordagem NILM para uma identificação passiva, isto é, utilizando-se as características presentes nos sinais elétricos de demanda das cargas como, por exemplo, a potência ativa, a potência reativa, o fator de potência e as componentes harmônicas de maior energia. Entretanto, a identificação de cargas similares através da abordagem NILM e por meio de identificação passiva não tem se mostrado tão precisa até então (PAIXÃO, 2016).

Visando a necessidade de se obter melhores índices de sucesso na identificação de cargas similares, objetiva-se aplicar neste trabalho a abordagem NILM com identificação ativa, onde um sinal não natural é introduzido no sistema, de forma que a análise da resposta do sistema possibilite a identificação, dentre outras coisas, das cargas elétricas alimentadas por uma fonte comum de energia elétrica. Mais especificamente, será explorado neste trabalho o método NILM com identificação ativa baseado em reflectometria.

Os modelos aqui utilizados negligenciam alguns aspectos práticos, tais como a incertezas das medições sensoriais, interferência eletromagnética, ruído térmico, entre outros. O negligenciamento é feito levando em consideração que, na prática esses efeitos pudessem ser desprezíveis, deste modo aumento da complexidade computacional seria desnecessário.

Desta forma, é necessário validar o método teórico aqui desenvolvido com experimento práticos, de modo a verificar se os aspectos negligenciados alteram significativamente os resultados.

A reflectometria é um conceito amplamente utilizado em equipamentos como, por exemplo, radares. Consiste na análise comparativa entre um sinal padrão transmitido em um meio e o seu reflexo, o qual existe se, e somente se, o gradiente de impedância do meio é não nulo (variação de impedância do meio provocado por derivações no cabo condutor, defeitos e presença de cargas elétricas descasadas).

No caso específico, o sinal padrão é um sinal elétrico, o meio considerado é um condutor elétrico sendo utilizado para efeito de modelo matemático o cabo coaxial (uma vez que grande parte dos estudos relacionados a reflectometria utiliza este cabo), sendo que para a utilização em outros tipos de cabos é necessário um outro modelo matemático. A diferença de impedância no meio pode estar relacionada com equipamentos alimentados eletricamente via condutor elétrico (cargas elétricas) (BOUDJEFDJOUF,2014).

1.2 PROBLEMA

A concepção de monitoramento não intrusivo começou a ser desenvolvida por Hart em 1992. No Capítulo 2, quando se apresenta o estado da arte deste assunto em questão, observa-se que atualmente tem se buscado aprimorar o método, de forma a aumentar a sua precisão. Entretanto, pouco se tem feito para, ao mesmo tempo, garantir sua robustez a fim de torná-la uma ferramenta aplicável no mundo real, isto é, fora do ambiente controlado encontrado nos laboratórios de pesquisa.

Pode-se observar ainda na revisão da literatura (Capítulo 2) o uso de características diversas extraídas dos sinais de demanda elétrica dos próprios equipamentos a serem identificados. Tais características podem ser enquadradas em dois grupos, as macrocaracterísticas e as microcaracterísticas. No primeiro, usam-se informações nominais, isto é, extraídas a partir da frequência fundamental de funcionamento do equipamento. Já no segundo grupo de características, usam-se informações extraídas das componentes harmônicas superiores à frequência fundamental de funcionamento. Entretanto, os trabalhos mais exitosos até então têm usado um conjunto misto de características como assinatura. Ainda assim, percebe-se a necessidade de mais trabalho para a obtenção de um sistema suficientemente preciso e robusto a ponto de poder ser empregado em situações reais, isto é, não controladas.

Tais questões estão intimamente ligadas à capacidade de o sistema de identificação autônoma de equipamentos ser capaz de lidar com equipamentos que apresentam, por exemplo, múltiplos estágios de funcionamento (máquinas de lavar em geral), alto grau de similaridade (isto é, equipamentos tecnicamente iguais), comportamento variável no tempo (computadores, TVs, entre outros).

A hipótese levantada neste trabalho de pesquisa, portanto, é a de que a resolução do problema de robustez está intimamente ligada à capacidade de o sistema de identificação autônoma conseguir lidar com situações onde os equipamentos elétricos/eletrônicos apresentam um alto grau de similaridade.

Definição: *similaridade entre equipamentos é a semelhança entre tais equipamentos, tomando como base de comparação conjuntos de características extrínsecas (macroscópicas), que são aquelas que se apresentam na frequência fundamental de funcionamento do equipamento ou em nível DC, e/ou características intrínsecas*

(microscópicas), que são aquelas que se apresentam nas componentes harmônicas e requerem processamento extra para serem obtidas, ou ainda em ambos os tipos de características. Portanto, o grau de similaridade é uma medida da semelhança técnica entre dois equipamentos, variando de 0 a 100%, onde 0 seria o grau mínimo de similaridade e 100% representa o grau máximo.

Equipamentos com grau máximo de similaridade são indistinguíveis. Já equipamentos com qualquer grau diferente de 100% são distinguíveis. Entretanto, quanto mais próximo do grau máximo, maior deve ser o esforço para extrair características que permitam a identificação.

Daí, acredita-se que, com base nos resultados encontrados na literatura (Capítulo 2), a resolução do problema de desagregação de cargas elétricas altamente similares depende da capacidade do sistema em se encontrar características de fato relevantes. No entanto, é preciso se conhecer quais são essas características e como extraí-las.

1.3 OBJETIVO

Os trabalhos apresentados na literatura (Capítulo 2) têm focado no uso de características extraídas a partir de amostras dos sinais de demanda dos próprios equipamentos, os chamados sistemas NILMs. Neste trabalho específico, porém, tem-se como objetivo abordar uma nova forma de obtenção de características. Trata-se do método NILM ativo baseado em reflectometria no domínio do tempo (TDR).

Como objetivos específicos, portanto, enumera-se:

- a) Estudo do equacionamento para estimação de cargas elétrica em uma estrutura em Y;
- b) Simulação do método em uma linha de transmissão sem perdas;
- c) Simulação do método em uma linha de transmissão com perdas;
- d) Simulação do método em uma linha de transmissão com perdas utilizando o modelo sem;
- e) Simulação com variação de distância no modelo de linha de transmissão com perdas.

1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho contribui com a inserção de mais possibilidades de obtenção de características para a composição de uma assinatura que permita aumentar a precisão e a robustez dos sistemas de identificação autônoma de equipamentos ligados em uma *smart grid*.

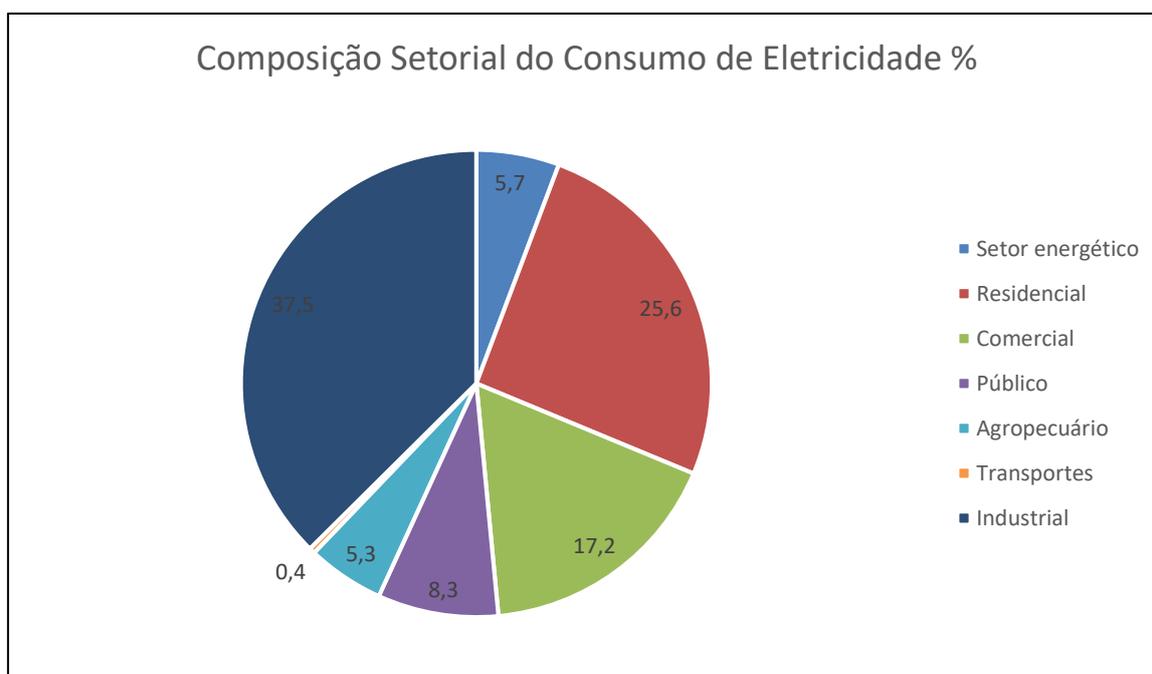
1.5 ESTRUTURA CAPITULAR

O trabalho divide-se em 6 capítulos. O capítulo atual, define a motivação da dissertação, os objetivos e a contribuição do trabalho. No capítulo 2, é apresentado o estado da arte do NILM, e inseri e descreve a identificação ativa no contexto da desagregação de cargas elétricas. Descreve no capítulo 3 a base teórica que leva ao conceito de reflectometria, envolvendo linha de transmissão e reflexão em uma linha de transmissão. A apresentação do modelo matemático para a desagregação de cargas elétricas por meio da reflectometria no domínio do tempo (TDR) é apresentado no capítulo 4. O capítulo 5 traz os principais resultados alcançados com o método proposto. Por fim, o capítulo 6 trata das conclusões e considerações finais.

2 MONITORAMENTO DE CARGAS

A crise energética, a mudança climática e a economia global de um país são diretamente afetadas pelo aumento do consumo de energia elétrica. O alívio do setor energético pode ser realizado através de medidas que representem reduções significativas do desperdício de energia elétrica por parte do setor residencial, uma vez que esse setor apresenta grande influência no consumo da energia elétrica. De acordo com o BEN (Balanço energético Nacional) de 2016, o setor residencial foi responsável por 25,6% de todo o consumo de energia elétrica no Brasil, conforme pode ser visto no Gráfico 1.1 (EPE, 2017).

Gráfico 2.1: Composição setorial do consumo de eletricidade no Brasil no ano 2016.



Fonte: EPE (2017)

Nota: Adaptado pelo autor.

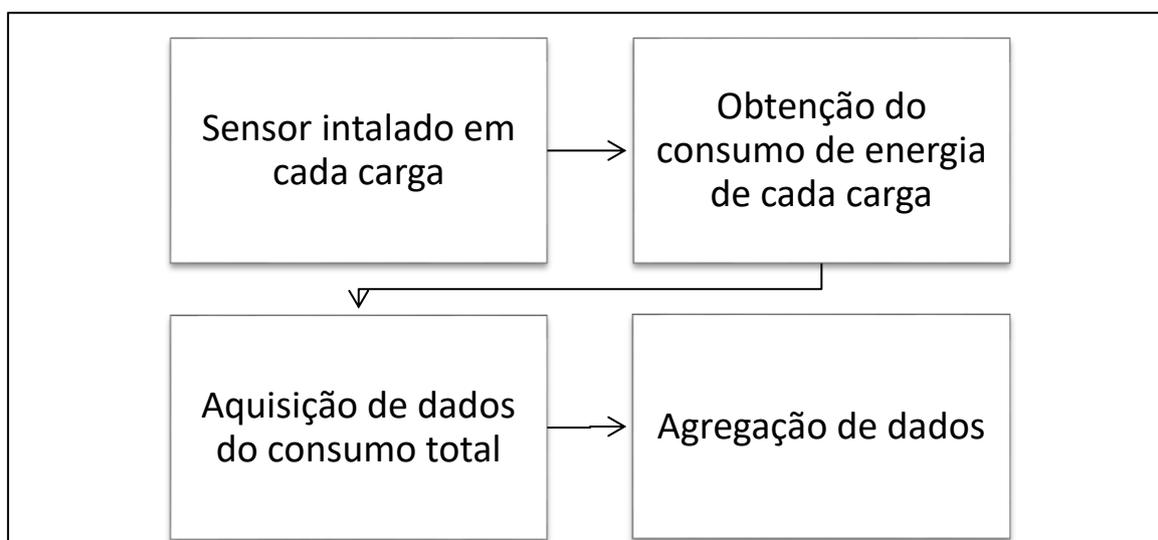
A redução do consumo de energia elétrica pelo setor residencial pode ser obtida através do monitoramento do consumo e retransmissão dessas informações aos consumidores. Para tal efeito, são necessários mecanismos de *feedback* direto, ou seja, as informações sobre o consumo de eletricidade individual de cada aparelho são transmitidas em tempo real para o usuário, ao contrário do que se é praticado atualmente. No *feedback* indireto, mecanismo utilizado nos dias atuais, o consumo de energia elétrica é transmitido em sua totalidade para o consumidor uma vez a cada

mês, não havendo distinção entre os equipamentos consumidores de eletricidade (ZOHA et al. 2012).

Appliance Load Monitoring – ALM, ou monitoramento de cargas de aparelho, em geral é um processo de identificação e aquisição da medida de carga de um sistema. Essas medidas de cargas determinam o estado e o consumo de energia dos aparelhos conectados à rede elétrica, permitindo que sistemas automatizados de gerenciamento de energia analisem os aparelhos com alto consumo de eletricidade, para que possam ser elaboradas estratégias que visam uma maior conservação de energia (HOSSEINI et al. 2017).

Dependendo da abordagem utilizada no ALM, o monitoramento pode ser o *Intrusive Load Monitoring (ILM)* ou *Non-Intrusive Load Monitoring (NILM)*. Na abordagem ILM, é necessário um ou mais sensores por aparelho da unidade consumidora. Este método saber a condição de operação e o consumo de energia de cada aparelho com precisão. No entanto, possui algumas desvantagens práticas, como o custo elevado, configuração de múltiplos sensores e complexidade de instalação. A prática de monitoramento intrusivo é mostrada na Figura 2.1 (ESA et al. 2016).

Figura 2.1: Etapas do monitoramento intrusivo (ILM)



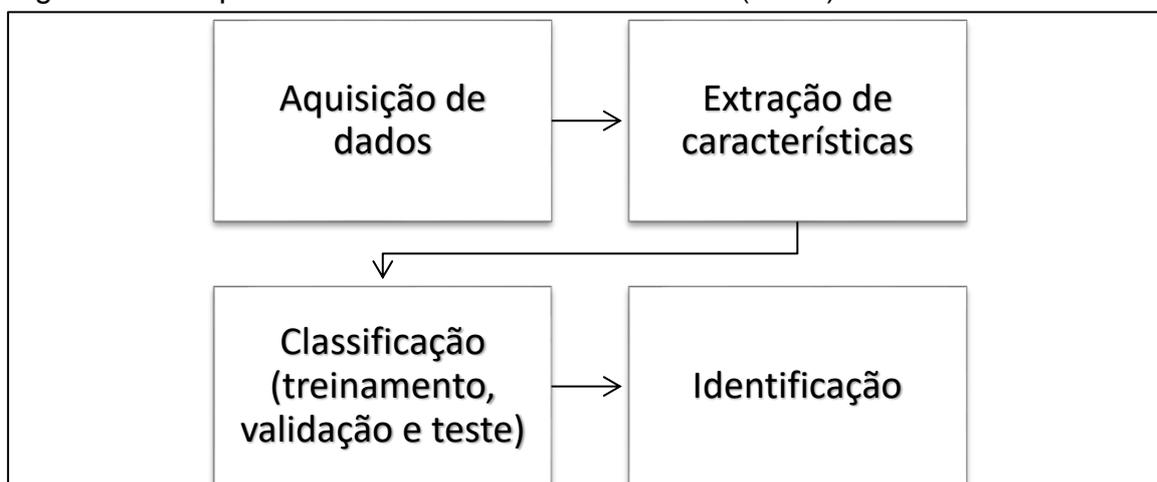
Fonte: ESA et al (2016).

Nota: Adaptado pelo autor.

O NILM é um método em que a intrusão na propriedade do usuário é em escala mínima, pois se utiliza apenas um medidor, o qual é instalado no circuito de alimentação de uma unidade consumidora, onde software e algoritmos de

processamentos de sinais são utilizados para realizar as medições e a desagregação das cargas. A Figura 2.2 mostra uma visão geral sobre o processo NILM (ESA et al. 2016).

Figura 2.2: Etapas do monitoramento não intrusivo (NILM)



Fonte: ESA et al (2016).

Nota: Adaptado pelo autor.

2.1 MONITORAMENTO NÃO INTRUSIVO DE CARGAS – NILM

O conceito NILM foi proposto pela primeira vez por HART no ano de 1992. No método NILM, todo o aparato necessário para o monitoramento de equipamentos em uma instalação elétrica é aplicado em um único ponto de tal instalação que, normalmente, é o seu ponto de entrada, isto é, o ponto de conexão entre a instalação sob monitoramento e a rede pública (HART, 1992).

O processo NILM se divide em etapas, conforme ilustrado na Figura 2.2 Na primeira etapa, são adquiridos dados de demanda elétrica de uma instalação sob monitoramento. Nessa etapa, é necessário estar atento com relação à taxa de amostragem de tais dados, pois um conjunto de dados amostrados a uma taxa inadequada pode comprometer o desempenho do sistema (ZEIFMAN, 2011).

Em seguida, de posse dos dados adquiridos, é realizado o processo de extração de características. Neste ponto, a taxa de amostragem com que os dados foram adquiridos se torna importante, pois as características extraídas dos dados de demanda elétrica das cargas podem ser de baixa ou de alta frequência. No primeiro caso, dizemos que se trata de características macroscópicas. As características

nominais da carga, presentes na frequência de 60Hz, são exemplos de características macroscópicas. Tais tipos de características podem ser identificadas em dados amostrados a taxas baixas ou altas (ZOHA et al. 2012).

Já no caso em que as características extraídas são de alta frequência, dizemos que essas são características microscópicas. As componentes harmônicas induzidas pela carga são exemplos de características microscópicas. A extração de tais características a partir de um conjunto de dados amostrados depende de uma amostragem a uma taxa alta o suficiente, conforme diz a teoria de amostragem de Nyquist (ZOHA et al. 2012).

Na etapa de classificação são normalmente utilizados algoritmos computacionais, muitas das vezes baseados em inteligência artificial. A etapa de classificação envolve, primeiramente, o aprendizado ou treinamento do chamado classificador. Nesta subetapa, o sistema de classificação é submetido a um conjunto grande o suficiente de características de um equipamento, de modo a permitir que o classificador aprenda a relacionar determinados padrões a um equipamento específico. Dependendo da técnica de classificação utilizada, haverá uma etapa de validação do aprendizado (ou do treinamento realizado), no qual se avalia a necessidade de continuar o treinamento ou se o classificador está suficientemente treinado. Por fim, para se verificar o quão bom o ruim é o classificador, realiza-se uma última subetapa, isto é o teste. Nesta subetapa, é apresentado um conjunto de dados diferente daquele usado nas subetapas anteriores e é medida a taxa de acertos do classificador. Tal taxa está diretamente ligada ao desempenho do classificador, isto é, quanto mais próximo de 100% for a taxa de acertos na subetapa de testes, melhor será o classificador, de modo que maior será a chance de ele identificar um equipamento específico em uma instalação elétrica. Por fim, a etapa de identificação, que é similar à subetapa de testes. A diferença é que a identificação, neste caso específico, deve acontecer *online*, enquanto que todas as subetapas que envolvem o desenvolvimento do classificador podem ser realizadas *offline* (ZOHA et al. 2012).

A um determinado conjunto de características que permitem identificar um equipamento elétrico é dado o nome de assinatura elétrica (do inglês, *load signature*) (LIANG et al. 2009). A assinatura elétrica de cada aparelho é única, mesmo quando

tais aparelhos são muito similares. Entretanto, quanto maior o grau de similaridade, maior é o esforço necessário para se obter a assinatura elétrica do equipamento.

2.2 ESTADO DAARTE – NILM

Cientistas e estudiosos, há décadas, buscam por métodos que propiciem a identificação de cargas, com o intuito de melhorar o gerenciamento e a demanda de energia elétrica. Com base na revisão de Zeifmam (2011), a aquisição de dados no método NILM pode ser dividido em duas categorias: extração de dados em baixa frequência e extração em alta frequência.

Na extração de dados em baixa frequência, são utilizados equipamentos de baixo custo para a implantação. As assinaturas recolhidas são constituídas apenas por características macroscópicas, uma vez que apresentam períodos de amostragem superiores ou iguais a 1 segundo (ZEIFMAN, 2011).

O monitoramento não intrusivo de cargas foi proposto pela primeira vez na década de 90 por Hart (1992) no Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT). Em seu estudo, utilizam-se variações de potência ativa e potência reativa como parâmetros para classificar eventos dos dispositivos elétricos presentes na unidade consumidora em estudo. Hart propôs um agrupamento das cargas de acordo com os seus padrões de consumo, classificando-os em quatro categorias:

1. Aparelhos de consumo permanente – esses aparelhos apresentam consumo constante de potência ativa e reativa, funcionando 24h/dia, como os detectores de incêndio;
2. Aparelhos de funcionamento *ON/OFF* – esses aparelhos operam em apenas dois estados de trabalho, isto é, estão ligados ou desligados, tendo como exemplo uma lâmpada;
3. Maquinas de estado finito – esses aparelhos possuem um número definido de estados de funcionamento, consumindo um determinado valor de potência ativa e reativa em cada estado, como a máquina de lavar roupas;
4. Aparelhos de consumo variável e não periódico - esses tipos de aparelhos apresentam um consumo variável ao longo do tempo, não possuindo um padrão periódico de mudança de estados ou potência, como luzes dimmer.

O algoritmo de identificação de cargas proposto por Hart usava assinaturas elétricas de cada carga previamente adquiridas, criando assim um banco de dados, que possibilitava a identificação das cargas em um determinado momento. O método empregado por Hart permitia desagregar apenas os equipamentos inseridos nas categorias 2 e 3, sendo portanto limitado, porém servindo de base para vários outros pesquisadores que buscaram aprimorar o método NILM (HART, 1992).

Em 1996 o grupo de investigadores do MIT expandiu o trabalho original de Hart, utilizando o sinal elétrico geral de um edifício industrial. As cargas elétricas estudadas naquele trabalho possuíam duas características importantes, a potência reativa e o tempo dos eventos transitórios. O valor de potência reativa considerada era muito baixo e os tempos de duração dos eventos transitórios muito longo, sendo na ordem de centenas de segundos (NORFOLD; LEEB, 1996).

Ao estudarem a desagregação de cargas, Figueiredo e outros trataram o problema de identificar assinaturas elétricas semelhantes, onde utilizaram condições muito específicas de funcionamento. O Grupo inseriu como característica o fator de potência e utilizou como classificadores o SVM (Máquina de Vetor Suporte) e 5-NN (rede neural). A taxa de precisão do método foi de aproximadamente 82,6%, porém em condições controladas. Logo, os autores concluíram que era necessário avançar em pesquisas envolvendo condições reais como, por exemplo, uma quantidade maior de equipamentos ligados simultaneamente (FIGUEREDO et al., 2012).

Outra extensão do método do MIT foi apresentada em 1998 por Cole e Albicki em dois artigos, eles controlaram equipamentos que causavam picos de potência significativos como geladeiras e máquinas de lavar. Entretanto, era necessário que a carga tivesse uma mudança de consumo de energia dentro do período de monitoramento. Como características adicionais, foram utilizados o pico inicial ascendente da potência e a variação lenta que ocorre durante os eventos de ativação (ALBICKI; COLE, 1998).

Diferente do método original do MIT, Powers e outros, apresentaram uma solução mais econômica que os métodos descritos anteriormente, pois a identificação de cargas era proveniente apenas da leitura de potência ativa, mantendo uma boa eficiência. Esse método era destinado a desagregar somente grandes cargas, como ar-condicionado, e tinha como base amostras recolhidas a cada 15 minutos. O algoritmo em questão utilizava informações prévias sobre o perfil de uso e valores de

consumo de energia de cada aparelho para a identificação. Em casos de cargas com consumo de energia semelhantes, a distinção era feita tendo como base informações comportamentais dos utilizadores do edifício, tais como o horário do dia em que foi utilizado e a duração da utilização, o que levava a um grau de incerteza. Porém esse método não é indicado para a identificação de equipamentos eletrônicos (POWERS; MARGOSSIAN; SMITH, 1991).

Farinaccio e Zmeureanu também propuseram um método de identificação NILM baseado na potência ativa total consumida por um edifício. Os dados de potência ativa eram registrados a cada 16 segundos, sendo um método de frequência intermediária. O método utilizava as mudanças de consumo de potência ativa, aliado a algoritmos com conjuntos de regras específicas para detecção de cada equipamento, sendo que algumas destas regras não eram intuitivas, sendo necessário haver um treinamento exaustivo (os autores necessitaram de uma semana de treinamento para a captura de todas as informações necessárias para a detecção de apenas dois aparelhos elétricos). O método apresentou uma precisão de detecção de 80%. Entretanto, com o elevado tempo de treinamento e a necessidade de regras específicas para cada aparelho, mostrou-se inviável (FARINACCIO; ZMEUREANU, 1999).

Com o intuito de melhorar a viabilidade do estudo realizado em 1999, no ano de 2000 foi feito um *upgrade* do método originalmente proposto por Farinaccio e Zmeureanu, onde já não era mais necessário o uso de regras específicas de reconhecimento de padrões, aumentando para 90% a precisão. Entretanto, ainda era necessário desenvolver regras de decisões específicas para cada aparelho, sendo dificilmente aplicável a dispositivos eletrônicos, e o método ainda exigia um tempo de treinamento exaustivo (MARCEAU; ZMEUREANU, 2000).

Até o presente momento, foram citados apenas trabalhos que são baseados em características macroscópicas para a detecção e o monitoramento dos equipamentos, como alterações na potência. Entretanto, é notável que para aumentar a precisão dos métodos NILM, é necessário adicionar características microscópicas, utilizando alta frequência, como fez o grupo de pesquisadores do MIT no ano de 2003. As características microscópicas podem ser entendidas com os harmônicos e as formas de onda do sinal (ZEIFMAN, 2011).

No MIT, pesquisadores incorporaram harmônicos ao algoritmo NILM, com o sentido de obter melhor desempenho computacional, e utilizaram a análise somente dos sinais transitórios. Nesse método, o reconhecimento dos dispositivos elétricos foi feito com base na comparação das envolventes espectrais dos eventos ocorridos com os dados previamente armazenadas em um banco de dados. A comparação foi realizada através do método dos mínimos quadrados (LEEB; SHAW; KIRTLEY, 1995).

Em (WICHAKOOL et al. 2009), é possível fazer o reconhecimento de equipamentos, inclusive os com cargas variáveis. Em contrapartida, o método apresentava várias desvantagens, como o treinamento excessivo para cada equipamento antes que a classificação e o monitoramento pudesse ser realizado. Os aparelhos adicionais sem o prévio reconhecimento da assinatura não eram mostrados pelo sistema. Além disso, a robustez do método é desconhecida.

Os trabalhos apresentados em Srinivasan e Liew (2006) estudam os harmônicos no estado estacionário, sendo a resposta espectral e as redes neurais artificiais respectivos exemplos de características e classificadores normalmente empregados. Entretanto, todos esses trabalhos negligenciam a existência de cargas similares. Além disso, são consideradas, em geral, condições experimentais ideais, onde é notório que a assinatura elétrica corresponde a apenas um único equipamento elétrico ligado, o que consiste em um caso prático, porém muito particular (SRINIVASAN; LIEW, 2006).

De forma mais inovadora, Patel e outros propuseram a utilização do ruído como característica complementar as macroscópicas, sendo este trabalho melhor desenvolvido no ano de 2010. O método utilizava a transformada de Fourier ao ruído existente no sinal de tensão, e, como o ruído existente no sinal estava presente em todos os pontos da instalação, o método permitiu recolher informações em qualquer um dos pontos, sendo capaz de detectar aparelhos ligados a qualquer ponto de alimentação elétrica (PATEL et al., 2007) (GUPTA; REYNOLDS; PATEL, 2010).

Em (GUPTA; REYNOLDS; PATEL, 2010) os autores se basearam no fato de que grande parte dos dispositivos eletrônicos modernos empregam fontes de alimentação de modo de comutação (SMPS). Essas fontes geram interferência eletromagnética (EMI) de alta frequência na instalação, de modo que aquele trabalho mostrou que os sinais de EMI são estáveis e previsíveis. A precisão de reconhecimento do método foi

entorno dos 93,8%, permitindo distinguir diferentes tipos de dispositivos, bem como identificar cargas com características semelhantes e eventos simultâneos (GUPTA; REYNOLDS; PATEL, 2010).

Apesar do desempenho satisfatório apresentado pelo método desenvolvido em (GUPTA; REYNOLDS; PATEL, 2010), o mesmo apresenta várias desvantagens. Primeiramente a assinatura de cada aparelho depende da fiação elétrica, de modo que o mesmo não possa ser identificado com precisão caso esteja em uma tomada diferente, os equipamentos que não possuem fontes de alimentação comutadas não podem ser detectados pelo método. O trabalho não diz com clareza como o EMI das outras habitações podem interferir na detecção dos aparelhos, esse problema torna-se mais agravante em edifícios, pois os autores não desenvolvem o tema em relação as sobreposições entre as assinaturas do EMI.

Em (SUZUKI et al, 2008) foi desenvolvido um algoritmo baseado na extração de dados da forma de onda da corrente. Isso porque a corrente total consumida em uma habitação é a somatória do consumo de todas as correntes consumidas por todos os aparelhos presente nesta habitação, utilizando técnicas de otimização para identificar os equipamentos a partir da corrente total monitorada. Para a aplicação da otimização, é necessário adquirir previamente e individualmente, os dados de consumo de corrente dos dispositivos em funcionamento. De acordo com os autores, o método apresenta uma precisão de reconhecimento com uma grande variação, isto é variando entre 62,7% e 96,8%, e apresenta uma série de limitações, tais como: incapacidade de distinção entre equipamentos com forma de consumo de corrente semelhantes, mesmo sendo equipamentos totalmente distintos; os equipamentos das classes 3 e 4, que apresentam vários estados de consumo, são interpretados como um equipamento diferente a cada consumo, deste modo se um equipamento possui três estados de consumo, o método identifica como três dispositivos diferentes; somente os dispositivos da segunda classe podem efetivamente ser reconhecidos.

Tsai e Lin (2012) propõem um sistema que integra métodos de extração de recursos transitórios de ativação e desativação de cada dispositivo para acompanhar o consumo de energia por cada aparelho. O reconhecimento dos dispositivos é feito utilizando a regra do vizinho mais próximo (k-NNR) e rede neural artificial de propagação reversa (BP-ANN). O método é capaz de identificar o estado de operação

dos aparelhos em todos os experimentos realizados, com taxa de reconhecimento superior a 95%. Entretanto, com tal método, não é possível estimar o consumo de energia dos aparelhos, servindo assim de complemento para outros métodos que sejam capazes de fazer a identificação e distinção de consumo por dispositivo.

Em (SEMWAL, et al. 2014) é apresentada uma abordagem de detecção de múltiplos pontos e controle de grupo em técnicas NILM. A técnica utilizou a amplitude dos 8 primeiros harmônicos ímpares da assinatura atual para a classificação com classificador de rede neural e classificador Bayes, demonstrando precisão de reconhecimento de 99,18% e 98,08%, respectivamente. Apesar da grande taxa de reconhecimento, a proposta apresentada depende de uma grande quantidade de dados, acarretando em uma grande carga computacional.

Já em (GILLIS et al. 2016), foi projetado uma wavelet específica para a aplicação em NILM, ao invés de utilizar os modelos já existentes para outras finalidades, tais como comunicação e processamento de imagens, como diversos outros pesquisadores já haviam utilizado. O modelo apresenta melhorias quando comparadas com as wavelets DB. Apesar dos coeficientes harmônicos e wavelet serem muito eficazes na representação de formas de onda não lineares, há a exigência de uma alta taxa de amostragem e um complexo processamento de sinais, o que pode tornar a solução economicamente e computacionalmente inviável.

A Tabela 2.1 traz o resumo dos principais trabalhos desenvolvidos dentro do contexto NILM.

Tabela 2.1 Leitura revisada abordando NILM

Trabalhos	Recursos	Vantagens	Desvantagens	Precisão
Hart - 1992	Potência real e reativa	Baixa taxa de amostragem	Dificuldade com cargas de baixa potência e cargas do tipo 2, 3 e 4	86%
Drenker - 1999				—
Cole - 1988	Pot. Real e reativa e transientes macroscópicos	Alta taxa de amostragem	Varição do sinal de demanda	—
Norford e Leeb - 1996	Pot. Real e reativa, transientes macroscópicos e envelope espectral	Identificação de cargas variáveis	Longo período de treinamento e dificuldades com novas cargas	—
Farinaccio - 1999 e 2000	Potência Real	Extração de uma só característica	Treinamento exaustivo, regras específicas para cada carga, não é aplicável a cargas eletrônicas	80%
Srinivassan - 2006	Harmônicos no estado estacionário	Alta precisão para cargas resistivas e indutivas e equipamentos eletrônicos	Elevada carga computacional e baixa precisão para identificar cargas tipo 3 e 4	80% a 90%
Semwal - 2014				98,08 % a 99,18%

Patel - 2007 e 2010	Assinaturas de EMI	Detecção de eventos simultâneos e identificação de cargas semelhantes	Sobreposição de assinaturas EMI e indistinção de cargas que não possuem SMPS	—
Suzuki - 2008	Formas de onda de corrente	Identificação de cargas do tipo 2	Ineficaz para cargas tipo 3 e 4, indistinção de cargas com consumo semelhante de energia	62,7% a 96,8%
Figueredo - 2012	Pot. Real, reativa e fator de Potência	Simplicidade do método	O método não foi testado para múltiplas cargas	82,60%
Tsai e Lin - 2012	Harmônicos no estado transiente	Eficaz em formas de ondas não lineares	Complexo processamento de sinais	95%
Gillis - 2016				—

Fonte: Autor (2018).

2.3 MÉTODOS DE MONITORAMENTO DE CARGAS

Tomando como base a revisão da literatura do NILM, Seção 2.2, nota-se que até o presente momento a desagregação e o monitoramento das cargas são concretizadas utilizando-se apenas a extração das características elétricas das cargas presentes nos sinais elétricos de demanda, como os valores de potência ativa e reativa, o fator de potência e componentes harmônicas, entre outros. Deste modo, pode-se classificar esse método como sendo uma identificação passiva de cargas, onde não existe interferência externa ao sistema. No entanto, este trabalho inseri um novo método para a aquisição de assinaturas elétricas, a **identificação NILM ativa**.

A identificação NILM ativa consiste na interferência externa proposital ao sistema, de forma com que possibilite a aquisição de novas assinaturas elétricas das cargas alimentadas por uma fonte comum de energia elétrica, de forma a contribuir com a rotulação e a identificação de cargas em uma instalação elétrica.

Neste trabalho, é explorado o método NILM com identificação ativa baseado em reflectometria. O estudo da reflectometria é fundamentado na análise comparativa entre o sinal não natural injetado no sistema e o seu reflexo, a resposta do sistema. Ou seja, o sinal refletido é utilizado para obtenção de um novo conjunto de características (ou assinaturas elétricas das cargas), de forma que, ao serem submetidas a sistemas dedicados à identificação e monitoramento de carga, possam aumentar a taxa de precisão de reconhecimento de carga (AUZANNEAU, 2013).

A Figura 2.3 mostra o novo arranjo aqui proposto dos métodos de monitoramento de cargas com a separação dos métodos NILM em passivos e ativos. Os passivos são

aqueles que se baseiam em informações extraídas de sinais de demanda elétrica das cargas. É assim classificado aqui porque o sistema de monitoramento não intrusivo apenas observa passivamente a demanda e adquire amostras a uma taxa de amostragem previamente definida. Todos os trabalhos apresentados na Tabela 2.1 se enquadram, portanto, nesta classificação. Já os métodos NILM ativos são aqueles que se baseiam em informações extraídas de sinais que não fazem parte da demanda elétrica das cargas, mas sim de uma resposta da carga a uma excitação artificialmente criada pelo sistema de medição. Tal método, de acordo com a bibliografia levantada até então, ainda não foi aplicado (nem sequer cogitado sua aplicação) em sistemas de monitoramento NILM.

O sistema NILM de identificação de cargas é relativamente recente, conforme pode ser visto no item 2.1, teve início no ano de 1992, deste modo, conforme aparecem novos problemas, como o da identificação de cargas similares, é necessário o estudo de novos métodos ou estudos de novas características que consiga suprir a nova demanda, justificando assim o estudo da reflectometria como meio de obter novas características que aumentem a precisão de identificação de cargas elétricas, principalmente as com alto grau de similaridade.

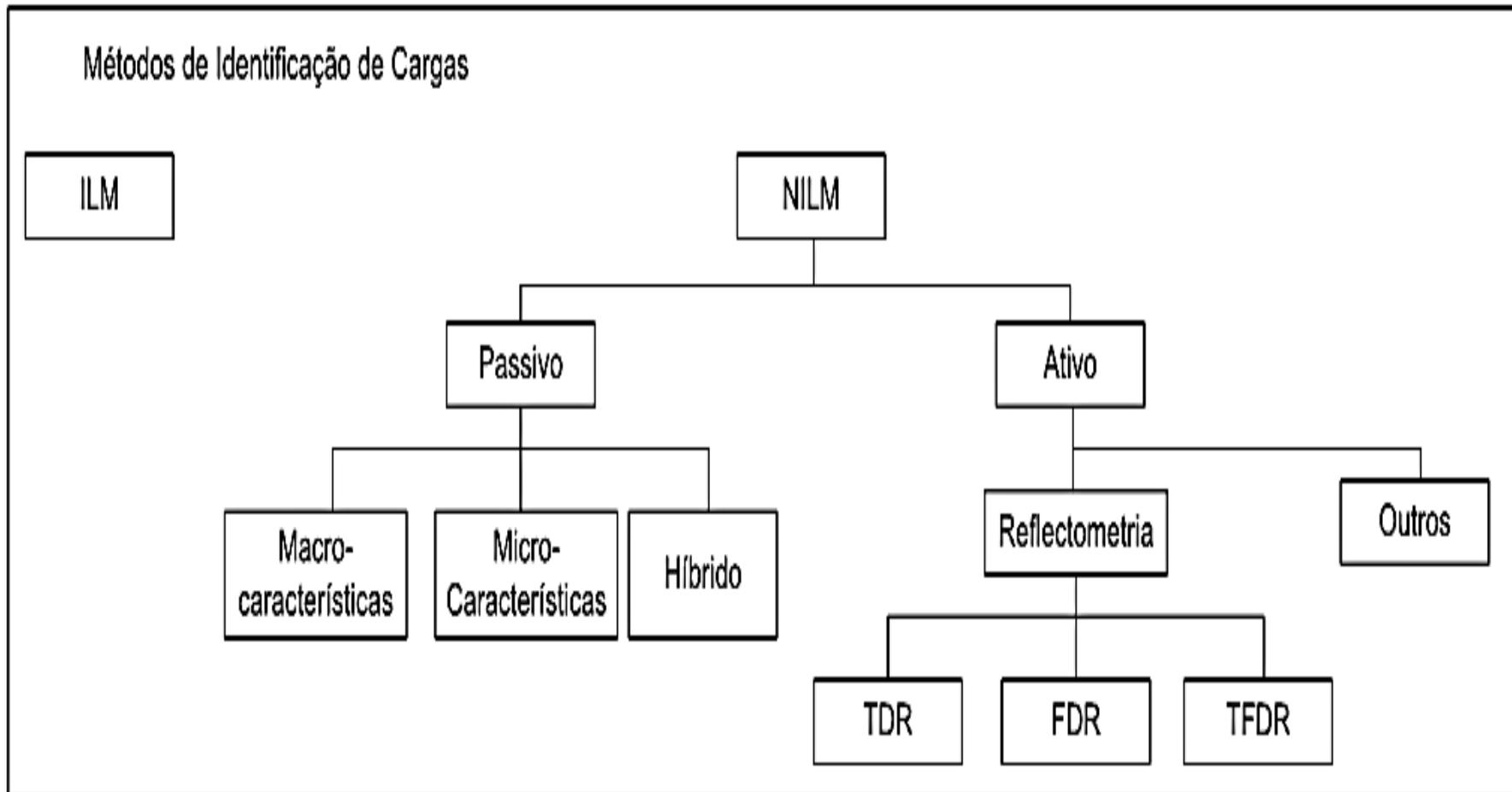
De acordo com a Fig. 2.3, o método NILM passivo pode basear-se em características macroscópicas, microscópicas ou híbridas. As primeiras já foram devidamente definidas na Seção 2.1, enquanto que as híbridas são uma mescla de características macroscópicas e microscópicas. Já o método NILM ativo pode basear, a princípio, em características obtidas a partir da reflectometria de sinais, sendo os métodos TDR, FDR e TFDR já consagrados na literatura, servindo para resolver problemas como, por exemplo, medição de velocidade de veículos.

Pode-se dividir reflectometria em duas grandes famílias principais, a reflectometria no domínio do tempo TDR e a reflectometria no domínio da frequência FDR. A reflectometria no domínio do tempo-frequência TFDR é a junção do TDR com o FDR. Levando em consideração que o interesse dos sistemas de monitoramento de cargas é idealizado para a desagregação de múltiplas cargas, é explorado neste trabalho o emprego da reflectometria no domínio do tempo como possível método de identificação ativa, uma vez que, de acordo com a literatura, apresenta melhores

resultados para redes complexas, sendo a sua implementação mais simples e de menor custo quando comparado com os demais métodos de reflectometria.

A Fig. 2.3 mostra ainda a possibilidade de se aplicar outros métodos além da reflectometria que se enquadram como NILMs ativos. Ou seja, trata-se de uma nova linha de pesquisa a ser desenvolvida no sentido de se buscar sistemas de identificação de cargas em instalações elétricas que sejam cada vez mais precisos e robustos.

Figura 2.3: Diagrama de blocos apresentando uma nova proposta de classificação dos métodos de identificação de cargas em instalações elétricas



Fonte: Autor (2018).

3 ESTUDO DA REFLECTOMETRIA

Neste capítulo serão apresentados conceitos teóricos necessários para o desenvolvimento do método para extração de assinaturas elétricas por meio da reflectometria.

3.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO ELETROMAGNÉTICAS

Uma das maneiras de transmitir potência ou informação é através da estrutura de guiamento. As estruturas de guiamento propagam energia da fonte até a carga. Neste trabalho, a estrutura utilizada é a linha de transmissão elétrica (ou linha elétrica, ou ainda condutor elétrico), onde um campo eletromagnético se propaga na direção longitudinal da estrutura (SADIKU, 2012).

Podemos considerar uma linha de transmissão como sendo dois condutores paralelos que guiam um sinal desde uma fonte até uma carga. Uma linha de transmissão pode conduzir energia elétrica de um ponto para outro, conduzir sinais de áudio de baixa frequência de uma fonte até uma carga, e conduzir sinais de alta frequência de transmissores de rádio e TV até uma antena (SADIKU, 2012).

O par de condutores é composto por um “condutor de sinal” e um “condutor de retorno ou referência”. Existem diversos tipos de estrutura com nomes diferentes para cada tipo de geometria dos dois condutores, o que inclui a linha coaxial, linha bifilar, linha planar e linha de microfibras. Os cabos coaxiais são utilizados em ampla escala em laboratórios e na conexão de aparelhos e antenas de TV (SADIKU, 2012).

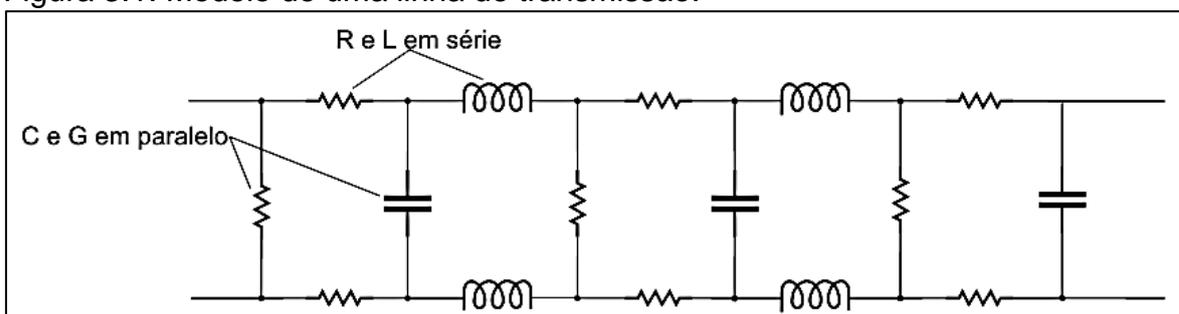
Neste trabalho, será utilizado o cabo coaxial como a estrutura da linha de transmissão para tratamento matemático, pois este modelo é o mais utilizado dentro do meio acadêmico, já existindo um modelo matemático para redes complexas. Neste tipo de estrutura, o condutor de retorno ou referência é uma casca cilíndrica, estando o condutor de sinal de forma concêntrica em seu interior. Assim, a posição relativa dos dois cabos permanece inalterada e constante pela existência de um material dielétrico, que isola um condutor do outro. Neste tipo de estrutura, todo o campo é mantido no seu interior, mantendo a simetria radial (WENTWORTH, 2006).

Linha de transmissão com estruturas como a utilizada neste trabalho possuem o modo de propagação **Transversais eletromagnéticos (TEM)**, em que os campos magnéticos e elétricos são transversais à direção de propagação. Deste modo, podemos utilizar a Teoria de Circuito para as análises matemáticas com problemas relacionados a esse tipo de linha de transmissão (SADIKU, 2012).

3.1.1 Parâmetros das linhas de transmissão

Linhas de transmissões podem ser modeladas usando elementos distribuídos, ou parâmetros de linha, que são: a resistência (R), a condutância (G), a indutância (L) e a capacitância (C). Todos esses elementos são relacionados a uma unidade de comprimento da linha (WENTWORTH, 2006). Uma vez que todos esses parâmetros estão distribuídos uniformemente ao longo de todo o comprimento da linha, de acordo com a Figura 3.1:

Figura 3.1: Modelo de uma linha de transmissão.



Fonte: Saduki, (2012).

A capacitância e a indutância são capazes de absorver e fornecer energia ao circuito. Na capacitância, a energia é armazenada em forma de campo elétrico, enquanto que na indutância, a energia é armazenada em forma de campo magnético. Em uma linha de transmissão também existem elementos de perda, onde a perda no condutor é representada pela resistência e a perda no dielétrico é representado pela condutância (WENTWORTH, 2006).

A Fig. 3.2 mostra a seção transversal de um cabo coaxial. Os parâmetros para uma linha coaxial são dados pelas equações abaixo:

$$R = \frac{1}{2\pi\delta\sigma c} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right); \quad (3.1)$$

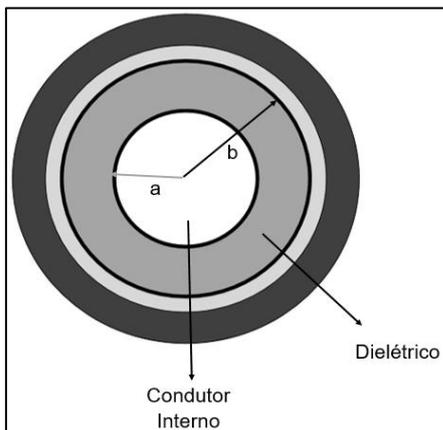
$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}; \quad (3.2)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{b}{a}}; \quad (3.3)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}. \quad (3.4)$$

Nas Eqs. 3.1 a 3.4, a e b são os raios dos condutores, ϵ , μ , σ , σ_c e δ são, respectivamente, a permissividade elétrica do dielétrico do cabo, a condutividade do dielétrico, a permeabilidade magnética do dielétrico do cabo, a condutividade elétrica do dielétrico e a profundidade de penetração dos condutores. Neste modelo específico não é considerada a indutância interna dos condutores, pois assume-se que, em altas frequências, a indutância interna é desprezível (WENTWORTH, 2006).

Figura 3.2: Representação da seção transversal de um cabo coaxial com um capacitor cilíndrico, com raio interno a e raio externo b .



Fonte: Ulaby (2007).

3.1.2 Equações de linha de transmissão

Conforme dito anteriormente, as linhas de transmissão a dois condutores são propícias para onda TEM. Nas ondas TEM, o campo elétrico e o magnético estão relacionados com a tensão V e a corrente I . Deste modo, o modelo da Teoria de

Circuitos é o mais conveniente para o estudo de linhas de transmissão (SADIKU, 2012).

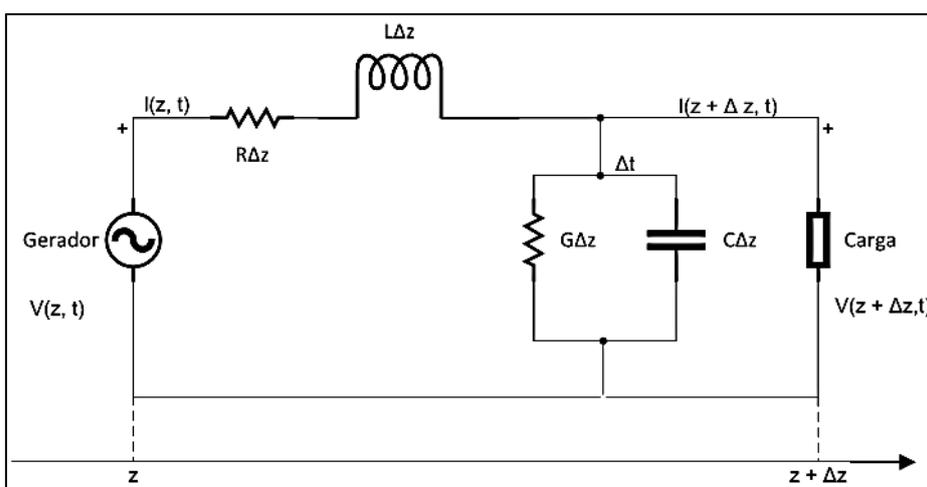
Através das Leis de Kirchhoff, é possível encontrar as equações para V e I ao longo da linha, visto que uma linha possui um determinado comprimento Δz , partindo do ponto z e assumindo que a onda se propaga no sentido $+z$, sentido gerador carga (SADIKU, 2012). A tensão, Eq. (3.5), e a corrente, Eq. (3.6), são dadas em função de z e do tempo t .

$$V(z, t) = R \Delta z I(z, t) + L \Delta z \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} + V(z + \Delta z, t) \quad (3.5)$$

$$I(z, t) = I(z + \Delta z, t) + G \Delta z V(z + \Delta z, t) + C \Delta z \frac{\partial V(z + \Delta z, t)}{\partial t} \quad (3.6)$$

De acordo com a Fig. 3.3, cada elemento de linha possui uma tensão de entrada e outra de saída. Ao entrar na linha, a tensão e a corrente dependem de z e do t . Conforme a tensão e a corrente percorrem a linha, z recebe o incremento de Δz , de modo que a tensão e a corrente na linha serão dadas por $V(z + \Delta z, t)$ e $I(z + \Delta z, t)$ para um mesmo instante t . Logo, as Eqs. (3.5) e (3.6) ficam como mostrado nas Eqs. (3.7) e (3.8), respectivamente (ULABY, 2007).

Figura 3.3: Diagrama esquemático de uma linha de transmissão.



Fonte: Sadiku (2012).

Nota: dados adaptados pelo autor.

$$-\frac{V(z + \Delta z, t) - V(z, t)}{\Delta z} = R I(z, t) + L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t}$$

(3.7)

$$-\frac{I(z + \Delta z, t) - I(z, t)}{\Delta z} = G V(z, t) + C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t}$$

(3.8)

Dividindo todos os termos das Eqs (3.7) e (3.8) por Δz , e tomando o limite quando $\Delta z \rightarrow 0$ obtém-se as Eqs (3.9) e (3.10), respectivamente:

$$-\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = R I(z, t) + L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t}$$

(3.9)

$$-\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = G V(z, t) + C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t}$$

(3.10)

As equações acima definem a tensão e a corrente ao longo de uma linha de transmissão no domínio do tempo (SADIKU, 2012).

A representação do pulso de tensão também pode ser feita utilizando números reais ou complexos, onde $V_s(z)$ e $I_s(z)$ são formas fasoriais de $V(z, t)$ e $I(z, t)$, representados pelas Eqs (3.11) e (3.12) (SADIKU, 2012).

$$V(z, t) = \text{Re} [V_s(z) e^{j\omega t}]$$

(3.11)

$$I(z, t) = \text{Re} [I_s(z) e^{j\omega t}]$$

(3.12)

Utilizando a propriedade de que $\frac{\partial}{\partial t}$ no domínio do tempo se torna equivalente à multiplicação por $j\omega$ no domínio fasorial, e substituindo as definições (3.11) e (3.12) em (3.9) e (3.10), obtém-se as Eqs. (3.13) e (3.14) denominadas como equações da telegrafia na forma fasorial (SADIKU, 2012).

$$-\frac{dV_s}{dz} = (R + j\omega L)I_s$$

(3.13)

$$-\frac{dI_s}{dz} = (G + j\omega C)V_s$$

(3.14)

3.1.3 Propagação de ondas em uma linha de transmissão

Nas equações diferenciais de primeira ordem (3.13) e (3.14), V_s e I_s estão acoplados (SADIKU, 2012). Para separá-los, toma-se a derivada espacial nos dois lados das equações. Logo, para o caso da Eq. (3.13), obtém-se

$$\frac{d}{dz} \frac{dV_s}{dz} = -\frac{d}{dz} (R + j\omega L) I_s \quad (3.15)$$

$$I_s = -(R + j\omega L) \frac{dI_s}{dz} \quad (3.16)$$

As propriedades distribuídas não são função da posição. Deste modo, podemos retirar $R + j\omega L$ para fora da derivada (WENTWORTH, 2006). Agora, substituindo a derivada de I_s na Eq. (3.15), encontra-se:

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) V_s \quad (3.17)$$

ou

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} - \gamma^2 V_s = 0, \quad (3.18)$$

sendo que γ é a constante de propagação (por metro) complexa da linha de transmissão, sendo definida por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (3.19)$$

A constante de atenuação da linha de transmissão, representada por α , é dada por:

$$\alpha = \sqrt{\frac{RG - \omega^2 LC + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}}{2}} \quad (3.20)$$

A constante de fase β é dada por:

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega^2 LC - RG + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}}{2}}. \quad (3.21)$$

A atenuação provoca diminuição da amplitude do sinal injetado, sendo que, quanto maior for o comprimento da linha, maior será a atenuação (WENTWORTH, 2006).

De forma similar à utilizada para obter a Eq. (3.18), é possível encontrar a Eq. (3.22), relativa à corrente na linha de transmissão (WENTWORTH, 2006).

$$\frac{d^2 I_s}{dz^2} - \gamma^2 I_s = 0 \quad (3.22)$$

O comprimento de onda λ é dado por:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (3.23)$$

e a velocidade da onda up é dado por:

$$up = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda \quad (3.24)$$

As soluções para as equações de segunda ordem (3.18) e (3.22) são dadas (3.25) e (3.36), respectivamente (ULABY, 2007).

$$V_s(Z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (3.25)$$

$$I_s(Z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (3.26)$$

As Eqs. (3.25) e (3.26) contêm dois termos, (V_o^+ e V_o^-), onde o primeiro termo representa a amplitude no sentido positivo de z , e o segundo termo representa a propagação de onda no sentido negativo de z , sendo (I_o^+ e I_o^-) a corrente incidente e a corrente refletida (ULABY, 2007).

A impedância característica Z_0 é um parâmetro da linha de transmissão extremamente útil. A impedância é a razão entre a onda de corrente e a onda de tensão. Esse conceito também é utilizado para a definição de impedância de carga Z_L .

Substituindo as Eqs. (3.20) e (3.21) em (3.9) e (3.10), obtém-se (WENTWORTH, 2006):

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \frac{R + j\omega L}{Y} = \frac{Y}{G + j\omega C} \quad (3.27)$$

3.1.4 Linha sem perdas

Hoje em dia há disponíveis linhas de transmissão fabricadas com componentes com uma condutividade muito elevada, de modo que a resistência tende a ser muito baixa. O mesmo ocorre com os dielétricos. Sendo assim, podemos assumir que $R = G = 0$, ou seja uma linha sem perdas possui apenas indutância e capacitância (WENTWORTH, 2006).

Para o caso específico de uma linha sem perdas, a constante de propagação é dada

$$Y = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (3.28)$$

Nesse tipo de linha não existe atenuação (α). Deste modo, a constante de fase é dada por (WENTWORTH, 2006):

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (3.29)$$

Logo a velocidade de fase é dada por

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.30)$$

A aplicação de uma linha de baixa perda, simplifica o cálculo da impedância característica, isto é (ULABY, 2007).

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

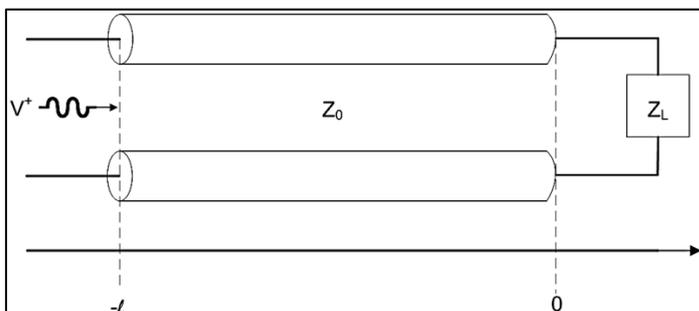
(3.31)

3.2 COEFICIENTE DE REFLEXÃO DE TENSÃO

Retornando à expressão dada pela Eq. (3.25) para a tensão total na linha, há dois termos conhecidos, V_o^+ e V_o^- , onde são respectivamente as amplitudes de tensão das ondas incidente e refletida.

Considerando uma linha de transmissão conforme a Fig. 3.4, onde há um gerador no terminal de entrada e uma carga no terminal de saída. O comprimento da linha é expresso por l , com impedância característica Z_o , terminada com uma impedância de carga Z_L , na posição $z = 0$. A linha é conectada a uma fonte de tensão V_g , que possui uma impedância interna Z_g , sendo que a impedância Z_L é a razão entre a tensão e a corrente na carga, de acordo com Eqs. (3.32) e (3.33).

Figura 3.4: Modelo de uma linha de transmissão



Fonte: Wentworth (2006).

$$Z_L = \frac{V_s(z=0)}{I_s(z=0)} = \frac{V_o^+ e^{-\gamma(0)} + V_o^- e^{+\gamma(0)}}{I_o^+ e^{-\gamma(0)} + I_o^- e^{+\gamma(0)}} \quad (3.32)$$

Ou

$$Z_L = \frac{V_o^+ + V_o^-}{I_o^+ + I_o^-} \quad (3.33)$$

Pela aplicação das relações com Z_c na Eq. (3.27) (WENTWORTH, 2006), obtém-se

$$Z_L = Z_o * \frac{V_o^+ + V_o^-}{I_o^+ + I_o^-} \quad (3.34)$$

Sendo que a amplitude da onda refletida é dada por:

$$V_o^- = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} V_o^+ \quad (3.35)$$

Ao lançar uma onda viajante positiva e progressiva ao longo de uma linha de transmissão, considerando essa onda como sendo a incidente, de acordo com a equação (3.35), se essa onda encontrar um ponto de descontinuidade elétrica, como por exemplo, uma carga, então parte da energia será enviada de volta para a porta de injeção na forma de uma onda refletida (ULABY, 2007).

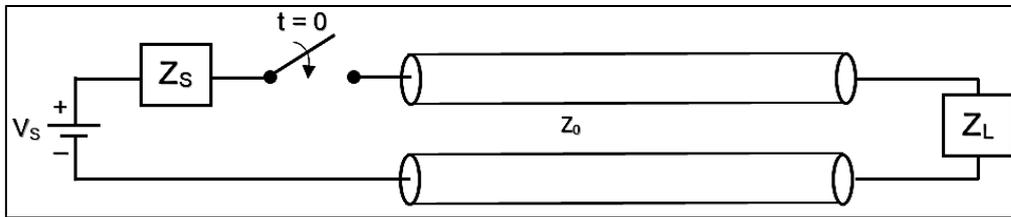
O coeficiente de reflexão é dado pela razão entre a amplitude da onda de tensão refletida e a amplitude da onda de tensão incidente, conforme pode ser visto na Eq. (3.36) (WENTWORTH, 2006).

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \text{ ou } \Gamma = \frac{V_o^- e^{+\gamma z}}{V_o^+ e^{-\gamma z}} \quad (3.36)$$

3.3 MÚLTIPLAS REFLEXÕES

Além da reflexão em linhas terminadas com cargas, existem outros descasamentos de impedância que podem ocorrer em uma linha de transmissão, como descontinuidades entre a linha e o conector, emendas, falhas na continuidade da linha, além do descasamento da saída do gerador e a entrada da linha. Como pode ser visto na Fig. 3.5, quando existir mais do que um descasamento de impedância ao longo de um circuito ocorrerá o fenômeno de múltiplas reflexões, onde o sinal é refletido múltiplas vezes por dois ou mais pontos de descasamento de impedância (WENTWORTH, 2006).

Figura 3.5: Fenômeno de múltiplas reflexões devido a descasamentos de impedância ao longo de uma linha de transmissão.



Fonte: Wentworth (2006).

A tensão injetada (V_s) na linha é determinada pela impedância da fonte (Z_s) e a impedância característica da linha (Z_o) (WENTWORTH, 2006).

$$V_o = V_s \frac{Z_o}{Z_o + Z_s} \quad (3.37)$$

Outro fato importante é que a tensão é uma função do espaço (varia ao longo da linha) e do tempo, isto é:

$$V(-l, 0) = V_o \quad (3.38)$$

O tempo que o sinal gasta para percorrer ou o tempo de transito (t), se dá através da relação do comprimento da linha (l) com a velocidade de propagação u_p , de acordo com a relação (3.39) (WENTWORTH, 2006).

$$V(-l, 0) = V_o \quad (3.39)$$

Após decorrer o tempo de trânsito, quando o sinal alcança a carga, ou a outro ponto que exista variação da impedância, parte do sinal é refletido de acordo com a equação Eq. (3.36). e a onda $\Gamma_L V_o$ é refletida, de modo que a tensão total no terminal da carga (imediatamente após a reflexão) é dada (WENTWORTH, 2006).

$$V(0, t_l) = V_o (1 + \Gamma_L) \quad (3.40)$$

O sinal refletido viaja novamente em direção à fonte, sendo necessário um tempo adicional para atingi-lo. Se a linha de transmissão não estiver casada com a fonte,

uma nova reflexão acontecerá, sendo que o novo valor de reflexão é dado por (SADIKU, 2012)

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} \quad (3.41)$$

Logo, uma porção de $\Gamma_L V_o$ é refletida de volta em direção à carga. Assim:

$$V(-l, 2t_l) = V_o(1 + \Gamma_L + \Gamma_L \Gamma_s) \quad (3.42)$$

O processo de múltiplas reflexões continua até que toda energia seja dissipada nas partes resistivas de Z_s e Z_L .

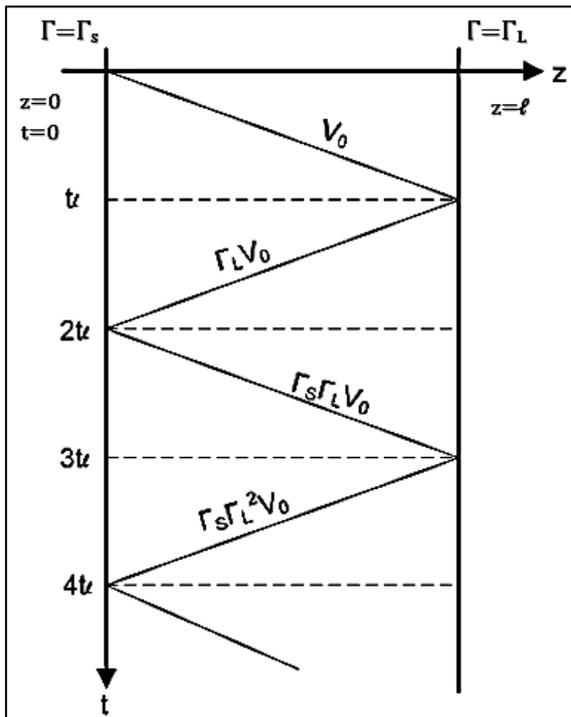
Nos casos em que a linha de transmissão está casada com a fonte, não ocorre o processo de múltiplas reflexões, pois a equação (3.41) se torna igual a zero simplificando consideravelmente as análises. (SADIKU, 2012).

3.3.1 Diagrama de reflexão

Uma forma mais fácil de visualizar o processo de múltiplas reflexões é através do diagrama de reflexão. O diagrama de reflexão é uma apresentação gráfica das múltiplas reflexões, onde o eixo horizontal representa a posição ao longo da linha, e o eixo vertical representa o tempo. Tal diagrama se assemelha a uma linha em ziguezague, indicando a posição da onda de tensão ou corrente em relação à fonte (SADIKU, 2012).

O diagrama de reflexão da Fig. 3.6 representa a progressão de uma onda de tensão na linha de transmissão. A onda incidente V_o^+ começa em $z = t = 0$, na extremidade do gerador $\Gamma = \Gamma_s$, e se propaga em direção positiva até alcançar a carga no ponto $z = l$ no instante $t = t_l$ na extremidade da carga $\Gamma = \Gamma_L$. Ao alcançar a carga, imediatamente uma segunda linha é desenhada no diagrama, simulando a onda de tensão refletida $V_o^- = \Gamma_L V_o^+$. As múltiplas reflexões vão se formando nas extremidades da carga e do gerador até que toda energia seja dissipada (ULABY, 2007).

Figura 3.6: Diagrama de reflexão



Fonte: Ulab (2007).

3.4 COEFICIENTE DE TRANSMISSÃO

Quando a diferença entre a impedância característica da linha de transmissão (Z_0) e a impedância da carga (Z_L) é muito baixa, de acordo com a equação (3.36), o valor do coeficiente de reflexão (Γ) vai ser muito pequeno, de modo que apenas uma fração da onda incidente volta para o ponto de injeção, sendo que a outra parte da onda continua sendo transmitida na linha (SADIKU, 2012). O coeficiente de transmissão pode ser definido como sendo a razão da tensão na carga e a tensão na onda incidente na carga, isto é (SADIKU, 2012).

$$T = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+} = 1 + \Gamma \quad (3.43)$$

Para o estudo da reflectometria, a parte do sinal que é transmitido é ignorado, uma vez que a técnica estuda a somente a parte do sinal que é refletido pela diferença de impedância entre a linha e a carga.

3.5 REFLECTOMETRIA

A reflectometria é um método não destrutivo de alta frequência que possui a vantagem de utilizar apenas uma das extremidades do cabo a ser analisado. Emprega o mesmo princípio do Radar. De acordo com a teoria de linha de transmissão, ao injetar uma onda incidente em um cabo, esta viajará ao longo do cabo de transmissão, podendo ser refletida parcial ou totalmente caso encontre algum ponto de variação de impedância (gradiente de impedância não nulo) (AUZANNEAU, 2013).

A análise do sinal refletido é utilizada para obter informações sobre o sistema ou meio analisado, sendo possível obter informações sobre a presença, a localização e o tipo dessas discontinuidades, sendo um teste não destrutivo (BOUDJEFDJOUF, et al, 2014).

O pulso refletido é detectado na mesma extremidade na qual foi injetado, deste modo, quando o pulso é detectado, significa que este percorreu duas vezes a distância onde ocorreu o ponto de variação da impedância (BOUDJEFDJOUF, et al, 2014).

Para determinar a distância (l) onde ocorreu a variação de impedância, em relação à extremidade onde o pulso foi injetado, deve-se considerar o tempo de ida e de volta do sinal (Δt), sendo u_p a velocidade de fase conforme demonstrado pela Eq. 3.30 , (WENTWORTH, 2006), ou seja,

$$l = u_p \Delta t^2 \tag{3.44}$$

O sinal refletido sofre atenuação da amplitude, isso ocorre em virtude dos fenômenos de propagação presentes na linha de transmissão, representado perdas incorridas pelo sinal incidente durante a sua propagação. A constante de atenuação é apresentada pela Eq 3.28.

Existem duas áreas principais dentro da reflectometria: Reflectometria no Domínio do Tempo (TDR) e Reflectometria no Domínio da Frequência (FDR). Ambos os métodos são baseados no mesmo princípio já descrito de reflexão pela teoria de linha de transmissão. O que os distingue é o processamento de injeção do sinal e da resposta (AUZANNEAU, 2013).

O TDR é mais fácil de ser compreendido. Para este método um sinal é injetado na linha de transmissão, sendo feita a análise das múltiplas cópias desse sinal, ou as múltiplas reflexões por ele sofridas. Com isso, verifica-se os atrasados no tempo, que nada mais são do que os tempos necessários para que o sinal alcance cada uma das descontinuidades de impedância ao longo da linha de transmissão. Conhecendo a velocidade de propagação da linha, o TDR permite localizar a descontinuidade que criou cada sinal refletido, de modo que a forma e a amplitude deste sinal fornecem informações sobre a natureza do ponto onde ocorreu o gradiente de impedância (AUZANNEAU, 2013).

O FDR é mais difícil para entender e de interpretar o seu resultado, pois o sinal injetado é um conjunto de ondas senoidais de frequências diversas, sendo que deve-se analisar a onda estacionária resultante devido à sobreposição do sinal injetado e refletido. Esse tipo de análise é relativamente fácil quando aplicada a um único ponto em um cabo. Porém, se torna cada vez mais difícil à medida que as redes sob análise se tornam mais complexas, isto é, aumenta-se a quantidade de pontos da linha a ser analisada (AUZANNEAU, 2013).

3.5.1 Reflectometria no domínio do tempo (TDR)

Time Domain Reflectometry (TDR) ou Reflectometria no domínio do tempo, baseia-se na injeção de um sinal elétrico, como um pulso gaussiano ou um pulso retangular. No pulso gaussiano o sinal de retorno possui menor distorção quando comparado a outros tipos de pulso, sendo ele utilizado em maior quantidade de trabalhos relacionados a reflectometria no domínio do tempo (FRANCHET, 2013).

Através da linha, os pulsos podem ser alterados em amplitude em largura, de acordo com o comprimento da linha a ser analisado. Os pulsos estreitos oferecem uma melhor resolução, porém possuem componentes de frequência que são atenuados ao longo da linha, de modo que, para uma linha de transmissão longa é necessário utilizar pulsos mais largos (AUZANNEAU; RAVOT, 2007). O pulso Gaussiano é dado por

$$g(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2\right] \quad (3.45)$$

Onde:

σ é a largura da janela gaussiana.

A relação do desvio padrão com largura (\bar{d}) e o comprimento (N) da janela gaussiana é expresso por (OLIVEIRA, et al, 2013)

$$\sigma = \frac{N - 1}{2 * \bar{d}} \quad (3.46)$$

O sinal refletido é composto por múltiplos ecos na forma de picos atrasados em relação ao tempo, sendo que cada uma dessas reflexões representa o tempo de ida e volta entre o ponto de injeção e o da descontinuidade de impedância. De posse do valor da velocidade de propagação (u_p) no meio condutor, e fazendo o uso da Eq. (3.44) encontra-se a distância em que ocorre a descontinuidade de impedância na linha. A amplitude do sinal refletido e o coeficiente de reflexão são dados pelas equações Eqs. (3.35) e (3.36) (HASSEN, 2014).

Para melhor avaliar o efeito da reflexão, o ideal é injetar um pulso com a largura menor do que o tempo total que o pulso demora a percorrer todo o comprimento do cabo, evitando, assim, a sobreposição dos sinais, analisando, com isso, somente o sinal refletido (HASSEN, 2014).

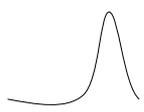
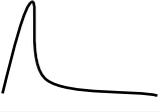
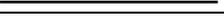
Geralmente, o sinal refletido tem a mesma forma que o sinal incidente. Porém, a fase e a magnitude dependem da variação de impedância e das perdas no condutor. A variação de impedância pode ser maior ou menor que a impedância característica da linha. Se houver um aumento na impedância com relação à impedância característica da linha, o sinal refletido vai ter o mesmo sinal que o incidente; entretanto, se houver diminuição na impedância com relação à impedância característica da linha, o sinal refletido terá um sinal oposto ao incidente (HASSEN, 2014).

A Tabela 3.7 mostra a característica do pulso refletido para cargas com impedâncias bem específicas. Na tabela, Z_L é a impedância da carga disposta entre as duas extremidades de uma linha de transmissão. Pode-se observar na primeira linha da tabela a situação onde o pulso é injetado na linha de transmissão com a extremidade

em aberto, isto é, $z_L \rightarrow \infty$. Nesse caso, o sinal refletido retorna com defasamento de 180° em relação ao sinal injetado. No caso em que $z_L \rightarrow 0$, o que corresponde às extremidades da linha de transmissão curto-circuitadas, o sinal refletido retorna com defasamento de 270° em relação ao sinal injetado. Por fim, quando a carga e a linha de transmissão estão casadas, $z_L = z_0$, o resultado é que não há reflexão (PALUDO, 2009).

Existem no mercado diversos equipamentos os quais se utilizam do conceito de reflectometria. Por exemplo, o reflectômetro de domínio do tempo é um instrumento usado para identificar defeitos em uma linha de transmissão, usado para caracterizar e localizar falhas e descontinuidades. Em tal equipamento, geralmente é informado o valor da impedância característica da linha de transmissão e a sua velocidade de propagação. Com isso, o equipamento é capaz de identificar com precisão a distância onde há uma variação de impedância, dando uma boa estimativa de onde pode haver pontos de defeito na linha de transmissão (TORRE, 2004).

Figura 3.7: Comportamento do pulso para condições específicas da carga com relação à linha de transmissão.

Impedância da carga (Z_L)	Característica de pulso de entrada	Característica do pulso refletido
$Z_L \rightarrow \infty$		
$Z_L \rightarrow 0$		
$Z_L = Z_0$		
$Z_0 \rightarrow$ impedância característica do cabo; $Z_L \rightarrow$ impedância de carga.		

Fonte: Paludo (2009).

Também é possível elaborar um reflectômetro no domínio do tempo, utilizando equipamentos simples, como um gerador de função e um osciloscópio. O gerador é utilizado para injetar o sinal incidente, podendo ajustar o sinal de acordo com o

interesse do usuário, e o osciloscópio é utilizado para detecção do sinal refletido (TORRE, 2004).

O TDR é o método de reflectometria mais simples de ser aplicado, sendo adequado para a realização de diagnósticos em redes complexas, pois o seu reflectograma associa cada pico de tensão a uma descontinuidade ao longo da linha de transmissão ou da rede. Entretanto, esta técnica não é indicada para linhas longas, devido às perdas no condutor, diminuindo muito rapidamente a energia do sinal refletido (AUZANNEAU, 2013).

3.5.2 Reflectometria no domínio da frequência

A reflectometria no domínio da frequência (*Frequency Domain Reflectometry - FDR*) foi proposta como uma alternativa ao TDR para a detecção de diversas não conformidades em cabos. Segundo Torre (2004), um sinal de frequência senoidal (f) é injetado em uma linha de transmissão e se propaga através dela, sendo tal propagação modelada como:

$$V_o^+ (l, t) = Ae^{-\alpha x} \cos(2\pi ft - \beta x), \quad (3.47)$$

Onde:

$V_o^+ (l, t)$ é a tensão do sinal incidente em função da distância l e do tempo t de propagação do sinal;
 A é a amplitude do sinal.

Do mesmo modo que o TDR, quando o sinal incidente se depara com um gradiente de impedância não nulo, origina-se um sinal refletido. O coeficiente de reflexão é dado pela Eq. (3.36) e a distância da carga pela Eq. (3.44), enquanto que a velocidade de fase é dada por (HAYT;BUCK , 2013).

$$v = \omega \beta, \quad (3.48)$$

Onde:

ω é a frequência do sinal incidente

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{8} \left(\frac{G}{\omega C} - \frac{R}{\omega L} \right)^2 \right] \quad (3.49)$$

β é a constante de defasamento provocada no sinal devido às propriedades do meio de transmissão (HAYT;BUCK , 2013).

A soma de uma onda viajante de amplitude igual a $(1 - |\Gamma|)V_o^+$ com uma onda estacionária de amplitude $2|\Gamma|V_o^+$ é igual a:

$$\begin{aligned} V(z, t) &= Re[V_{ST}(z)e^{j\omega t}] \\ &= V_o^+(1 - |\Gamma|) \cos(\omega t - \beta z) + 2|\Gamma|V_o^+ \cos\left(\beta z + \frac{\phi}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right), \end{aligned} \quad (3.50)$$

onde a primeira parte da equação representa a onda viajante e a segunda parte representa a onda estacionária (HAYT;BUCK , 2013).

O FDR possui a vantagem de compensar as características da linha, como a atenuação e a velocidade de propagação com a variável frequência. Isso permite medições com maior resolução e precisão, sendo que pode ser usado em linhas de aproximadamente 5 km de distância, o que é uma grande vantagem sobre o TDR, onde a atenuação do sinal aumenta com a distância (TORRE, 2004).

Como desvantagem o FDR não se torna prático para aplicações em redes complexas, uma vez que grandes números de interações implicam em grandes quantidades de ondas estacionárias, resultante da sobreposição do sinal incidente e do refletido (AUZANNEAU, 2013).

3.6 CONCLUSÃO

A reflectometria é um conceito amplamente utilizado em equipamentos como, por exemplo, radares. Consiste na análise comparativa entre um sinal padrão transmitido em um meio e o seu reflexo, o qual existe se, e somente se o gradiente de impedância do meio é não nulo (variação de impedância do meio provocado por derivações no cabo condutor, defeitos e presença de cargas elétricas descasadas). No caso específico, o sinal padrão é um sinal elétrico, o meio considerado é um condutor

elétrico e a diferença de impedância no meio pode estar relacionada com equipamentos alimentados eletricamente via condutor elétrico (PEREIRA, 2001).

Logo, este trabalho estuda a reflectometria como uma ferramenta para que se possa buscar características que se associam às cargas de uma instalação elétrica, dando a cada uma delas uma assinatura elétrica única, a fim de possibilitar sua identificação, permitindo, com isso, conhecer o seu padrão de consumo a cada instante.

Nesse estudo, após analisar as vantagens e desvantagens de cada um dos métodos baseados em reflectometria, opta-se pela reflectometria TDR. As vantagens que levaram a tal decisão são: a simplicidade do método, a fácil compreensão, o fato de as linhas de transmissão do problema aqui abordado serem de pequenas distâncias, e o fato de o método ser capaz de lidar melhor com redes complexas do que o FDR.

4 REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO EM REDES COMPLEXAS

Este capítulo apresenta o modelo matemático baseado na reflectometria no domínio do tempo em rede complexas envolvendo múltiplas cargas, bem como o emprego do mesmo em simulação computacional para obtenção de assinaturas de cargas elétricas.

4.1 MODELO MATEMÁTICO

A reflectometria não se aplica apenas em linhas de transmissão, esse método de diagnóstico também pode ser utilizado em redes complexas, como o caso de uma instalação elétrica residencial, que possui redes ramificadas. Para efeito deste estudo, foi utilizado o método matemático de reflectometria desenvolvido para identificação de falhas em cabos em redes complexas.

Segundo Auzanneau e Ravot (2007), o coeficiente de reflexão equivalente de toda uma rede complexa, pode ser expresso (4.1).

$$\Gamma_0(\omega) = \Gamma(x = 0, \omega) = \exp(-2\gamma D) \cdot \Gamma_D(\omega) \quad (4.1)$$

Onde:

$\Gamma_0(\omega)$ é o coeficiente de reflexão total da linha no domínio da frequência

D é o comprimento da linha

γ é a constante de propagação da linha

Γ é o coeficiente de reflexão

$\Gamma_D(\omega)$ é o coeficiente de reflexão do ponto de comprimento D , no domínio da frequência.

Vale lembrar que o coeficiente de reflexão de um único ponto em uma linha é dado pela Eq. (3.36).

Ao ser Injetado um sinal no domínio do tempo $e(t)$, pode-se utilizar a transformada de Fourier $E(\omega) = F(e(t))$ para obter o sinal no domínio da frequência, uma vez que este é o domínio de Γ_0 . Assim, o sinal da reflectometria mensurado é dado por:

$$s(t) = F^{-1}(S(\omega)) \text{ com } S(\omega) = E(\omega) \cdot \Gamma(x=0, \omega) = E(\omega) \cdot \Gamma_0(\omega) \quad (4.2)$$

Conforme pode ser visto na Eq. (4.2), $s(t)$ é expresso no domínio do tempo, uma vez que é feito a utilização da transformada inversa de Fourier.

Outra forma de expressar $s(t)$ é como segue:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \Gamma_0(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4.3)$$

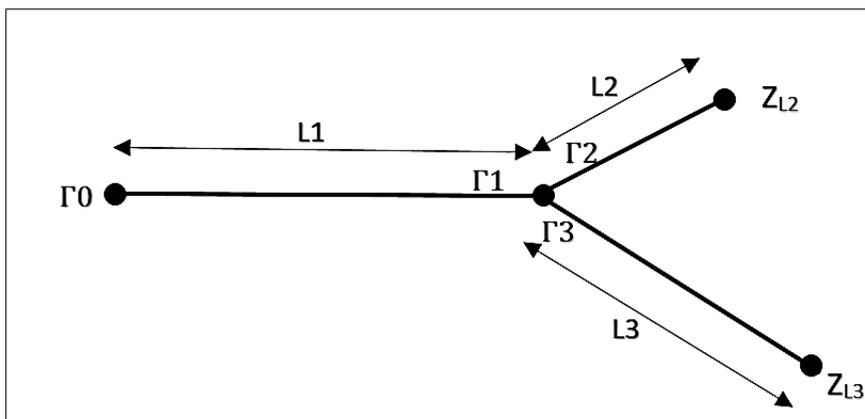
4.1.1 Modelo matemático para uma rede em Y

Entende-se como rede complexa, redes que são formadas por um conjunto de nós e um conjunto de ligações com esses nós, podendo ser considerado uma rede complexa toda linha de transmissão com pelo menos um ponto de bifurcação. A rede complexa pode seguir padrões, como uma rede estrelar ou em formato de Y, ou ser totalmente aleatória.

O modelo matemático de rede complexas em formato de Y considera a existência de uma fonte em um extremo do Y, uma carga em cada um dos outros 2 extremos do Y, além de um ponto de bifurcação a linha de energia vinda da fonte se divide para atender a cada uma das cargas. A Fig. 4.1 ilustra uma rede complexa em formato de Y. Na figura, pode-se observar a distância L_1 entre a fonte Γ_0 e o ponto de bifurcação Γ_1 , além das distâncias L_2 e L_3 entre o ponto de bifurcação e as cargas Z_{L2} e Z_{L3} respectivamente. Para efeito de simplificação, considera-se aqui que todas as linhas possuem a mesma impedância característica Z_0 (AUZANNEAU; RAVOT, 2007).

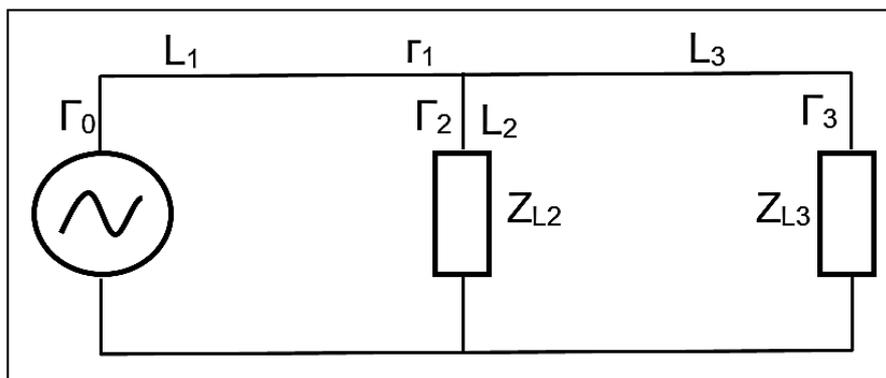
O modelo de rede complexa em formato de Y também pode ser representado por um diagrama esquemático conforme a Fig. 4.2. Na figura, L_1, L_2 e L_3 são os comprimentos dos condutores que conectam eletricamente a fonte e as cargas, Z_{L2} e Z_{L3} ; Γ_1, Γ_2 e Γ_3 são os coeficientes de reflexão nos pontos de variação de impedância da linha, sendo esses pontos a bifurcação da linha, a posição da carga Z_{L2} e a posição da carga Z_{L3} , respectivamente. Por fim, Γ_0 é o coeficiente de reflexão total da linha.

Figura 4.1: Rede complexa em formato Y.



Fonte: Auzanneau; Ravot (2007).

Figura 4.2 Diagrama esquemático de uma rede complexa em formato de Y



Fonte: Autor (2018).

De acordo com Auzanneau e Ravot (2007) a bifurcação representa nada mais do que uma relação paralela das duas cargas, dando origem a uma impedância equivalente concentrada em tal ponto, dada por:

$$Z_{L2,3} = Z_o * \frac{Z_{L2} * Z_{L3}}{Z_{L2} + Z_{L3}} \text{ sendo } Z_{L2} = \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2} \text{ e } Z_{L3} = \frac{1 + \Gamma_3}{1 - \Gamma_3} \quad (4.4)$$

Onde:

Γ_2 e Γ_3 são respectivamente o coeficiente de reflexão do comprimento da carga localizada em L_2 e em L_3 .

Assim, o coeficiente de reflexão equivalente das cargas concentradas na bifurcação é:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{L2,3} - Z_o}{Z_{L2,3} + Z_o} \quad (4.5)$$

Logo, Γ_1 é o coeficiente de reflexão de toda a rede em Y quando a rede é sem perda. Desenvolvendo a Eq. (4.5). Obtém-se:

$$\Gamma_1 = \frac{-1 + \Gamma_2 + \Gamma_3 + 3\Gamma_2\Gamma_3}{3 + \Gamma_2 + \Gamma_3 + \Gamma_2\Gamma_3} \quad (4.6)$$

Os coeficientes de reflexão devem ser multiplicados por $e^{-2\gamma L}$ para que melhor seja expressado a variação que ocorre com a variação do comprimento da linha (L).

Utilizando a divisão de polinômios chega-se a:

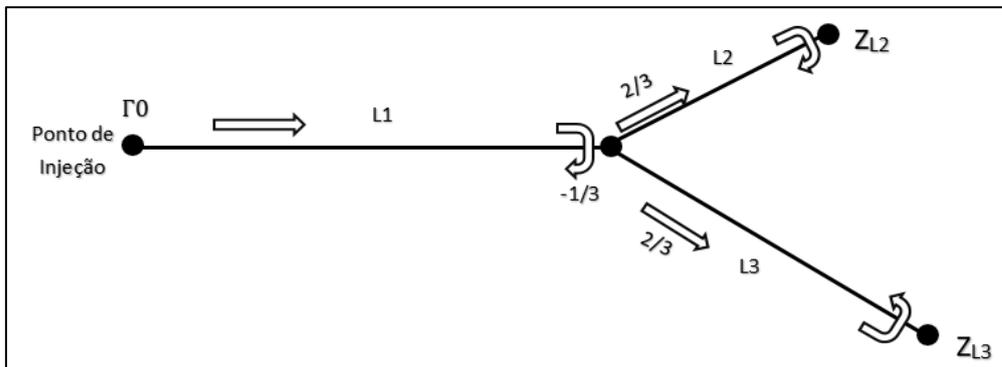
$$\Gamma_1 = -\frac{1}{3} + \frac{4}{9}(\Gamma_2 + \Gamma_3) - \frac{4}{27}(\Gamma_2^2 + \Gamma_3^2) + \frac{16}{27}\Gamma_2\Gamma_3 - \frac{4}{81}(\Gamma_2^3 + \Gamma_3^3) - \frac{8}{27}(\Gamma_2\Gamma_3^2 + \Gamma_3\Gamma_2^2) + \dots \quad (4.7)$$

A equação (4.7) é válida para análises onde o gerador de sinal TDR está casado com a rede complexa, onde os dois primeiros termos representam a primeira reflexão do sinal ao encontrar a diferença de impedância em cada linha. A primeira parte representa o sinal que reflete na bifurcação, e o segundo termo da equação representa a energia que é refletida pelas linhas L2 e L3, sendo causado pelas cargas Z1 e Z2 respectivamente.

Os demais termos da equação representam as múltiplas reflexões que ocorre na linha de transmissão, uma vez que possuímos mais que uma diferença de impedância, sendo que a divisão de polinômios continua até que toda a energia seja dissipada.

Para uma análise de estimação de cargas, como é o caso, é necessário analisar a primeira reflexão, desta forma a Eq. (4.7) é truncada a partir do segundo termo, restando, portanto, apenas os dois primeiros termos (AUZANNEAU; RAVOT, 2007).

Figura 4.3: Representação da reflexão em uma rede de transmissão com estrutura em Y.



Fonte: Hassen (2014).

Nota: Dados adaptados pelo autor.

Utilizando análise de circuitos, o paralelo entre duas cargas resulta em uma reflexão de 1/3 do sinal injetado no ponto de junção, de modo que o restante da energia do sinal, isto é 2/3, segue em direção a L2 e L3 como pode ser visto na Fig. 4.3. Quando esse sinal encontra um ponto de descontinuidade, parte dessa energia é retornada para o ponto de injeção, ou seja, há uma reflexão. A quantidade de energia que é retornada está diretamente relacionada com o coeficiente de reflexão da carga. (HASSEN, 2014).

Considerando o gerador casado com a linha para simplificação das análises, evitando assim múltiplas reflexões, obtém-se a função de transferência da linha de transmissão, dada por:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \left[-\frac{1}{3} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-2\gamma L_1} d\omega + \frac{4}{9} \int_{-\infty}^{\infty} (\Gamma_2 + \Gamma_3) e^{-2\gamma L_1} d\omega + \dots \right] \quad (4.8)$$

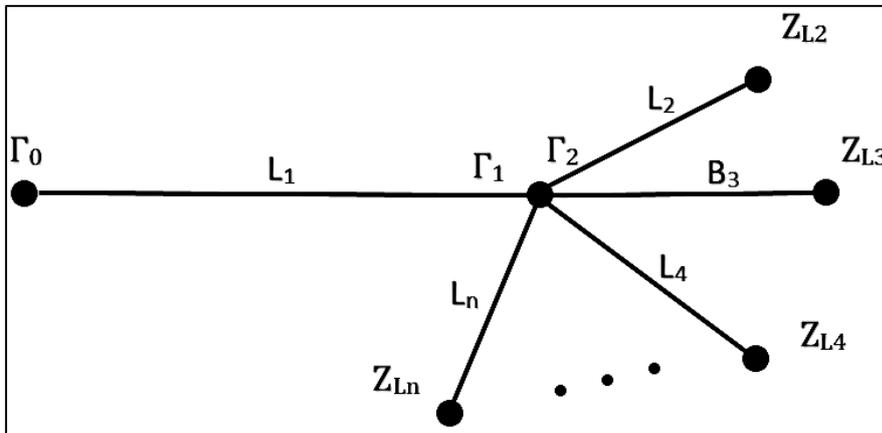
O modelo matemático em questão pode ser estendido para redes com estruturas maiores, como as redes complexas estelares, sendo descrito em Auzanneau e Ravot (2007).

4.1.2 Generalização do modelo

Pode-se generalizar o modelo matemático para estruturas maiores, como as estruturas estelares. A estrutura estelar é a junção de três ou mais linhas, ou seja, $n > 2$ (n sendo o número de cargas na instalação), como se pode ver na Fig. 4.3. Se

$n=2$, a topologia da rede é cai no caso particular da estrutura em Y, sendo resolvido pelo equacionamento apresentado na Seção 4.1.1 (AUZANNEAU; RAVOT, 2007).

Figura 4.4: Estrutura estrelar



Fonte: Auzanneau; Ravot, 2007.

Nota: Dados adaptados pelo autor.

Cada linha (número l) possui um coeficiente de reflexão em sua extremidade Γ_l , exceto L_1 que é a linha de injeção e aquisição dos sinais da reflectometria. Para as demais linhas o valor do coeficiente de reflexão está diretamente relacionado com o valor da impedância da carga. Assumindo que todas as linhas são iguais, ou seja, possuem a mesma impedância característica, o coeficiente de reflexão pode ser calculado de acordo com a Eq. (4.1) quando a linha possuir perdas, ou de acordo com a Eq. (3.36) quando a linha for sem perdas (caso ideal) (AUZANNEAU; RAVOT, 2007).

Agora, seja S uma matriz cujos elementos são as constantes das reflexões promovidas pelas bifurcações. Logo, para cada porta i , o fator de reflexão S_{ii} é dado por:

$$S_{ii} = \frac{Z_i - Z_c}{Z_i + Z_c} = \frac{2 - n}{n}, \text{ com } Z_i = \frac{Z_c}{n - 1} \quad (4.9)$$

O coeficiente de transmissão da porta i para a porta $j \neq i$, é dado por:

$$S_{ij} = \sqrt{\frac{1 - S_{ii}^2}{n - 1}} = \frac{2}{n} \quad (4.10)$$

Daí, pode-se escrever:

$$= \begin{bmatrix} \frac{2-n}{n} & \frac{2}{n} & \dots & \frac{2}{n} \\ \frac{2}{n} & \frac{2-n}{n} & \dots & \frac{2}{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{2}{n} & \frac{2}{n} & \dots & \frac{2-n}{n} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Conforme a matriz S se conecta com as ondas incidentes V_i^+ e refletidas V_i^- em cada porta i da junção, pode-se escrever a relação

$$n[V^-] = 2[1]_n[V^+] - n[V^+] \quad (4.12)$$

O coeficiente de reflexão equivalente para a junção estrelar de n linhas é expresso por

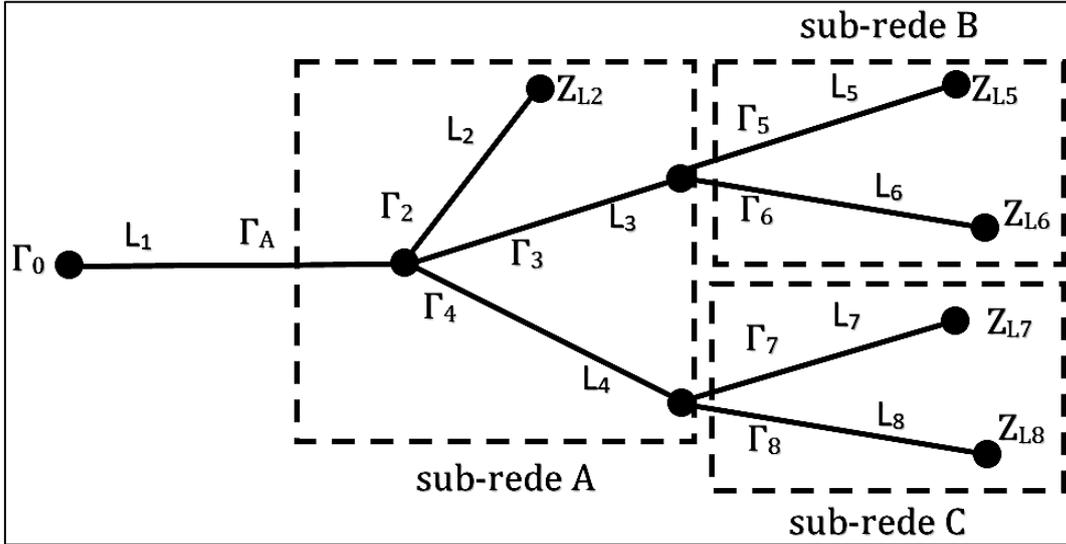
$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{2-n}{n} + \frac{4 \sum_{i=2}^n \frac{\Gamma_i}{1+\Gamma_i}}{n \left(n - 2 \sum_{i=2}^n \frac{\Gamma_i}{1+\Gamma_i} \right)} \quad (4.13)$$

Os detalhes do cálculo para relação (4.13) são apresentados por Auzanneau e Ravot (2007).

4.1.3 Validação do método

Esse item fornece um exemplo para a aplicação prática do método descrito acima para redes de topologia complexa. O princípio do método é dividir a rede em sub-redes, de forma que as sub-redes possuam formatos mais simples, estrelar e Y. De acordo com a Fig. 4.4, na qual uma rede complexa sendo dividida em três sub-redes de topologia mais simples (A, B e C).

Figura 4.5: Divisão de rede estrelar em sub-redes em Y



Fonte: Auzanneau e Ravot (2007).
Nota: Dados adaptados pelo autor.

Para calcular o coeficiente de reflexão da intercessão Γ_A , considera-se $n=4$ e utiliza-se a Eq. (4.13) para obter a Eq. (4.14).

$$\Gamma_A = -\frac{1}{2} + \frac{\frac{\Gamma_2}{1+\Gamma_2} + \frac{\Gamma_3}{1+\Gamma_3} + \frac{\Gamma_4}{1+\Gamma_4}}{4 - 2\frac{\Gamma_2}{1+\Gamma_2} - 2\frac{\Gamma_3}{1+\Gamma_3} - 2\frac{\Gamma_4}{1+\Gamma_4}} \quad (4.14)$$

Simplificando a Eq. (4.14), obtém-se:

$$\Gamma_A = \frac{-1 + \Gamma_2\Gamma_3 + \Gamma_2\Gamma_4 + \Gamma_3\Gamma_4 + 2\Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4}{2 + \Gamma_2 + \Gamma_3 + \Gamma_4 - \Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4} \quad (4.15)$$

Na Equação acima, os valores de Γ_3 e Γ_4 devem ser trocados pelos fatores de reflexão equivalente de suas respectivas sub-redes B e C, obtidos através da Eq. (4.6) (AUZANNEAU; RAVOT, 2007).

4.2 IDENTIFICAÇÃO DE CARGAS

O objetivo deste trabalho é o estudo da reflectometria no domínio do tempo para recolhimento de assinaturas elétricas, possibilitando assim um método mais robusto para identificação de cargas pelo método NILM.

Até o momento, foi apresentado os equacionamentos que possibilitam analisar o sinal refletido por múltiplas cargas, ou seja. Para atingir o objetivo deste trabalho, se faz necessário analisar o sinal de tensão refletido pelas cargas, com o intuito de estimar os valores de impedância de cada carga (Z_L) de uma rede complexa.

A impedância está diretamente relacionada com a tensão e a corrente na carga, conforme se pode ver nas Eqs. (3.32) e (3.33). A impedância característica da linha, Eq. (3.27), também fornece a relação de tensão e de corrente. Deste modo, pode-se aplicar as relações de Z_o para manipular a Eq. (3.33), conforme visto na Eq. (4.16). Isto é:

$$Z_L = \frac{V_o^+ + V_o^-}{I_o^+ + I_o^-} \text{ com } I_o^+ = \frac{V_o^+}{Z_o} \text{ e } I_o^- = \frac{V_o^-}{Z_o}, \text{ temos } Z_L = \frac{V_o^+ + V_o^-}{\frac{V_o^+}{Z_o} + \frac{V_o^-}{Z_o}} \quad (4.16)$$

Simplificando a Eq. (4.16), encontra-se a equação para a estimativa da impedância da carga, utilizando como parâmetros a tensão incidente V_o^+ , a tensão refletida V_o^- e a impedância característica da linha de transmissão Z_o .

Para o uso da tensão refletida, é necessário o emprego de correções do valor obtido, utilizando para isso os valores já conhecidos da perda do condutor e o comprimento da linha, uma vez que a tensão refletida sofre influência da constante de propagação e do próprio modelo de rede complexa. Sendo o valor da constante de propagação é proporcional à distância do ponto de reflexão.

É sabido através da Eq. 3.39, que o sinal emitido na análise de TDR gasta um tempo para percorrer a linha de transmissão até o ponto onde está localizada a carga. O mesmo acontece para que o sinal retorne ao ponto de partida. Esse tempo é conhecido como tempo de trânsito. Através dele, é possível calcular a distância da carga em relação ao ponto de origem do sinal, utilizando para isso o valor previamente conhecido da velocidade de propagação da linha.

Através de valores previamente conhecidos e utilizando a configuração do modelo de rede em Y, pode-se estimar a impedância de carga, isto é:

$$Z_L = \frac{V_o^+ + V_o^- * \left[\left(\frac{4}{9}\right) * e^{-2\gamma L}\right]^{-1}}{V_o^+ - V_o^- * \left[\left(\frac{4}{9}\right) * e^{-2\gamma L}\right]^{-1}} * Z_o \quad (4.17)$$

Tal estimativa de carga, juntamente com a estimativa de posição na linha de transmissão onde cada carga está localizada, aliada ainda com a estimativa a localização na linha de transmissão do ponto de bifurcação atrelado a tal carga podem ser usados para compor um vetor de características, o qual pode, possivelmente, servir de assinatura elétrica (pelo menos em parte) em um processo de identificação autônoma de carga elétrica via método NILM ativo.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

São apresentados neste capítulo os resultados de simulação obtidos com o modelo de rede complexa (Y) baseado no método TDR. As simulações são realizadas sobre dois cenários: considerando uma linha elétrica sem perdas e considerando uma linha elétrica com perdas. Embora a linha sem perdas seja uma idealização, o objetivo ao se considerar tal tipo de linha durante as simulações aqui realizadas é a de verificar o quanto se perde em precisão no modelo ao se negligenciar tal parâmetro.

5.1 SIMULAÇÃO

É implementado em software os modelos matemáticos apresentados no Capítulo 4. Com isso, é possível simular tanto o modelo de linhas de transmissões sem perdas e quanto o com perdas, de modo a poder comparar a precisão das estimativas fornecidas em ambos os casos.

São considerados 6 tipos específicos de carga, a saber: curto-circuito, circuito-aberto, casada com a linha, puramente resistiva, de impedância capacitiva e de impedância indutiva. Deste modo, cada uma das cargas da estrutura Y pode assumir um dentre os 6 tipos apresentados. Para cada um dos tipos de linha, são simuladas todas as 36 possíveis combinações entre as duas cargas da estrutura em Y.

Os valores de impedância aqui utilizados para efeito de simulação, tem o intuito de abranger todas as possíveis situações com equipamentos elétricos, uma vez que em uma unidade consumidora podemos ter cargas com vários valores de impedância. Podemos ter equipamentos com valores de impedância extremamente baixos, outros com um alto valor de impedância, bem como equipamentos capacitivos ou indutivos, e ainda equipamentos que são puramente resistivos.

Os valores de distâncias estipulados para cada linha foi 100m linha 1, sendo a linha 2 e 3 afastados 100m e 230m de distância da linha 1, respectivamente. Estando as linhas de transmissões casadas com o gerador de pulso, ambos possuindo uma impedância de 50Ω .

Os valores alternados de distância têm o intuito de testar o sistema em relação as perdas por atenuação, uma vez que a constante de atenuação é diretamente afetada com o comprimento da linha de transmissão.

Para a análise de reflectometria, foi utilizado um pulso gaussiano, pois este tipo de pulso tende a ter uma menor distorção do sinal refletido, com comprimento da janela gaussiana de 1500, possuindo largura de 90, mantendo-se fixos esses valores durante todas as simulações, sendo estes os melhores valores encontrados para a simulação com os respectivos comprimentos de linha aqui utilizados.

Os valores dos parâmetros utilizados durante as simulações encontram-se distribuídos nas Tabelas 5.1 e 5.2. A Tabela 5.1 define valores para as posições da carga 1 (L2), da carga 2 (L3) e do ponto de bifurcação da linha elétrica (L1). Define ainda algumas características fundamentais da linha elétrica que são sua impedância característica (Z_0) e sua constante de atenuação (α), onde são usados valores comerciais de um cabo (Anexo A). Por fim, define-se ainda os parâmetros para a geração do pulso gaussianico de excitação.

Tabela 5.1: Atribuição de valores a parâmetros da linha, das cargas e do pulso de excitação.

Parâmetro	Valor Atribuído
L1	100m
L2	L1 + 100m
L3	L1 + 230m
α	$4,03 \times 10^{-3}$ Np/m
Z_0	50 Ω
\bar{d}	90 rad/s
N	1500

Fonte: autor (2018).

A Tabela 5.2 define valores de impedância para os diversos tipos de cargas testadas nas simulações.

Tabela 5.2: Atribuição de valores aos tipos de cargas considerados nas simulações

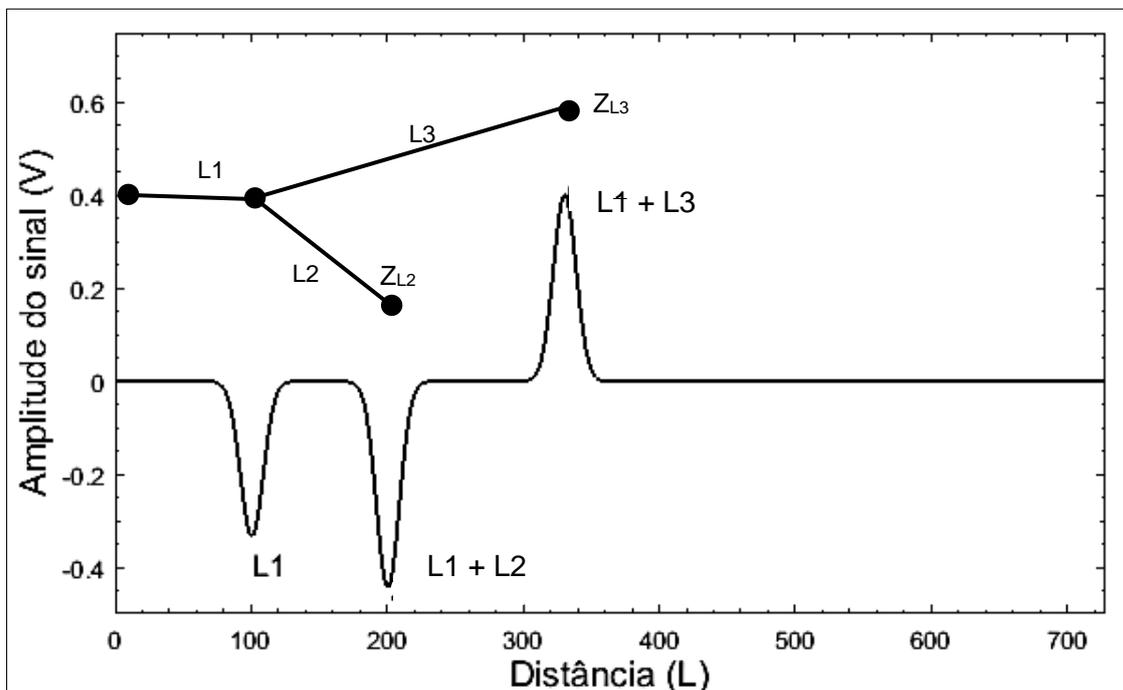
Tipos de Carga	Valores Atribuídos	
	Módulo [Ω]	Fase [graus]
Curto	0,00	0,00
Aberto	1000,00	0,00
Indutiva	223,61	199,29
Capacitiva	170,00	-194,55
Resistiva	150,00	0,00
Casada	50,00	0,00

Fonte: Autor (2018).

5.2 RESULTADOS OBTIDOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO SEM PERDAS

A Figura 5.1 mostra o resultado de uma simulação realizada para uma extremidade da configuração Y (Z_{L2}), onde Z_{L2} representa a carga 1 (Z_1), em curto-circuito localizada na distância L_2 e a outra extremidade da configuração Y (Z_{L3}), onde Z_{L3} representa a carga 2 (z_2), em aberto localizada em L_3 .

Figura 5.1: Resultado de simulação de configuração Y com uma extremidade em curto e outra em aberto



Fonte: Autor (2018).

Como pode ser visto no gráfico, o resultado desta simulação está coerente com a teoria de linha de transmissão, uma vez que, para carga curto-circuito, espera-se que o sinal transmitido da extremidade de entrada da configuração Y seja refletido, porém com uma inversão de fase, enquanto que para carga em aberto, espera-se também que todo o sinal transmitido da extremidade de entrada da configuração Y seja refletido sem qualquer mudança na fase.

Na sequência, foram realizadas simulações envolvendo 36 configurações distintas de pares de carga da configuração Y. Tais simulações foram realizadas considerando tanto uma linha elétrica sem perdas (caso ideal) quanto com perdas (caso real). Em ambos os casos, os valores atribuídos aos parâmetros necessários para execução das simulações estão relacionados nas Tabelas 5.1 e 5.2.

A Tabela 5.3 apresenta os resultados das simulações envolvendo uma linha elétrica sem perdas. Tais resultados consistem do valor estimado do módulo e da fase da impedância de cada carga, bem como o erro de estimativa apresentado pelo modelo, o qual é dado por:

$$Erro_{estimativa} = \frac{\sqrt{\frac{1}{n}(x-\hat{x})^2}}{x} 100\% , \quad (5.1)$$

Onde:

x é o valor de referência;

\hat{x} é o valor estimado pelo modelo;

n é o número de amostras consideradas (números de cargas).

No caso dos resultados apresentados na Tabela 5.3, $n=1$ (CELESTE; CHAVES, 2014).

Tabela 5.3: Resultados de simulação de linha sem perdas

Cargas Reais		Cargas Estimadas							
Z1	Z2	Z1 Estimado		Erro de Z1		Z2 Estimado		Erro de Z2	
		Módulo [Ohm]	Fase [Graus]	Módulo [%]	Fase [%]	Módulo [Ohm]	Fase [Graus]	Módulo [%]	Fase [%]
Casada	Casada	50	0,00	0,00	0,00	50	0,00	0,00	0,00
Casada	Curto	50	0,00	0,00	0,00	0,05	0,00	5,00	0,00
Casada	Aberto	50	0,00	0,00	0,00	982,34	0,00	1,77	0,00
Casada	Resistivo	50	0,00	0,00	0,00	149,64	0,00	0,24	0,00
Casada	Indutivo	50	0,00	0,00	0,00	223,22	198,61	0,17	0,34
Casada	Capacitivo	50	0,00	0,00	0,00	169,77	-194,02	0,14	0,27
Curto	Casada	0,045	0,00	4,50	0,00	49,95	0,00	0,10	0,00
Curto	Curto	0,045	0,00	4,50	0,00	0,03	0,00	3,00	0,00
Curto	Aberto	0,045	0,00	4,50	0,00	978,01	0,00	2,20	0,00
Curto	Resistivo	0,045	0,00	4,50	0,00	149,48	0,00	0,35	0,00
Curto	Indutivo	0,045	0,00	4,50	0,00	223,03	198,47	0,26	0,41
Curto	Capacitivo	0,045	0,00	4,50	0,00	169,64	-193,91	0,21	0,33
Aberto	Casada	982,34	0,00	1,77	0,00	49,96	0,00	0,08	0,00
Aberto	Curto	982,34	0,00	1,77	0,00	0,04	0,00	3,67	0,00
Aberto	Aberto	982,34	0,00	1,77	0,00	978,80	0,00	2,12	0,00
Aberto	Resistivo	982,34	0,00	1,77	0,00	149,50	0,00	0,33	0,00
Aberto	Indutivo	982,34	0,00	1,77	0,00	223,07	198,49	0,24	0,40
Aberto	Capacitivo	982,34	0,00	1,77	0,00	169,79	-194,01	0,13	0,28
Resistivo	Casada	149,64	0,00	0,24	0,00	49,98	0,00	0,04	0,00
Resistivo	Curto	149,64	0,00	0,24	0,00	0,04	0,00	4,25	0,00
Resistivo	Aberto	149,64	0,00	0,24	0,00	981,25	0,00	1,88	0,00
Resistivo	Resistivo	149,64	0,00	0,24	0,00	149,60	0,00	0,27	0,00
Resistivo	Indutivo	149,64	0,00	0,24	0,00	223,24	198,48	0,16	0,41
Resistivo	Capacitivo	149,64	0,00	0,24	0,00	169,70	-193,97	0,18	0,30
Indutivo	Casada	223,22	198,61	0,17	0,34	49,98	0,00	0,04	0,00
Indutivo	Curto	223,22	198,61	0,17	0,34	0,04	0,00	4,00	0,00
Indutivo	Aberto	223,22	198,61	0,17	0,34	980,27	0,00	1,97	0,00
Indutivo	Resistivo	223,22	198,61	0,17	0,34	149,56	0,00	0,29	0,00
Indutivo	Indutivo	223,22	198,61	0,17	0,34	223,21	198,47	0,18	0,41
Indutivo	Capacitivo	223,22	198,61	0,17	0,34	169,67	-194,04	0,19	0,26
Capacitivo	Casada	169,78	-194,03	0,13	0,27	49,98	0,00	0,04	0,00
Capacitivo	Curto	169,78	-194,03	0,13	0,27	0,04	0,00	4,20	0,00
Capacitivo	Aberto	169,78	-194,03	0,13	0,27	981,02	0,00	1,90	0,00
Capacitivo	Resistivo	169,78	-194,03	0,13	0,27	149,59	0,00	0,27	0,00
Capacitivo	Indutivo	169,78	-194,03	0,13	0,27	223,33	198,80	0,12	0,25
Capacitivo	Capacitivo	169,78	-194,03	0,13	0,27	169,78	-193,92	0,13	0,32

Fonte: Autor (2018).

Para efeito de análise, foram calculados os erros quadráticos médios relativos (Eq. 5.1) para cada tipo de carga simulada na linha sem perdas. O resultado é mostrado na Tabela 5.3, onde, neste caso, o número n de amostras é 6, representando assim a quantidade de cargas utilizado. Observa-se que os erros relativos são próximos de zero para todos os tipos de cargas, sendo a situação de carga em curto a que apresenta o pior desempenho do estimador exibindo um erro de até 5%.

Observa-se que os valores estimados por meio da simulação ficam bem próximos dos valores de cargas utilizados, e quase não existindo variações nos valores estimados das cargas dentre as várias simulações. Vejamos, se pegarmos para analisar a carga resistiva (150Ω) na posição de Z1, verificamos que em todas as 6 simulações o seu valor se manteve constante, sendo de 149,64 Ohms, mostrando assim a estabilidade do método.

A pequena diferença entre o valor estimado e o valor real, pode ser atribuído ao fato de não ser possível extrair o valor de tensão refletida em um ponto ótimo do pulso gaussiano, o qual seja possível extrair o valor 100% exato da tensão refletida pela carga, pois a janela gaussiana é constituída por pontos, e o valor ótimo provavelmente se encontra entre dois pontos.

A Tabela 5.4, deixa evidente a capacidade que o método apresenta em distinguir cargas elétricas capacitivas e indutivas, uma vez que a fase se apresenta com sinais distintos. Sendo que as cargas capacitivas apresentam o valor estimado da fase com sinal negativo, e em cargas indutivas esse sinal é positivo.

Tabela 5.4: Resultados de simulação de linha sem perdas

Carga	Erro Z1 (%)		Erro Z2 (%)	
	Módulo	Fase	Módulo	Fase
Curto	4,51	0,00	4,00	0,00
Aberto	1,77	0,00	1,97	0,00
Indutiva	0,17	0,34	0,19	0,37
Capacitiva	0,13	0,27	0,16	0,29
Resistiva	0,24	0,00	0,29	0,00
Casada	0,00	0,00	0,05	0,00

Fonte: Autor (2018).

Vale ressaltar que a localização de Z1 é de 100m em relação a bifurcação, enquanto que para o mesmo ponto, a distância de Z2 é de 230m, isso explica a diferença de erro entre as duas cargas, pois de acordo com a teoria de linha de transmissão, o sinal sofre com perdas casadas pela constante de propagação (γ) influenciado pelo comprimento da linha.

Como pode ser observado, a carga Z2 apresenta um valor de erro superior ao da carga Z1, conforme já dito, essa diferença é causada pela constante de propagação do sinal em relação à distância.

O modelo apresenta o pior caso quando a carga é um curto-circuito, isso se deve pela razão de que o valor de impedância atribuído ser 0, desta forma, mesmo um valor muito próximo, como o encontrado de $0,045\Omega$ representa um valor significativo de erro. Entretanto, como as cargas representam equipamentos elétricos/eletrônicos, por menor que seja o valor de impedância, nunca vai ser igual a 0.

5.3 RESULTADOS OBTIDOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDAS

A Tabela 5.5 apresenta os resultados das simulações envolvendo uma linha elétrica com perdas. Tais resultados consistem do valor estimado do módulo e da fase da impedância de cada carga, bem como o erro de estimativa apresentado pelo modelo, o qual é dado pela Eq. 5.1

O valor utilizado para a constante de atenuação (α) foi retirado do *datasheet* de um cabo coaxial com impedância de 50Ω , apresentando o valor de aproximadamente $4,03 \times 10^{-3}$ Np/m.

A Figura 5.1 mostra o resultado de uma simulação realizada para uma extremidade da configuração Y (Z1) em curto-circuito localizada na distância L2 e a outra extremidade da configuração Y (Z2) em aberto localizada em L3.

Como pode ser visto no gráfico, o resultado desta simulação está coerente com a teoria de linha de transmissão, uma vez que, para carga curto-circuito, espera-se que o sinal transmitido da extremidade de entrada da configuração Y seja refletido, porém com uma inversão de fase, enquanto que para carga em aberto, espera-se também

que todo o sinal transmitido da extremidade de entrada da configuração Y seja refletido sem qualquer mudança na fase.

A teoria também prever a atenuação do sinal refletido em relação ao sinal incidente, como o que ocorreu no método de acordo com o gráfico acima, pois a linha de transmissão apresenta perdas através da constante de propagação. Entretanto, quando se conhece a linha, é possível obter esses valores de perdas e utilizá-los na Eq. 4.17, permitindo assim, junto com o valor do comprimento da linha, do ponto de injeção do sinal até a carga, estimar com precisão o valor de impedância de cada carga em uma configuração Y, como pode ser visto na Tabela 5.5.

Para efeito de análise, foram calculados os erros quadráticos médios relativos (Eq. 5.1) para cada tipo de carga simulada na linha com perdas. O resultado é mostrado na Tabela 5.6, onde, neste caso, o número n de amostras é 6, o que é equivalente a quantidade de cargas analisadas.

Observa-se na Tabela mesmo em linhas de transmissões com perdas, os valores estimados por meio da simulação do método ficam bem próximos dos valores reais das cargas, e quase não existem variações nos valores estimados das cargas dentre as várias simulações. Ao analisar por exemplo a carga a carga resistiva em Z2, verificamos que os valores estimados foram bem próximos em todas as 6 simulações, tendo o valor de variação de 0,21 ohms entre o máximo e mínimo valor estimado pela simulação, mostrando assim a estabilidade do método.

Observa-se que os erros relativos são próximos de zero para todos os tipos de cargas, sendo a situação de carga em curto a que apresenta o pior desempenho do estimador exibindo um erro de até 4,51%.

Tabela 5.5: Resultados de simulação de linha com perdas

Cargas Reais		Cargas Estimadas							
Z1	Z2	Z1 Estimado		Erro de Z1		Z2 Estimado		Erro de Z2	
		Módulo [Ohm]	Fase [Graus]	Módulo [%]	Fase [%]	Módulo [Ohm]	Fase [Graus]	Módulo [%]	Fase [%]
Casada	Casada	50,00	0,00	0,00	0,00	50	0,00	0,00	0,00
Casada	Curto	50,00	0,00	0,00	0,00	0,05	0,00	4,51	0,00
Casada	Aberto	50,00	0,00	0,00	0,00	982,34	0,00	1,77	0,00
Casada	Resistivo	50,00	0,00	0,00	0,00	149,64	0,00	0,24	0,00
Casada	Indutivo	50,00	0,00	0,00	0,00	223,22	198,61	0,17	0,34
Casada	Capacitivo	50,00	0,00	0,00	0,00	169,78	-194,03	0,13	0,27
Curto	Casada	0,05	0,00	4,51	0,00	49,95	0,00	0,10	0,00
Curto	Curto	0,05	0,00	4,51	0,00	0,03	0,00	3,21	0,00
Curto	Aberto	0,05	0,00	4,51	0,00	976,88	0,00	2,31	0,00
Curto	Resistivo	0,05	0,00	4,51	0,00	149,43	0,00	0,38	0,00
Curto	Indutivo	0,05	0,00	4,51	0,00	222,99	198,43	0,28	0,43
Curto	Capacitivo	0,05	0,00	4,51	0,00	169,61	-193,89	0,23	0,34
Aberto	Casada	982,34	0,00	1,77	0,00	49,96	0,00	0,08	0,00
Aberto	Curto	982,34	0,00	1,77	0,00	0,03	0,00	3,44	0,00
Aberto	Aberto	982,34	0,00	1,77	0,00	977,83	0,00	2,22	0,00
Aberto	Resistivo	982,34	0,00	1,77	0,00	149,47	0,00	0,35	0,00
Aberto	Indutivo	982,34	0,00	1,77	0,00	223,03	198,46	0,26	0,41
Aberto	Capacitivo	982,34	0,00	1,77	0,00	169,64	-193,92	0,21	0,32
Resistivo	Casada	149,64	0,00	0,24	0,00	49,987	0,00	0,03	0,00
Resistivo	Curto	149,64	0,00	0,24	0,00	0,04	0,00	4,18	0,00
Resistivo	Aberto	149,64	0,00	0,24	0,00	980,96	0,00	1,90	0,00
Resistivo	Resistivo	149,64	0,00	0,24	0,00	149,58	0,00	0,28	0,00
Resistivo	Indutivo	149,64	0,00	0,24	0,00	223,16	198,57	0,20	0,36
Resistivo	Capacitivo	149,64	0,00	0,24	0,00	169,73	-193,99	0,16	0,29
Indutivo	Casada	223,22	198,61	0,17	0,34	49,97	0,00	0,06	0,00
Indutivo	Curto	223,22	198,61	0,17	0,34	0,04	0,00	3,89	0,00
Indutivo	Aberto	223,22	198,61	0,17	0,34	979,71	0,00	2,03	0,00
Indutivo	Resistivo	223,22	198,61	0,17	0,34	149,54	0,00	0,31	0,00
Indutivo	Indutivo	223,22	198,61	0,17	0,34	223,21	198,43	0,18	0,43
Indutivo	Capacitivo	223,22	198,61	0,17	0,34	169,64	-194,05	0,21	0,26
Capacitivo	Casada	169,78	-194,03	0,13	0,27	49,98	0,00	0,04	0,00
Capacitivo	Curto	169,78	-194,03	0,13	0,27	0,04	0,00	4,11	0,00
Capacitivo	Aberto	169,78	-194,03	0,13	0,27	980,65	0,00	1,94	0,00
Capacitivo	Resistivo	169,78	-194,03	0,13	0,27	149,58	0,00	0,28	0,00
Capacitivo	Indutivo	169,78	-194,03	0,13	0,27	223,04	198,80	0,25	0,25
Capacitivo	Capacitivo	169,78	-194,03	0,13	0,27	169,78	-193,90	0,13	0,33

Fonte: Autor (2018).

O modelo apresenta o pior caso quando a carga é um curto-circuito, isso se deve pela razão de que o valor de impedância atribuído ser 0, desta forma, mesmo um valor muito próximo, como o encontrado de $0,0451\Omega$ representa um valor significativo de erro. Entretanto, como as cargas representam equipamentos elétricos/eletrônicos, por menor que seja o valor de impedância, nunca vai ser igual a 0.

Tabela 5.6: Erro de estimativa de tipos de cargas em linhas elétricas com perdas

Carga	Erro Z1 (%)		Erro Z2 (%)	
	Módulo	Fase	Módulo	Fase
Curto	4,5	0,00	3,89	0,00
Aberto	1,77	0,00	1,97	0,00
Indutiva	0,17	0,34	0,22	0,37
Capacitiva	0,13	0,19	0,18	0,30
Resistiva	0,24	0,00	0,31	0,00
Casada	0,00	0,00	0,05	0,00

Fonte: autor (2018).

Vale ressaltar que Z1 está a 100m de distância do ponto Z0, enquanto que para o mesmo ponto, a distância de Z2 é de 230m, isso explica a diferença de erro entre as duas cargas, pois de acordo com a teoria de linha de transmissão, o sinal sofre com perdas casadas pela constante de propagação (γ) influenciado pelo comprimento da linha.

5.4 RESULTADOS OBTIDOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDAS UTILIZANDO O MODELO PARA LINHA SEM PERDAS

A perda no condutor ou na linha de transmissão está relacionada com a constante de propagação, sendo que, quanto maior a linha de transmissão, maior será o valor de perda atribuído. A parte real da constante de atenuação é chamada de constante de atenuação e a parte imaginária de constante de fase da linha.

O intuito deste teste foi o de verificar o efeito de se considerar uma perda nula em um modelo obtido a partir do método de reflectometria para linhas com perdas. Para tal simulação, foram utilizadas as informações contidas na tabela 5:1.

Para essa análise foram feitas 6 simulações, sendo que para a carga Z1 foi utilizado a carga que simula um casamento com a linha de transmissão, ou seja, possuindo impedância de 50Ω , e variando a carga Z2 entre os 6 valores de cargas, conforme a Tabela 5.7.

Tabela 5.7: Resultados de simulação para linhas com perdas utilizando o modelo sem perdas

Cargas Reais		Cargas Estimadas							
Z1	Z2	Z1 Estimado		Erro de Z1		Z2 Estimado		Erro de Z2	
		Módulo [Ohm]	Fase [Graus]	Módulo [%]	Fase [%]	Módulo [Ohm]	Fase [Graus]	Módulo [%]	Fase [%]
Casada	Casada	50,00	0,00	0,00	0,00	50	0,00	0,00	0,00
Casada	Curto	49,98	0,00	0,02	0,00	43,47	0,00	43,47	0,00
Casada	Aberto	50	0,00	0,00	0,00	56,74	0,00	943,26	0,00
Casada	Resistivo	50	0,00	0,00	0,00	51,61	0,00	98,39	0,00
Casada	Indutivo	50	0,00	0,00	0,00	55,54	2,49	168,07	196,80
Casada	Capacitivo	50	0,00	0,00	0,00	54,82	-2,55	115,18	192,00

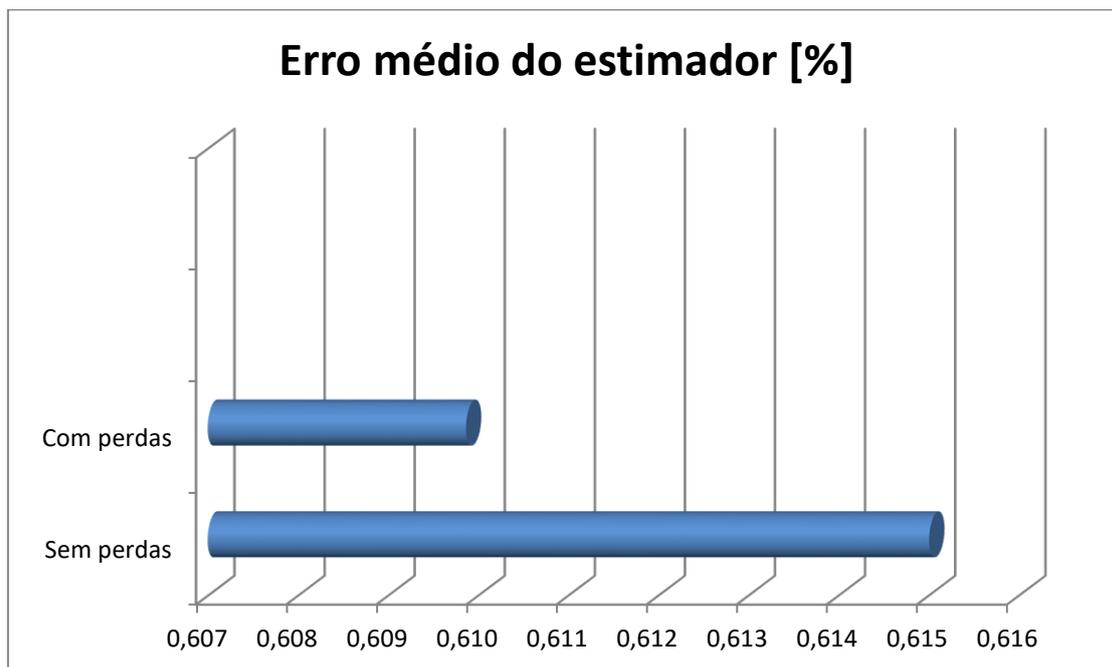
Fonte: Autor (2018).

Como pode ser visto, os valores estimados de carga apresentam erros muito elevados à medida em que os valores das cargas se distanciam da impedância da linha, provando, portanto, que é extremamente importante conhecer com precisão o valor da constante de atenuação da linha.

5.5 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS PARA LINHAS COM E SEM PERDAS

O Gráfico 5.1 apresenta um gráfico que permite comparar o desempenho do simulador para as duas condições de linhas modeladas, isto é, com e sem perdas. No gráfico, apresenta-se a métrica de comparação chamada de erro médio do estimador, a qual é obtida extraíndo-se a média aritmética de todos os erros apresentados tanto na Tabela 5.4 (linha sem perdas) quanto na Tabela 5.6 (linha com perdas). Observando o gráfico, observa-se que o desempenho do simulador é pouco afetado quando se considera a linha sem perda (caso ideal). Trata-se de um resultado importante, uma vez que a atenuação da linha nem sempre estará disponível, podendo, portanto, ser usado o modelo de linha sem perdas sem grande prejuízo no desempenho do estimador.

Gráfico 5.1: Desempenho do simulação baseado em linhas com perdas e sem perdas



Fonte: Autor (2018).

6 CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho está inserido no problema de identificação de cargas residenciais através do método NILM. No trabalho, foi apresentado um novo método para extração de características elétricas que podem propiciar um aumento na precisão da identificação de cargas, o método NILM ativo.

Para abordagem do método NILM ativo, extraiu-se, neste trabalho como características, cargas estimadas, suas respectivas localizações físicas na linha elétrica e o ponto de ramificação da linha elétrica, características as quais podem ser usadas para compor a assinatura elétrica de uma carga para fins de identificação autônoma. Para extrair tais características, foi aplicada como ferramenta a reflectometria no domínio do tempo (TDR) para a modelagem de uma rede complexa em formato Y. Tal modelagem foi obtida na literatura e devidamente aplicada ao problema aqui exposto.

Com as novas características, é possível obter uma assinatura mais robusta de cada carga, deste modo, aumenta-se o grau de distinção entre cargas elétricas com auto grau de similaridade, propiciando assim uma maior eficiência dos sistemas de identificação de cargas elétricas através do método NILM.

Foi mostrado um modelo para um sistema com n cargas, também disponível na literatura, embora neste trabalho as simulações tenham sido focadas em um caso específico com duas cargas, de modo que, sugere-se como trabalho futuro a verificação da funcionalidade do sistema para um número maior de cargas.

A partir do modelo utilizado, foi possível, através de simulações computacionais estimar, com uma relativa precisão, a impedância das cargas dispostas em redes complexas. Sendo que a menor taxa de erro obtida foi de 0% para a carga resistiva e a maior taxa de erro sendo de 4,5% para a carga em curto-circuito quando simulado em uma rede complexa em formato de Y com perdas.

Para a realização das simulações, buscou-se neste trabalho, sempre que possível, utilizar valores de parâmetros próximos do encontrado em situações reais, conforme pode ser visto na Tabela 5.1. Com isso, espera-se que, em trabalhos futuros, os modelos matemáticos aqui utilizados possam passar por um processo de validação

quando confrontados os resultados de simulação aqui encontrados com os resultados de manobras experimentais com os cenários aqui tratados, de modo a validar a ferramenta de reflectometria para extração de características para uso na NILM.

Dentre as questões verificadas a partir dos resultados de simulação, destaca-se aqui o fato de os modelos de linha sem perdas e com perdas apresentarem resultados muito parecidos, entretanto, quando analisado uma linha com perdas utilizando para efeito de análise de reflectometria o modelo sem perdas, percebe-se que não é possível a utilização da reflectometria em cabos com perdas onde esses valores são desconhecidos, isso quando utilizado a constante de atenuação de acordo com a Tabela 5.1.

A justificativa para que o modelo sem perdas e com perdas obterem valores de estimativa de impedância próximos um do outro é que, quando se conhece os valores de perdas de uma linha, junto com o valor do comprimento, sendo este obtido pelo próprio método de reflectometria, é possível estimar com elevada precisão os valores de impedância em uma linha em formato de Y através da Eq. 4.17. A princípio, pode-se pensar que o valor estimado teria que corresponder 100% o valor da carga real, porém como vimos, devido ao pulso gaussiano ser formado por “pontos”, muitas vezes não se é possível encontrar um ponto que corresponda toda a tensão refletida, como foi o caso, encontrado assim os valores mais próximos o possível do real.

Como contribuições relevantes atribuídas ao trabalho aqui apresentado, destaca-se a inserção do método NILM ativo para a identificação de cargas elétricas e o uso de reflectometria no domínio do tempo para estimativa de características da carga que sirvam como assinatura elétrica.

Cabe destacar que os modelos aqui utilizados negligenciam alguns aspectos práticos, como por exemplo incertezas das medições sensoriais, interferência eletromagnética, ruído térmico, erro embutido em processos de amostragem e digitalização de dados, entre outros. Logo, para saber o quanto se perde ao negligenciar tais fenômenos no processo de modelagem, faz-se necessário, em trabalhos futuros, submeter os modelos a um processo de validação.

Por fim, destaca-se que este trabalho apresenta uma contribuição original, uma vez que, após uma busca exaustiva na literatura, não se encontrou trabalhos que reportem

a utilização da reflectometria no domínio do tempo para a busca de parâmetros que sirvam de assinaturas elétricas que possam ser usadas em sistemas de identificação autônomo de cargas em instalações elétricas. Destaca-se também que este trabalho não esgota o tema, mas apenas dá início a uma nova abordagem para a obtenção de assinaturas que permitam a identificação de cargas. Acredita-se, portanto, que este trabalho abre um novo caminho para a investigação tanto no sentido de aperfeiçoamento da metodologia apresentada, quanto no desenvolvimento do método de extensão para múltiplas cargas, bem como para experimentos práticos que comprovem o método simulado.

7 REFERÊNCIAS

ALBICKI, A.; COLE, A. **Algorithm for Non-Intrusive Identification of Residential Appliances**", *Circuits and Systems Proceedings of the IEEE International Symposium on*, v. III, 1998. p. 338-341.

ANEEL (Brasília DF). **Cadernos temáticos ANEEL, Micro e Minigeração Distribuída. Sistemas de Compensação de Energia Elétrica**. 2. Ed. Brasília, 2016. Disponível

em: <<http://www.aneel.gov.br/documents/656877/14913578/Caderno+tematico+Micro+e+Minigera%C3%A7%C3%A3o+Distribuida+-+2+edicao/716e8bb2-83b8-48e9-b4c8-a66d7f655161>>. Acesso em: 20 mai. 2017.

AUZANNEAU, F. **Wire troubleshooting and diagnosis: review and perspectives**. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 49, 2013. P. 253-279

AUZANNEAU, F.; RAVOT, N. **Détection et localisation de défauts dans des réseaux filaires de topologie complexe**. *ANN. Télécommun.* v. 62, ed. 1-2, 2007. p. 193-213.

BAHARLOUEI, Z.; HASHEMI, M. **Efficiency-Fairness Trade-off in Privacy-Preserving Autonomous Demand Side Management**. *IEEE Transactions on Smart Grid*. v. 5. ed. 2, 2014. p. 799-808.

BRASIL. Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. **Atlas de Energia Elétrica no Brasil: Energia no Brasil e no mundo: Consumo**. Cap. 2. [s.d]. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/arquivos/pdf/atlas_par1_cap2.pdf>. Acesso em: 20 dez. 2017.

BRASIL. Ministério de Minas e Energia. Empresa de Pesquisa Energética – EPE. **Estudo da demanda de energia: Demanda de energia 2050**. Nota técnica DEA 13/14. Rio de Janeiro. Agosto de 2014. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/Estudos/Documents/DEA%2013-14%20Demanda%20de%20Energia%202050.pdf>>. Acesso em: 20 dez. 2017.

BOUDJEFDJOUF, H. et al. **Diagnosis of multiple wiring faults using Time-Domain Reflectometry and Teaching-Learning-Based Optimization**. *Electromagnetics*. v. 35, 2014. Disponível em: <<http://web.a-ebscohost-com.ez43.periodicos.capes.gov.br/ehost/pdfviewer/pdfviewer?vid=1&sid=a1fe4bcf-6ec3-43ae-ba69-5ec5983edd2f%40sessionmgr4009>>. Acesso em 10 jan. 2018.

CALDEIRA, J. F. **Estudo e desenvolvimento de uma plataforma de comunicação sem fio para redes elétricas inteligentes**. 2012. Dissertação em engenharia elétrica - UFRJ/COPPE, Rio de Janeiro, 2012.

CENTRO DE GESTÃO E ESTUDOS ESTRATÉGICOS (CGEE). **Redes elétricas inteligentes: contexto nacional**. 2014. Disponível em:

<file:///C:/Users/janar/Downloads/Redes_Eletricas_Inteligentes_22mar13%20(2).pdf>
 . Acesso em: 10 dez. 2017.

EPE - Empresa de Pesquisa Energética. **Balço Energético Nacional 2015: Ano base 2016.** Rio de Janeiro, 2017. Disponível em: <
https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio_Final_BEN_2017.pdf>. Acesso em: 30 jan. 2018.

ESA, N. F.; ABDULLAH, M. P.; HASSAN, M. Y. **A review disaggregation method in Non-intrusive Appliance Load Monitoring.** *Renewable and Sustainable Energy Reviews.* V. 66, p. 163-173, 2016.

FARINACCIO, L.; ZMEUREANU, R. **Using a pattern recognition approach to disaggregate the total electricity consumption in a house into the major end-uses.** *Energy and Buildings,* v. 30, p. 245-259, 1999.

FIGUEIREDO, M.; ALMEIDA, A.; RIBEIRO, B. **Home electrical signal disaggregation for non-intrusive load monitoring (NILM) systems.** *Neurocomputing.* V. 96, p. 66-73, 2012.

FRANCHET, M. **Réflexion appliquée à la Détection de Défauts non Francs Dans Les Torons de Câbles.** 2012. Thèse – Université Paris-Est, Français, 2012.

GILLIS, J.M; ALSHAREEF, S. M.; MORSI, W. G. **Nonintrusive Load Monitoring Using Wavelet Design and Machine Learning.** *IEEE Transactions on Smart Grid* v. 07, ed. 1, p. 320-328, 2016.

GUPTA, S.; REYNOLDS, M. S.; PATEL, S. N. **ElectriSense: Single-Point Sensing Using EMI for Electrical Event Detection and Classification in the Home.** *Conference on Ubiquitous Computing.* 2010. p. 139-148.

HALABI ,A.; M.; AL-QATTAN, A.; AL-OTAIBI, A. **Application of solar energy in the oil industry—Current status and future prospects.** *Renewable and Sustainable Energy Reviews.* V. 43, p. 296 – 314, 2014.

HART G. W. **Nonintrusive Appliance Load Monitoring.** *Proceedings of the IEEE,* vol. 80, no. 12, pp. 1870-1891.

HASSEN, W. B. **Etudes de strategies de diagnostic embarque des reseaux filaires complexes.** 2014. Thèse – Institut National Polytechnique de Toulouse. 2014.

HOSSEINI, S. S.; AGBOSSOU, K. ; KELOUWANI, S; CARDENAS, A. **Non-intrusive load monitoring through home energy management systems: A comprehensive review.** *Renewable and Sustainable Energy Reviews.* v 79, p. 1266-1274, 2017.

HUENTELER, J.; NIEBUHR, C.; SCHMIDT, T. S. **The effect of local and global learning on the cost of renewable energy in developing countries.** *Journal of Cleaner Production.* v. 128, p. 6-21, 2016.

JONES, C.; GILBERT, P.; RAUGEI, M.; MANDER, S.; LECCISI, E. **An approach to prospective consequential life cycle assessment and net energy analysis of distributed electricity generation.** *Energy Policy*. v. 100, p. 350-358. 2017.

NORFOLD, L. K.; LEEB, S.B. **Non-intrusive Electrical Load Monitoring In Commercial Buildings Based on Steady-state and Transient Load-detection Algorithms.** *Energy and Buildings*, v. 24, p. 51-64, 1996.

LAUGHMAN, C.; LEE, K.; COX, R.; SHAW, S.; LEEB, S.; NORFORD, L.; ARMSTRONG, P. **Power Signature Analysis.** *IEEE Power and Energy Magazine*. 2003. p. 56-63.

LEE, S.B.; SHAW, S.R.; KIRTLEY, J.L. **Transient Event Detection in Spectral Envelope Estimates for Nonintrusive Load Monitoring.** *IEEE Transactions on Power Delivery*. V. 10, n. 3, p. 1200 – 1210, 1995.

LIANG, J.; NG, S. K. K.; KENDALL, G.; CHENG, J. W. M. **Load Signature Study—Part I: Basic Concept, Structure, and Methodology.** *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 25, n. 2, pp. 551 - 560.

LIN, S.; ZHAO, L.; LI, F.; LIU, Q. LI, D.; FU, Y. **A nonintrusive load identification method for residential applications based on quadratic programming.** *Electric Power Systems Research*. v. 133, p. 241-248, 2016.

MARCEAU, M. L.; ZMEUREANU, R. **Nonintrusive Load Disaggregation Computer Program to Estimate the Energy Consumption of Major End Uses in Residential Buildings.** *Energy Conversion and Management*. v. 41, 2000. p. 1389-1403.

MINISTÉRIO DAS MINAS E ENERGIA - MME. EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA (EPE). **Balço energético nacional 2017: Ano base 2016.** Rio de Janeiro, 2014. Disponível em: <https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio_Final_BEN_2017.pdf>. Acesso em 10 de jan. 2018.

NORFORD, L. K.; LEEB, E. B. **Non-intrusive electrical load monitoring in commercial buildings based on steady-state and transient load-detection algorithms.** *Energy and Buildings*. v. 24, n. 1, p. 51-64, 1996.

OLIVEIRA, A. M. et al. Benefícios da escolha do pulso eletromagnético gaussiano derivado em quinta ordem para aplicações de radar ultra-wideband. In: CONGRESSO CIENTÍFICO DA SEMANA TECNOLÓGICA – IFSP, 2013Bragança Paulista, **Anais do CONCISTEC**, 2013.

ORTEGA, A. V. et al. Um modelo de redes complexas aplicado a redes de distribuição de energia elétrica. II WORLD CONGRESS ON SYSTEMS ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY, 2015, Vigo.

PAIXÃO, A. R. **Sistema de classificação inteligente de cargas elétricas similares e não similares**. 2016. Universidade Federal do Espírito Santo, Programa de Pós-Graduação em Energia, São Mateus 2016.

PALUDO, R. **Refletometria no domínio do tempo: análise do efeito das camadas semicondutoras de cabos isolados**. 2009. Dissertação de mestrado - Universidade Federal do Paraná, Programa de Pós-Graduação em Engenharia e Ciência dos Materiais – PIPE. Setor de Tecnologia, 2009.

PATEL, S.N, et al. **At the Flick of a Switch: Detecting and Classifying Unique Electrical Events on the Residential Power Line**, Conference on Ubiquitous Computing. 2007, pp. 271-288.

PEREIRA, S. **Tecnologia da reflectometria no domínio do tempo para a medição da umidade do solo**. Universidade Federal de Viçosa, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Agrícola, 2001. Disponível em: <<http://locus.ufv.br/bitstream/handle/123456789/9427/texto%20completo.pdf?sequencia=1&isAllowed=y>>. Acesso em: 20 jun. 2017.

POWERS, J.; MARGOSSIAN, B.; SMITH, B. **Using a Rule-Based Algorithm to Disaggregate End-Use Load Profiles from Premise-Level Data**. *IEEE Computer Applications in Power*. 1991. p. 42-47.

SADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. Tradução de Jorge Amoretti Lisboa, Liane Ludwig Loder. 5. ed. Porto Alegre. 2012. 740 p.

SEMWAL, S.; SHAH, G.; PRASAD, R. S. **Identification residential appliance using NIALM**. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*. Mumbai. 2014.

SRINIVASAN D.; LIEW, A. C. **Neural-Network-Based Signature Recognition for Harmonic Source Identification**. *IEEE Transactions ON Power Delivery*. v. 21, n° 1, p. 398 - 405, 2006.

SUZUKI, K.; INAGAKI, S.; SUZUKI, T.; NAKAMURA, H.; ITO, K. **Nonintrusive Appliance Load Monitoring Based on Integer Programming**. SICE Annual Conference. 2008. p. 2742-2747.

TANG, G.; WU, K.; LEI, J. A. **Distributed and Scalable Approach to Semi-Intrusive Load Monitoring**. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*. v. 27, ed.6, p. 1553 – 1565, 2016.

TORRE, B.C. **DSL line tester using wideband frequency domain reflectometry**. 2013. Thesis - College of Graduate Studies and Research in Partial Fulfillment, Canada. 2004.

TSAI, M.; LIN, Y. **Modern development of an Adaptive Non-Intrusive Appliance Load Monitoring system in electricity energy conservation.** *Applied Energy*. v. 96, p. 55-73, 2012.

ULABY, F. T. O. **Eletromagnetismo para Engenheiros.** Tradução de Jorge Lucimar Nascimento. 1. ed. Porto Alegre. 2007. 384 p.

WANG, Z.; LI, Y.; SUN, Y.; TANG, C.; LV, X. **Load Detection Model of Voltage-Fed Inductive Power Transfer System.** *IEEE Transactions on Power Electronics*. v. 28, nº. 11, p. 5233 – 5243, 2013.

WENTWORTH, S.T. **Fundamentos de Eletromagnetismo:** Com Aplicação em Engenharia. Tradução de Fernando Herique Silveira. 1. ed. Porto Alegre. 2006. 380 p.

WICHAKOOL, W.; AVESTRUZ, A.; COX, R. W.; LEEB, S. B. **Modeling and Estimating Current Harmonics of Variable Electronic Loads.** *IEEE Transactions on Power Electronics*. v. 24, 2009. p. 2803-2811.

WICHAKOOL, W.; AVESTRUZ, A.; COX, R. W.; LEEB, S. B. **At the Flick of a Switch:** Detecting and Classifying Unique Electrical Events on the Residential Power Line. *Conference on Ubiquitous Computing*. 2007. p. 271-288.

ZEIFMAN, M. **Nonintrusive appliance load monitoring:** Review and outlook. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. v. 57, ed. 1, p. 76 – 84, 2011.

ZOHA, A.; GLUHAK, A.; IMRAN, M. A. RAJASEGARAR, S. **Non-Intrusive Load Monitoring Approaches for Disaggregated Energy Sensing: A Survey.** *Sensors*. V.12, p. 16838 – 16866, 2012.