



MODELAGEM MULTI-HARMÔNICA DE TRANSDUTORES DE MEDIÇÃO

Leonardo Augusto Abreu de Souza

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Rio de Janeiro
Julho de 2023

MODELAGEM MULTI-HARMÔNICA DE TRANSDUTORES DE MEDIÇÃO

Leonardo Augusto Abreu de Souza

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientador: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Aprovada por: Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima

Prof. Mariane Rembold Petraglia

Prof. Natanael Nunes de Moura Junior

Prof. Wallace do Couto Boaventura

Dr. Rodrigo Pereira Barretto da Costa Felix

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

JULHO DE 2023

Souza, Leonardo Augusto Abreu de

Modelagem multi-harmônica de transdutores de
medição/Leonardo Augusto Abreu de Souza. – Rio de
Janeiro: UFRJ/COPPE, 2023.

XVIII, 119 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de
Engenharia Elétrica, 2023.

Referências Bibliográficas: p. 87 – 99.

1. Transdutores de medição. 2. Caracterização multi-
harmônica. 3. Modelagem linear e não-linear. I. Lima,
Antonio Carlos Siqueira de. II. Universidade Federal do
Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica.
III. Título.

*Às meninas que dão sentido a
tudo, Giselle, Letícia e Lívia,
esposa e filhas, com amor*

Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por todo caminho trilhado até aqui.

À minha esposa Giselle, pelo carinho, apoio, paciência, e pelo tanto que fez nesses incontáveis dias de luta.

Às minhas filhas Letícia e Lívia, por sacrificarem o bem mais precioso, nosso tempo juntos.

Aos meus pais, Nenel e Angela, pelo apoio incondicional desde sempre.

À minha saudosa irmã Lia Maria (in memoriam), que tanta falta faz.

Ao meu orientador Tony, pelos ensinamentos, direcionamentos certos e pela generosidade demonstrada no desenvolvimento da pesquisa.

Aos amigos do Inmetro Marcus Viegas e Renata Vasconcellos, pelas discussões técnicas “eternas” sobre sistemas de medição, e, em especial, ao amigo Marcelo Britto, pelas discussões filosóficas sobre modelagem e música.

Aos amigos da Diele/Inmetro, pelo suporte, apoio, discussões técnicas, e, em especial, aos amigos do Lamat Rodrigo Zampilis e Patrícia Cals, pela imensa parceria de sempre.

Aos amigos da Coppe/UFRJ Vladimir, Anny, Pedro, Francisco, Mayara e Thassiana, pelo companheirismo.

Aos professores da Coppe/UFRJ Wallace Martins, Afonso Celso, Robson Dias, Antonio C. Ferreira e Carlos Portela (in memoriam), pelos valiosos ensinamentos.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

MODELAGEM MULTI-HARMÔNICA DE TRANSDUTORES DE MEDIÇÃO

Leonardo Augusto Abreu de Souza

Julho/2023

Orientador: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Programa: Engenharia Elétrica

Nos últimos anos, constata-se um maior interesse no comportamento de transdutores de medição de tensão e corrente elétrica em ampla faixa de frequência. Tal fato se deve ao processo de modernização de sistemas elétricos, que aliado à crescente presença de cargas não-lineares e novas unidades de geração distribuída, implicam no aumento da demanda por medições em qualidade de energia. Quando submetidos a condições não-senoidais, os transdutores de medição podem apresentar características diferentes das verificadas na frequência fundamental. Buscando contribuir com o preenchimento de algumas das lacunas existentes no tema, esta tese apresenta uma metodologia para modelagem multi-harmônica de transdutores de medição. A implementação é realizada a partir de dados gerados por medições (reais ou simuladas) em ampla faixa de frequência. Adotam-se estratégias de caracterização para transdutores lineares e não-lineares, utilizando sistemas de medição com confiabilidade metrológica. Através de uma abordagem *black-box*, aspectos estatísticos e metrológicos podem ser levados em consideração. Para a modelagem linear, utiliza-se o método *Vector Fitting* em conjunto com a simulação baseada em Monte Carlo. Um divisor resistivo é construído e caracterizado metrologicamente para implementação da modelagem desenvolvida na presente tese, onde são obtidos desvios relativos da ordem de poucas unidades em 10^6 . Na modelagem não-linear, utiliza-se a estratégia *data-driven* para caracterização do comportamento do transdutor a partir de suas componentes harmônicas medidas ou simuladas, utilizando-se a estrutura matricial do método Domínio Harmônico para organização dos dados. O mapeamento não-linear é realizado por meio de redes neurais artificiais. Três casos testes são implementados para avaliar a aderência e a aplicabilidade da metodologia, apresentando desvios relativos máximos não superiores a poucas unidades em 10^4 .

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

MULTI-HARMONIC MODELLING OF MEASUREMENT TRANSDUCERS

Leonardo Augusto Abreu de Souza

July/2023

Advisor: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Department: Electrical Engineering

In recent years, there has been a greater interest in the behavior of voltage and current measurement transducers over a wide frequency range. This fact is due to the modernization of electrical systems, along with the increasing of non-linear loads and distributed generation units, imply a growing demand for energy quality measurements. When subjected to non-sinusoidal conditions, measurement transducers may present different characteristics from fundamental frequency. Aiming to contribute to the subject, this thesis presents a methodology for multi-harmonic modeling of measurement transducers. The implementation is carried out from data generated by measurements (real or simulated) in a wide frequency range. Characterization strategies are adopted for linear and non-linear transducers, using measurement systems with metrological reliability. By means of a black-box approach, statistical and metrological aspects can be taken into account. For linear modeling the Vector Fitting method is used along with the Monte Carlo simulation. A resistive divider is constructed and characterized metrologically for the implementation of the modeling developed in this thesis, where relative deviations not greater than a few units in 10^6 are obtained. In non-linear modeling, the *data-driven* strategy is used to characterize the transducer behavior based on its measured or simulated harmonic components, using the matrix structure of the Harmonic Domain method for data organization. Non-linear mapping is performed using artificial neural networks. Three test cases are implemented to evaluate the adherence and applicability of the methodology, presenting maximum relative deviations not greater than a few units in 10^4 .

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Abreviaturas	xvii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	2
1.2 Justificativa	3
1.3 Motivação	5
1.4 Objetivos	6
1.5 Publicações originadas do trabalho	7
1.6 Organização da Tese	8
2 Fundamentos teóricos	10
2.1 Estratégias de caracterização de transdutores	10
2.1.1 Abordagem Linear	11
2.1.2 Abordagem não-linear	11
2.2 Método <i>Vector Fitting</i>	13
2.2.1 Identificação da função de transferência	14
2.2.2 Implementação do MVF	16
2.3 Método Domínio Harmônico	16
2.3.1 Uso do MDH no desenvolvimento	17
2.3.2 Conceitos básicos associados ao MDH	17
2.3.3 Representação das não-linearidades	18
2.3.4 Implementação em MDH	21
2.4 Redes Neurais Artificiais	21
2.4.1 Características gerais das RNA	21
2.4.2 Modelo Artificial do Neurônio	22
2.4.3 Funções de ativação	23
2.4.4 Arquitetura das RNA	24
2.4.5 Modelos de aprendizado de máquina	24

2.4.6	RNA <i>feedforward backpropagation</i>	26
2.4.7	Algoritmo Levenberg-Marquardt	26
3	Caracterização metrológica de transdutores	28
3.1	<i>Background</i> metrológico e normalização	28
3.1.1	Confiabilidade metrológica	29
3.1.2	Simulação de Monte Carlo	30
3.2	Caracterização de transdutores de medição	32
3.3	Análise multi-harmônica <i>single-</i> e <i>multi-tone</i>	34
3.3.1	Verificação de não-linearidade	35
3.3.2	Análise da não-linearidade de transdutores de medição	36
3.4	Transduções multi-harmônicas simuladas	38
3.5	Medições em ampla faixa de frequência	40
3.5.1	Medição de tensão e corrente	40
3.5.2	Instrumentação auxiliar do SMMH	42
3.5.3	Medição de impedância	43
3.6	Metodologia proposta para modelagem de transdutores de medição	44
4	Modelagem de transdutores lineares	45
4.1	Estratégia de modelagem linear	45
4.2	Construção do DTR	46
4.3	Caracterização metrológica	47
4.3.1	Medições da ponte DigBrid	47
4.3.2	Resultados em ampla faixa de frequência	48
4.4	Implementação da modelagem pelo MVF	50
4.4.1	Avaliação da implementação do MVF para diferentes números de polos	50
4.4.2	Análise de sensibilidade baseada em simulação de Monte Carlo	52
4.5	Análise dos resultados	56
5	Modelagem <i>data-driven</i> de transdutores não-lineares	57
5.1	Definição do escopo de modelagem	57
5.2	Estratégia de modelagem não-Linear	59
5.2.1	Aplicação do MDH	59
5.2.2	Aplicação das RNA	59
5.2.3	Caracterização complexa <i>multi-tone</i>	61
5.3	Implementação da metodologia <i>data-driven</i>	62
5.3.1	Montagem do <i>data-set</i>	62
5.3.2	Arquitetura e treinamento das RNA	63
5.3.3	Estrutura geral da metodologia	63

5.4	Casos testes	65
5.4.1	Modelagem <i>data-driven</i> de TC não-linear operando em uma Micro Grid (Simulação de medições em MDH) - Caso Teste #1	66
5.4.2	Modelagem <i>data-driven</i> de TP padrão a partir de medições reais de amplitude - Caso Teste #2	69
5.4.3	Modelagem <i>data-driven</i> de sensor de corrente a partir de me- dições reais - Caso Teste #3	75
5.5	Análise e discussão dos resultados	80
5.6	Discussão sobre a incerteza do modelo	81
6	Conclusões	83
6.1	Trabalhos futuros	85
	Referências Bibliográficas	87
A	Expansão ortogonal de séries	101
A.1	Funções periódicas	101
A.2	A Série de Fourier	102
A.2.1	Forma Trigonométrica	102
A.2.2	Forma Exponencial	103
A.2.3	Convoluções	104
B	Algoritmo de Levenberg-Marquardt	106
C	Conceitos metrológicos básicos	110
C.1	Estimação de incertezas segundo o GUM	110
C.2	Definições do VIM	112
C.2.1	Exatidão de medição	112
C.2.2	Precisão de medição	112
C.2.3	Erro de medição	112
C.2.4	Erro sistemático	112
C.2.5	Erro Aleatório	113
C.2.6	Correção	113
C.2.7	Repetibilidade de medição	113
C.2.8	Reprodutibilidade de medição	113
C.2.9	Comparabilidade metrológica	113
C.2.10	Método de medição	113
C.2.11	Incerteza de medição	113
C.2.12	Avaliação do Tipo A da incerteza de medição	113
C.2.13	Avaliação do Tipo B da incerteza de medição	114
C.2.14	Incerteza-padrão	114

C.2.15	Incerteza-padrão combinada	114
C.2.16	Balanço de incerteza	114
C.2.17	Incerteza de medição expandida	114
C.2.18	Intervalo de abrangência	114
C.2.19	Calibração	114
C.2.20	Rastreabilidade metrológica	114
C.2.21	Sistema de medição	115
C.2.22	Transdutor de medição	115
C.2.23	Classe de exatidão	115
C.2.24	Padrão de medição de referência	115
D	Sistemas de medição - suplementário	116
D.1	Ponte de medição de impedância (DigBrid)	116
D.2	Sistema de Medição Multi-harmônico (SMMH)	117
D.2.1	Modos de amostragem do digitalizador DMM 3458A	117
D.2.2	Faixas de entrada de dos DMMs	118
D.2.3	Defasamento entre os DMMs	118
D.2.4	Aquisição de dados do SMMH	119

Lista de Figuras

1.1	Diagrama simplificado representando a estrutura tradicional de geração, transmissão e distribuição, com predominância de medições em 50 e 60 Hz.	2
1.2	Diagrama simplificado representando o cenário evolutivo dos sistemas elétricos, com crescente demanda de medições em ampla faixa de frequência.	3
2.1	Diagrama representativo da abordagem linear adotada para implementação da metodologia.	12
2.2	Diagrama representativo da abordagem não-linear adotada para implementação da metodologia.	13
2.3	Diagrama esquemático genérico para múltiplas camadas com modelo do neurônio artificial de McCulloch e Pitts apresentado em detalhe. .	22
2.4	Exemplos de funções de ativação	24
3.1	Diagrama esquemático representando a propagação de distribuições de probabilidade para o caso de: (a) medições diretas e (b) medições indiretas.	31
3.2	Diagrama esquemático da relação de transdução complexa RTC, a partir das grandezas de entrada G_E e saída G_S	33
3.3	Diagrama esquemático da verificação da lei de aditividade, onde o princípio da superposição é avaliado.	36
3.4	Representação das abordagens <i>single-tone</i> e <i>multi-tone</i> , contendo entradas e saídas das componentes harmônicas de um sinal elétrico . . .	37
3.5	Análise de equivalência entre $r_{st-h(i)}$ e $r_{mt-h(i)}$	37
3.6	Verificação na incerteza	38
3.7	Efeitos da Não-linearidade no valor de pico do sinal	40
3.8	Diagrama esquemático de um circuito de caracterização metrológica de um transdutor em ampla faixa de frequência.	41

3.9	Diagrama esquemático da ponte de medição de impedâncias “Dig-Brid”, desenvolvida no Inmetro para medição de alta exatidão de impedâncias	44
4.1	Diagrama esquemático do DTR construído no Inmetro. A unidade de entrada de tensão consiste em uma combinação em série de quatro resistores de alta exatidão $R_{in-A,B,C,D}$. A unidade de saída de tensão consiste em um resistor de alta precisão R_{out} . As impedâncias Z_{in} e Z_{out} representam o circuito equivalente dos braços de entrada e saída, respectivamente. Ambos são obtidos por medições DigBrid (e incluem os efeitos parasitas).	47
4.2	Imagens do DTR mostrando a disposição dos elementos e conexões. .	47
4.3	Desvio de (a) módulo relativo e (b) ângulo, em relação à medição em 50 Hz. O eixo horizontal corresponde à frequência e a faixa inicial em (a) e (b) é ampliada para melhor visualização da ordem de grandeza envolvida.	49
4.4	Modelo teórico simplificado do RTD	50
4.5	Resíduos da implementação do MVF da razão $r(\omega)$ do DTR para diferentes parâmetros de entrada.	51
4.6	Resíduos da implementação do MVF do deslocamento de fase $\Delta\theta(\omega)$ do RVD para diferentes parâmetros de entrada.	51
4.7	Resultados para modelagem da razão $r(\omega)$ do DTR: (a) Resíduos do caso de 9 polos comparados com as incertezas de medição de $r(\omega)$ para cada ponto de frequência; e (b) Os pontos medidos da razão $r(\omega)$ em comparação com a curva ajustada.	52
4.8	Diagrama esquemático apresentando as etapas gerais da estratégia adotada para simulação de Monte Carlo	53
4.9	Resultados da simulação de Monte Carlo para razão e deslocamento de fase de um único ponto de frequência, referenciados ao nível de confiança de 95%, apresentados em (a) e (c) por seus histogramas, respectivamente. Limites superior e inferior da faixa que define os valores de incerteza do modelo delimitados por linhas tracejadas vermelhas em (b) e (d).	54
4.10	Comparação entre a incerteza relativa da razão do DTR e a incerteza relativa do modelo (limites inferior e superior).	55
5.1	Diagrama esquemático simplificado da caracterização de transdutores não-lineares por perfis harmônicos de interesse, por meio de $G_{E(i)}$ e $G_{S(i)}$	58

5.2	Diagrama esquemático simplificado da implementação da metodologia <i>data-driven</i> a partir de medições reais ou simuladas via MDH, com a posterior aplicação das RNA.	60
5.3	Diagrama esquemático simplificado da estratégia de caracterização <i>data-driven</i> , a partir de medições reais ou simuladas via MDH em: (a) medições pontuais e (b) regiões de operação definidas.	61
5.4	Estruturação de dados para montagem do data-set para modelagem de transdutores não-lineares.	63
5.5	Panorama geral de implementação da metodologia de modelagem <i>data-driven</i> para transdutores não-lineares	64
5.6	Diagrama esquemático da simulação de uma medição de corrente utilizando-se um TC com não-linearidade conhecida, implementado em MDH para medir a corrente elétrica de cinco cargas acionadas individualmente em uma MG.	66
5.7	Forma de onda da corrente primária e secundária do TC para PH (1-5) - representação no domínio do tempo e da frequência.	67
5.8	Efeitos da não-linearidade do TC na razão dos componentes fundamentais para Cargas (1-5).	68
5.9	Efeitos da não-linearidade do TC em cada componente harmônica para Cargas (1-5) - comparação entre I_p e I_s (valores absolutos relativos à respectiva componente fundamental).	68
5.10	Desvios dos resultados do modelo <i>data-driven</i> do TC na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições de cada PH - formato <i>boxplot</i>	70
5.11	Desvios dos resultados do modelo <i>data-driven</i> do TC na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições de cada PH - formato <i>stem</i>	71
5.12	Diagrama esquemático do setup de medição utilizado na caracterização metrológica do TP padrão, com abordagem <i>multi-tone</i>	72
5.13	Fotografia do arranjo de medição para o caso teste 2.	72
5.14	Desvios dos resultados do modelo <i>data-driven</i> do TP padrão na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições do grupo completo de PH - formato <i>boxplot</i>	74
5.15	Desvios dos resultados do modelo <i>data-driven</i> do TP padrão na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições do grupo completo de PH - formato <i>stem</i>	74
5.16	Comparação RT do TP padrão para componente fundamental de cada PH para resultados da medição e do modelo <i>data-driven</i>	75

5.17	Diagrama esquemático para avaliação experimental das medições com o SC.	75
5.18	Fotografia do arranjo de medição para o SC.	76
5.19	Diagrama esquemático da implementação do modelo <i>data-driven</i> SC baseado na carga NL_A	77
5.20	Desvios relativos de algumas das componentes harmônicas do <i>data-set</i> utilizado para treinamento.	78
5.21	Desvios relativos de componentes harmônicas extras, medidas além do <i>data-set</i>	78
5.22	Desvios relativos percentuais calculados para estimativas do modelo SC e do RT “nominal” para (A) fundamental e (B) demais componentes harmônicas.	79
D.1	Diagrama esquemático simplificado do <i>setup</i> de medição da DigBrid.	117

Lista de Tabelas

3.1	Modelos simulação MDH	39
4.1	Faixa de incerteza para razão $r(\omega)$	54
4.2	Faixa de incerteza para deslocamento de fase $\Delta\theta(\omega)$	55
5.1	PH das cargas	67
5.2	Programação de medições para caracterização do TP padrão	73

Lista de Abreviaturas

AT	Alta Tensão, p. 4
BLA	<i>Best linear approximation</i> , p. 5
BT	Baixa Tensão, p. 4
DCV	DC Voltage Digitizing, p. 42
DC	<i>Direct Current</i> , p. 19
DMM	<i>Digital Multimeter</i> , p. 42
DTR	Divisor(es) de Tensão Resistivo(s), p. 42
Diele	Divisão de Metrologia Elétrica do Inmetro, p. 41
EURAMET	<i>The European Association of National Metrology Institutes</i> , p. 3
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> , p. 18
FRVF	<i>Fast Relaxed Vector Fitting</i> , p. 16
FT	Função de Transferência, p. 14
GUM	Guia para a Expressão de Incerteza de Medição, p. 29
G_E	Grandeza de Entrada, p. 32
G_S	Grandeza de Saída, p. 32
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> , p. 29
INM	Instituto(s) Nacional(is) de Metrologia, p. 3
ISO	<i>International Standards Organization</i> , p. 29
IT4PQ	<i>“Instrument Transformers for Power Quality Measurements”</i> , p. 4

Inmetro	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, p. 4
JCGM	<i>Joint Committee for Guides in Metrology</i> , p. 29
MDH	Método Domínio Harmônico, p. 8
MMC	Método de Monte Carlo, p. 9
MVF	Método Vector Fitting, p. 8
PA	Probabilidade de Abrangência, p. 31
PDF	<i>Probability Density Function</i> , p. 31
PH	Perfil(is) Harmônico(s), p. 58
PTB	<i>Physikalisch-Technische Bundesanstalt</i> , p. 8
QE	Qualidade de Energia, p. 2
RNA	Rede(s) Neural(is) Artificial(is), p. 8
RTC	Relação de Transdução Complexa, p. 32
RT	Razão entre Valores Absolutos de Componentes, p. 65
SC	Sensor de Corrente, p. 65
SINDICOMP	<i>Sinusoidal Characterization for Distortion Compensation</i> , p. 5
SI	Sistema Internacional de Unidades, p. 4
SMMH	Sistema de Medição Multi-Harmônico, p. 40
TAS	Transdutor(es) Auxiliar(es) do Sistema de Medição Multi-Harmônico, p. 42
TC	Transformador(es) de Corrente, p. 3
TIM	<i>Transactions on Instrumentation and Measurement</i> , p. 8
TI	Transformador(es) de Instrumento, p. 3
TP	Transformador(es) de Potencial, p. 3
VIM	Vocabulário Internacional de Metrologia - 3 ^a edição, p. 29
mt	<i>multi-tone</i> , p. 36
st	<i>single-tone</i> , p. 36

Capítulo 1

Introdução

A substituição de uma economia dependente de combustíveis fósseis para um novo modelo baseado em fontes de energia limpas e renováveis produz desafios técnicos, regulatórios e culturais. A mitigação de efeitos advindos das mudanças climáticas e a redução da poluição do ar e da água impulsionam o direcionamento das modificações na forma como a energia é produzida e consumida. Tal processo é denominado como transição energética e pode ser sintetizado por meio de quatro ações principais: a descarbonização, a descentralização, a digitalização e a democratização. Por conseguinte, cada vez mais, o setor elétrico necessita de estudos para avaliação dos impactos dos “4 Ds” na estrutura e no funcionamento das redes elétricas. A intermitência e a descentralização das fontes renováveis, como solar e eólica, implicam em desafios técnicos que vão além do equilíbrio eficaz entre oferta e demanda [1–3].

A modernização das redes elétricas é um dos principais pilares de sustentação do processo de transição energética, envolvendo os segmentos de geração, transmissão, distribuição, além da inerente mudança no perfil de cargas residenciais e industriais. Novas tecnologias de monitoramento, controle e automação tornam-se fundamentais para viabilizar a modernização do setor elétrico, seguindo duas vertentes que se interligam em termos de demanda por desenvolvimento: a integração dos recursos energéticos distribuídos e a digitalização das redes elétricas [4–6]. A nova perspectiva traz o que se denomina “inteligência de dados” ao sistema. Ou seja, por meio de monitoramento constante realizado através de medições em diferentes pontos das redes elétricas, torna-se possível uma atuação menos reativa e mais preditiva. O compartilhamento e a análise de dados, assim como uma maior preocupação com os parâmetros associados à qualidade da energia fornecida, devido à peculiaridade e diversidade do fornecimento, acarreta em novas abordagens para o sensoriamento dos sistemas elétricos. Diferentes especificações de dispositivos e sistemas são imprescindíveis para que as recentes tendências de geração, transporte, armazenamento e consumo de energia sejam harmonizadas às redes elétricas existentes [7–9].

1.1 Contextualização

O panorama que se apresenta em relação aos sistemas elétricos dos maiores centros consumidores de energia do mundo, incluído o brasileiro, denota uma mudança significativa nas redes elétricas em geral. O cenário com a estrutura tradicional de geração, transmissão e distribuição, ilustrado pela Figura 1.1, onde havia a predominância de medições na frequência industrial (50 ou 60 Hz), gradativamente, vai sendo modificado. Fatores como o aumento da participação das energias renováveis por meio de geração distribuída [10–13], a presença cada vez mais significativa de cargas não-lineares nas redes elétricas associadas a penetração crescente de conversores eletrônicos [14, 15], o crescente número de instalações de subestações digitais [16, 17], entre outros, demonstram uma evolução de cenário, que é representada no diagrama da Figura 1.2. Destarte, fica evidente a necessidade de melhorias na forma de monitoramento das grandezas elétricas de interesse, tanto como na modelagem dos equipamentos envolvidos nas simulações de sistemas de potência. Uma consequência metrológica da transição energética na atualização do setor elétrico é a necessidade de medições de qualidade de energia mais confiáveis, com exatidão adequada para auxiliar na mitigação dos problemas [18, 19].

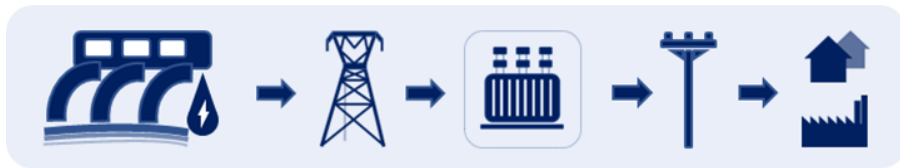


Figura 1.1: Diagrama simplificado representando a estrutura tradicional de geração, transmissão e distribuição, com predominância de medições em 50 e 60 Hz.

Há uma crescente inserção de fazendas eólicas e fotovoltaicas nas redes de distribuição e, em alguns casos, nas redes de transmissão de energia elétrica. Consoante a isso, há a mudança no perfil de consumo imposta pela presença massiva de cargas não-lineares nas redes, tipicamente baseadas em conversores eletrônicos. Tal cenário pode influenciar na magnitude, na forma de onda ou na frequência da tensão e da corrente, ou seja, impactando diretamente nos parâmetros de Qualidade de Energia (QE) das redes elétricas. Consequentemente, pode contribuir para a ampliação dos distúrbios devido a falhas e manobras dos diversos equipamentos elétricos envolvidos. Essa alteração, comumente, leva a uma degradação do fornecimento de energia elétrica e pode ser associada a um aumento nos custos de manutenção, operação e, até mesmo, no planejamento relativo às concessionárias, afetando a tarifa final dos consumidores residenciais e industriais [20, 21].

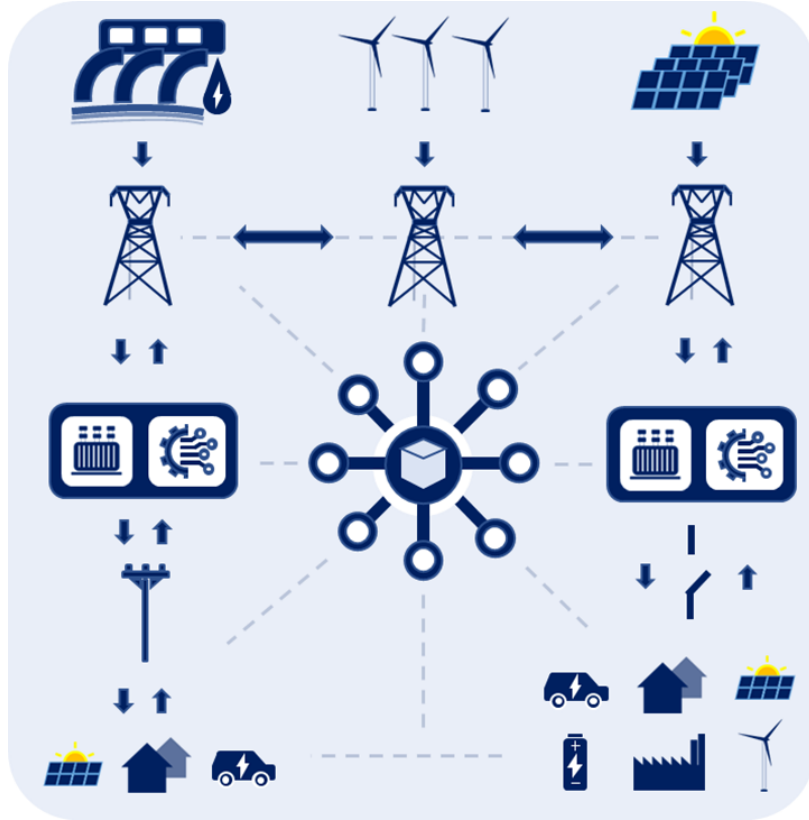


Figura 1.2: Diagrama simplificado representando o cenário evolutivo dos sistemas elétricos, com crescente demanda de medições em ampla faixa de frequência.

Os métodos de calibração e ensaio para instrumentação utilizada na análise de QE estão em grande parte normalizados [18, 22, 23]. O mesmo, contudo, não pode ser estendido às redes de distribuição e transmissão de energia elétrica em alta tensão, em seus diversos níveis de operação. Nos últimos anos, inclusive, grupos renomados como *The European Association of National Metrology Institutes* (EURAMET), *The International Council on Large Electric Systems* (CIGRE - *Global Community*), “CIGRE Brasil”, entre outros, vem ressaltando a necessidade de ações de pesquisa, desenvolvimento e inovação que possam auxiliar na implementação de métodos de calibração e ensaios para o correto uso de transformadores de instrumento (TI) e sensores em medições de fenômenos de QE [9, 24, 25].

1.2 Justificativa

De maneira geral, na frequência fundamental, a metodologia de ensaios para transformadores de potencial (TP) e de corrente (TC) já se encontra bem estabelecida independente da classe de tensão considerada. Normas como, por exemplo, a série IEC 61869-X, são responsáveis por estabelecer os procedimentos de ensaio e critérios de desempenho [19, 26, 27]. Os institutos nacionais de metrologia (INM) são

responsáveis pelo provimento da rastreabilidade metrológica ao Sistema Internacional de Unidades (SI). No Brasil, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro) oferece serviços de calibração em níveis de baixa tensão (BT) e alta tensão (AT) para as grandezas de tensão e corrente, contando com o auxílio da Rede Brasileira de Calibração (RBC) e da Rede Brasileira de Laboratórios de Ensaaios (RBLE) para disseminação da rastreabilidade [28, 29]. Infelizmente, o mesmo não pode ser dito com relação a utilização de transdutores de tensão e corrente expandida para medições em ampla faixa de frequência. Nesse cenário, a confiabilidade metrológica existente é bastante reduzida [9, 19].

Os transdutores de medição podem apresentar características significativamente diferentes das verificadas na frequência fundamental devido a questões como: dependência de tensão ou corrente, coeficiente de temperatura, magnetização, saturação, entre outras. Por conta disso, a consideração dos “dados de placa” de um transdutor, ou seja, das informações técnicas nominais normalmente definidas na frequência fundamental, pode acarretar em erros grosseiros na medição de QE, tendo em vista que alguns TI sequer respondem de maneira adequada para frequências elevadas [30, 31]. Outro ponto importante a se observar é que, mesmo quando a resposta em frequência tradicional é realizada, não há garantias robustas de que a confiabilidade metrológica do transdutor é assegurada [7, 32, 33]. Questões como o coeficiente de tensão, ou de corrente, do transdutor precisam ser levadas em conta para que o impacto na exatidão seja avaliado. Além disso, mesmo não-linearidades pequenas podem influenciar na resposta do transdutor caso não apresente um comportamento linear invariante no tempo. A relação de transformação, por exemplo, pode ser consideravelmente afetada pelas características espectrais das formas de onda existentes nos sistemas elétricos, que normalmente apresentam uma componente fundamental sobreposta por harmônicos com amplitudes menores [34].

Nos últimos anos, constata-se o crescimento no número de trabalhos a respeito do comportamento de transdutores de medição quando submetidos a formas de onda distorcidas, com objetivo de avaliar a influência dos harmônicos em sua resposta [26]. Talvez o maior expoente no desenvolvimento da área seja o projeto “*Measurement methods and test procedures for assessing accuracy of instrument transformers for power quality measurements*” - (IT4PQ), focado na avaliação da influência dos TI na medição dos fenômenos de QE [35]. Reunindo diversas instituições de pesquisa, metrologia e acadêmicas, o projeto vem trabalhando em sugestões para atualização de procedimentos de medição e das normas da área, para que avaliações dos fenômenos de QE sejam incluídas. Os trabalhos discorrem acerca de diversos aspectos da influência dos TI nas medições, sendo uma das preocupações principais o efeito da não-linearidade dos TI convencionais nas medições de QE.

O panorama apresentado acima elucida a recente preocupação em viabilizar desenvolvimentos da modelagem em ampla faixa de frequência de transdutores de medição de tensão e corrente nos variados níveis de tensão. Em simulações computacionais, erros e incertezas dos sistemas de medição raramente são considerados. Em casos de distorções mais acentuadas das formas de onda, fenômenos como a não-linearidade de determinados transdutores de medição podem se manifestar de maneira impactante para os resultados. O desenvolvimento de ferramentas de modelagem multi-harmônica que sejam capazes de preservar as aleatoriedades envolvidas e de manter a aderência do modelo compatível com as faixas de incerteza praticadas, é um dos principais desafios científicos nesse tema.

1.3 Motivação

A resposta em frequência tradicional, também conhecida como varredura senoidal, pode ter como resultado uma caracterização mais representativa que a simples consideração dos dados nominais do transdutor, ou mesmo de sua calibração na frequência fundamental. Entretanto, a abordagem limita-se a hipótese de comportamento linear dos transdutores considerados. O desenvolvimento de uma abordagem multi-harmônica para caracterização de transdutores lineares, que ofereça uma maior confiabilidade metrológica e possibilite a consideração da incerteza de medição no processo de análise, torna-se um tema a ser explorado na pesquisa acadêmica e até mesmo na pesquisa industrial. Analogamente, o desenvolvimento de uma ferramenta para caracterização de transdutores cuja não-linearidade seja significativa demonstra-se necessário, especialmente para medições que envolvam sinais não-senoidais [36, 37].

Recentemente, alguns trabalhos iniciaram a discussão acerca do tema, direcionando os esforços para determinação da influência da não-linearidade dos transdutores nos resultados de medição. Uma evolução da abordagem tradicional (resposta em frequência) é apresentada em [38, 39], e é baseada no método *best linear approximation* (BLA), no qual um conjunto de formas de onda distorcidas é aplicado a um transdutor sob teste. Entretanto, a utilização da aproximação linear não é suficiente para contemplar a não-linearidade de transdutores. Outro método que promove melhorias em relação à resposta em frequência tradicional tem seu desenvolvimento apresentado em [13, 40, 41]. Com procedimento de baixo custo e com certa praticidade, o método intitulado *Sinusoidal Characterization for Distortion Compensation* (SINDICOMP) se propõe a estimar o comportamento do transdutor ao longo de determinada faixa de frequência, compensando os erros devido ao efeito da não-linearidade nas componentes harmônicas de baixa ordem e usando uma curva

por partes nas componentes de ordens mais elevadas. O método apresenta desvios inferiores a 1% na resposta do transdutor para uma faixa até 3 kHz.

A abordagem desenvolvida no domínio da frequência apresentada em [42–44] é capaz de considerar o efeito da não-linearidade em transdutores. Os modelos de Volterra são definidos por um número de coeficientes que cresce rapidamente com o número de componentes harmônicas de entrada e com o grau de não-linearidade selecionado, o que pode ser um fator limitante. Considerando a relação existente entre a componente fundamental e as demais componentes harmônicas de sinais típicos, o método proposto permite que os modelos simplificados de Volterra possam ser obtidos com a redução destes coeficientes. A caracterização é realizada por meio da injeção de um conjunto de formas de onda realista no primário do transdutor, dentro de uma faixa de frequência pré-estabelecida. A exatidão do método tem relação direta com a ordem de não-linearidade estabelecida, com desvios que variam 0.01% e 1%. Além dos métodos citados, uma variedade de trabalhos ressaltam os desafios que envolvem os sistemas de medição para que sejam capazes de realizar medições multi-harmônicas necessárias à caracterização de transdutores [45–48].

A alternativa proposta por modelagens puramente teóricas de transdutores lineares e não-lineares pode apresentar limitações significantes, dada a quantidade de variáveis envolvidas na análise da resposta destes dispositivos. Quando há a necessidade de se modelar um transdutor de medição que realmente emule o seu real comportamento visando a aplicação em laboratórios metrológicos, ou até mesmo para a avaliação de QE em redes elétricas de BT e AT, uma estratégia baseada em medições reais individualizadas do dispositivo, que permita a inclusão de aspectos estatísticos e metrológicos, se apresenta como uma alternativa mais adequada.

1.4 Objetivos

A presente tese tem como objetivo desenvolver uma metodologia que viabilize a modelagem multi-harmônica de transdutores de medição de tensão ou corrente, preenchendo as lacunas existentes citadas. O desenvolvimento deve ser flexível a ponto de oferecer uma ferramenta útil para utilização na área de medidas elétricas, na qual os aspectos metrológicos necessitam ser considerados, assim como para área de simulações elétricas que emulem a influência destes dispositivos nos resultados. Dadas as especificidades a serem consideradas na caracterização de transdutores, optou-se por dividir o desenvolvimento em duas abordagens: uma para o tratamento de casos lineares, onde a interação entre componentes harmônicas não é considerada, e outra para casos onde seja necessário contemplar as não-linearidades envolvidas e suas implicações. Consequentemente, o objetivo da presente tese é realizar as ações relacionadas nos tópicos a seguir:

- Estabelecer modelos de transdutores de medição lineares e não-lineares, com aderência compatível à exatidão e incerteza das medições (reais ou simuladas) utilizadas como dados de entrada da implementação;
- Estabelecer modelos a partir de medições de entrada e saída de sinais multi-harmônicos, levando em consideração possíveis efeitos do transdutor nos resultados da medição ou simulação, contabilizando a interação harmônica entre as diferentes componentes frequenciais para os casos onde a não-linearidade do transdutor seja significativa;
- Considerar os aspectos necessários para que a confiabilidade metrológica seja estendida ao modelo, dentro de faixas de medição planejadas ou condições de utilização do transdutor previamente estabelecidas.
- Oferecer flexibilidade na implementação do modelo para que as características estatísticas do processo de medição sejam reproduzidas durante a sua utilização, mantendo o comportamento das distribuições de probabilidade identificado para o conjunto de dados utilizado durante a modelagem.

1.5 Publicações originadas do trabalho

Apresenta-se a seguir a lista de trabalhos publicados que estão relacionados à presente tese de doutorado.

- L. A. A. de Souza, M. V. V. Pinto, M. B. Martins and A. C. S. Lima, “Modeling of a Resistive Voltage Divider by Rational Functions: Uncertainty Evaluation,” in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 70, pp. 1-8, 2021, Art no. 1011208, doi: 10.1109/TIM.2020.3047956. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9310699>;
- L. A. A. Souza, M. V. V. Pinto, M. B. Martins and A. C. S. Lima, “Modeling of a Resistive Voltage Divider by Rational Functions for Power Quality,” 2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), Denver, CO, USA, 2020, pp. 1-2, doi: 10.1109/CPEM49742.2020.9191887. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9191887>;
- L. A. A. Souza, R. T. de Barros e Vasconcellos, A. C. S. Lima and M. B. Martins, “Metrological analysis of voltage transducers under multi-harmonic signals,” 2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), Denver, CO, USA, 2020, pp. 1-2, doi: 10.1109/CPEM49742.2020.9191867. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9191867>

- L. A. A. Souza, R. T. de Barros e Vasconcellos, A. C. S. Lima and P C Oliveira. “Metrological Characterization of a wideband RVD prototype by impedance bridge measurements with rational approximation in the frequency domain,” XIII Cong. Inter. de Metrol. Elétrica, Florianópolis-SC. 2019.
- L. A. A. Souza, M. V. V. Pinto, R. V. F. Ventura, P. C. Oliveira, ‘ ‘Voltage coefficient evaluation of high voltage arm in a resistive voltage divider using a modified Wheatstone bridge,” In: Congresso de Metrologia 2017 (SEMETRO), 2017, Fortaleza; SEMETRO 2017.

É importante destacar que a parte linear da metodologia desenvolvida é base do artigo [46], submetido em 2020 e aprovado em 2021, pela revista IEEE TIM (*Transactions on Instrumentation and Measurement*), e o resultado integra o grupo de atividades do “Projeto Bilateral de Fortalecimento da Infraestrutura da Qualidade para Energias Renováveis e Eficiência Energética II”, produto da cooperação internacional do Inmetro com o *Physikalisch-Technische Bundesanstalt* (PTB), o INM da Alemanha.

Cabe dizer também que parte do segmento não-linear da metodologia desenvolvida compõe o artigo “*Data-driven Modeling of Nonlinear Transducers for Harmonic Measurements in Modern Grids*”, que encontra-se em processo de submissão para revista científica. O resultado deste segmento da pesquisa também integra as atividades do projeto de cooperação citado.

1.6 Organização da Tese

Na sequência deste capítulo introdutório, o texto encontra-se organizado da seguinte forma:

- no Capítulo 2 é apresentado o embasamento teórico utilizado no desenvolvimento da metodologia, incluindo as estratégias de abordagens linear e não-linear, e os principais conceitos a respeito do Método Vector Fitting (MVF), no âmbito da abordagem linear, e do Método Domínio Harmônico (MDH) e das Redes Neurais Artificiais (RNA), para o âmbito da abordagem não-linear;
- o Capítulo 3 apresenta as principais informações a respeito da caracterização dos transdutores de medição, onde algumas definições da ciência metrológica são abordadas e conectadas ao desenvolvimento da presente tese, culminando na proposição de implementação das modelagens linear e não-linear;
- o Capítulo 4 apresenta o desenvolvimento da abordagem linear da metodologia, onde um divisor de tensão é construído, caracterizado metrologicamente e

modelado utilizando a combinação do MVF com a análise de sensibilidade baseada no Método de Monte Carlo (MMC), apresentando desvios relativos não superiores a poucas unidades em 10^6 e estimativa de incerteza compatível com a medição;

- o Capítulo 5 apresenta o desenvolvimento da abordagem não-linear da metodologia, na qual são estabelecidas as estratégias voltadas para caracterização de transdutores a partir de perfis harmônicos de interesse, onde três casos testes são implementados com base em medições (reais ou simuladas), gerando os modelos *data-driven* de cada transdutor, com desvios relativos, em média, não superiores a poucas unidades em 10^5 ;
- por fim, o Capítulo 6 traz as conclusões da presente tese, destacando-se as contribuições apresentadas no documento, bem como algumas sugestões de temas para pesquisa e desenvolvimento em trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

No presente capítulo são apresentados os fundamentos teóricos necessários ao desenvolvimento da metodologia de modelagem multi-harmônica de transdutores de medição. Cabe dizer que, conforme apresentado na Seção 1.4, a segmentação da metodologia nas abordagens linear e não-linear é decisão fundamental para o desenvolvimento. O detalhamento da estratégia de caracterização de transdutores é apresentado para ambas as abordagens, buscando contemplar as especificidades para cada tipo de modelagem. Para o tratamento da parte linear, os conceitos básicos necessários para entendimento do MVF são abordados, buscando estabelecer a base teórica para modelagem da dependência de frequência dos transdutores lineares. No que diz respeito à parte não-linear do desenvolvimento, são apresentados os conceitos teóricos que envolvem o uso do MDH e das RNA para viabilizar a consideração da interação harmônica entre componentes e, consequentemente, a não-linearidade de determinados transdutores e o impacto em sua resposta.

2.1 Estratégias de caracterização de transdutores

A adoção da estratégia de segmentar a modelagem a partir do tipo de caracterização utilizado no transdutor impacta diretamente na metodologia de implementação do desenvolvimento. Considerando que o objetivo é estabelecer as diretrizes de modelagem a partir de dados de medição (reais ou simuladas), devem ser consideradas especificidades da natureza de funcionamento dos transdutores. Sendo assim, estabelecer estratégias de caracterização para os transdutores é etapa essencial para que o processo de modelagem seja capaz de emular o comportamento dos transdutores a partir de medições. Na presente tese, decidiu-se pela divisão do desenvolvimento em duas linhas de pesquisa, as quais são apresentadas na sequência.

2.1.1 Abordagem Linear

Na abordagem linear, objetiva-se estabelecer uma metodologia de modelagem voltada para transdutores de medição que não sofram influência significativa de não-linearidades. Os dados para implementação do modelo são obtidos por meio de uma varredura de frequência em determinada faixa de interesse, podendo ser obtida por medição ou simulação. Aplicam-se aos terminais de entrada do transdutor sinais *single-tone*, ou seja, sinais senoidais contendo componentes frequenciais individuais em pontos planejados. Verifica-se, então, o respectivo sinal de saída para cada componente frequencial. Pode-se também utilizar o conceito para determinação dos valores de impedância de entrada e saída do dispositivo sob caracterização [49], também com aplicação de sinais *single-tone*. No âmbito de uma modelagem multi-harmônica, a injeção de uma única componente por vez, pressupõe a linearidade do sistema, representado neste trabalho pelo transdutor. Divisores de tensão resistivos e shunts de corrente são alguns exemplos típicos de transdutores que podem ser considerados lineares [31, 50].

Para a sistemática de implementação da modelagem, adota-se a ferramenta conhecida como *Vector Fitting*, método frequentemente utilizado para modelar sistemas complexos por funções racionais [51]. Desenvolvido por Gustavsen e Semlyen, trata-se de um método de ajuste vetorial amplamente difundido por sua capacidade de adaptar um modelo racional a dados complexos no domínio da frequência. O MVF é utilizado em simulações de sistemas de potência por sua habilidade de modelar um determinado sistema complexo e fornecer sua função de transferência [52]. A flexibilidade de uma aderência ajustável oferecida pelo MVF, aliada à sua capacidade de considerar as partes real e imaginária dos dados metrológicos de maneira simultânea, qualifica o método para os objetivos da abordagem linear da metodologia. O desenvolvimento inclui, ainda, o uso da simulação de Monte Carlo como uma alternativa para viabilizar a propagação de distribuições de probabilidade desejada [53–56]. Dessa forma, é possível viabilizar a avaliação de incertezas do modelo. A Figura 2.1 apresenta um diagrama representativo onde a ideia geral da abordagem linear é ilustrada.

2.1.2 Abordagem não-linear

Na abordagem não-linear, objetiva-se estabelecer uma metodologia capaz de realizar o mapeamento de transdutores de medição cuja não-linearidade tenha efeito significativo perante a ordem de grandeza da incerteza das medições (reais ou simuladas) utilizadas para sua implementação. Diferentemente da estratégia linear, a abordagem não-linear considera a aplicação de sinais não-senoidais, contabilizando o conjunto de componentes frequenciais de maneira simultânea. A estratégia é que o

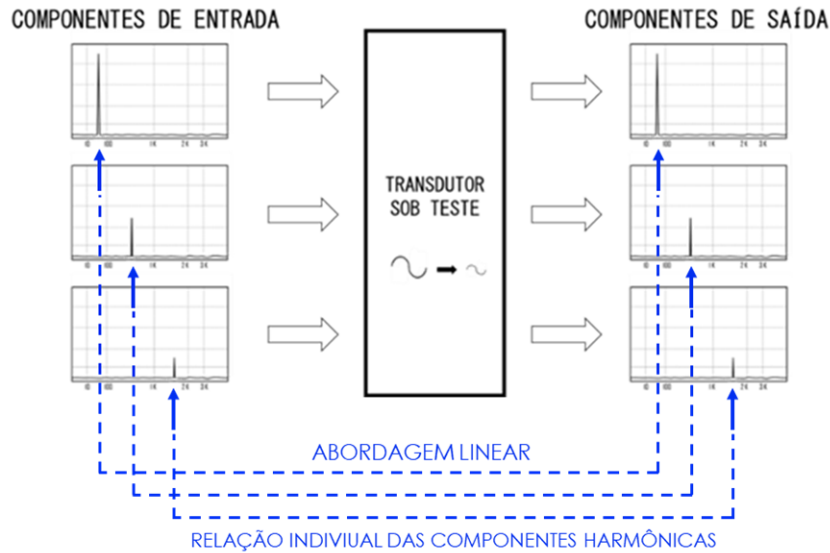


Figura 2.1: Diagrama representativo da abordagem linear adotada para implementação da metodologia.

modelo contemple e quantifique a interação harmônica entre as diversas componentes, de maneira flexível, a ponto de permitir o mapeamento de diferentes condições de operação do dispositivo. A premissa do desenvolvimento estabelece que o modelo seja concebido através de um conjunto de dados originado a partir de medições de de entrada e saída do transdutor (reais ou simuladas). O modelo deve oferecer uma aderência compatível com os propósitos metrológicos ou de simulação desejados.

Enquanto os modelos físicos fornecem condições de contorno bem estabelecidas e ajudam na interpretação dos resultados, os modelos *data-driven*, ou baseados em dados, podem emular a realidade de operação dos dispositivos. Um modelo estatístico com muitos dados de medição pode incluir informações a princípio ocultas na relação existente entre eles [57–60]. Ao mapear as medições de entrada e saída de um transdutor para sinais multi-harmônicos que apresentem perfis de interesse, pode-se criar um modelo baseado em dados que emule seu comportamento para essa condição. A utilização de uma abordagem do tipo *black-box*, ou caixa-preta, torna-se uma alternativa quando esses dados são identificáveis e confiáveis. Para viabilizar a implementação do mapeamento não-linear existente entre as componentes harmônicas de entrada e saída do transdutor, optou-se pelo uso de técnicas de *machine learning*, ou aprendizado de máquinas, através da implementação de redes neurais. A adoção das RNA deve-se à sua capacidade de mapeamento não-linear, a partir de dados de entrada e saída de um sistema, por meio do uso de funções de ativação não-lineares durante o processo de treinamento da rede [61].

A estrutura utilizada no conjunto de dados para treinamento e teste das redes neurais é inspirada naquela adotada pelo Domínio Harmônico. Consolidado na área de simulação de sistemas elétricos de potência, o método é adequado para lidar

com a não-linearidade de sistemas em ampla faixa de frequência [51, 62, 63]. O MDH permite que o agrupamento do conjunto de componentes harmônicas referentes aos sinais de entrada e saída seja representado por vetores e matrizes. Outra característica bastante útil ao ferramental é a possibilidade de se realizar simulações computacionais supondo não-linearidades conhecidas para o transdutor. Assim sendo, na presente tese, o MDH é utilizado não apenas para estruturar os dados, mas também para viabilizar a simulação de medições por parte de um transdutor não-linear. A Figura 2.2 apresenta um diagrama representativo onde a estratégia básica da abordagem não-linear é elucidada.

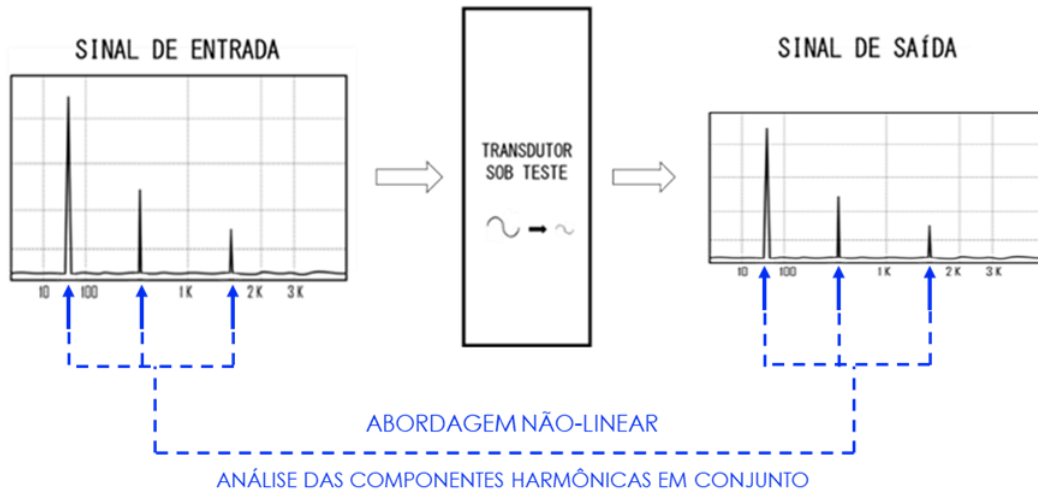


Figura 2.2: Diagrama representativo da abordagem não-linear adotada para implementação da metodologia.

2.2 Método *Vector Fitting*

A inclusão dos efeitos de dependência da frequência é uma das bases da modelagem de equipamentos elétricos. Sua representação é dada no domínio da frequência, por meio da variação nas matrizes de resistência, indutância e capacitância, usadas na formulação do modelo. Em termos práticos, as respostas são obtidas como funções discretas da frequência. A ferramenta *Vector Fitting* foi introduzida em 1999 por A. Semlyen e B. Gustavsen, e consiste em um método numérico robusto para o ajuste de respostas no domínio da frequência (medidas ou calculadas). A aproximação é dada por funções racionais, e o ajuste é obtido por meio da substituição de um conjunto de polos iniciais por outro melhorado, através de um procedimento de escalonamento [64].

A dificuldade para se estabelecer uma metodologia geral de ajuste teve como resultado a implementação de vários métodos focados em problemas específicos. O

início do desenvolvimento do MVF é apresentado em [51], onde demonstrou notável aderência quando aplicado na aproximação por funções racionais, a partir da utilização de polos reais iniciais. Entretanto, investigações apontaram que o desempenho do método era limitado a funções suaves. Para realizar a aproximação de funções com número de picos de ressonância mais elevado, os autores ampliaram o desenvolvimento em [65], demonstrando que esta e outras limitações poderiam ser superadas por meio da utilização de polos iniciais complexos.

O MVF é amplamente utilizado na área de sistemas potência por sua capacidade de adaptar um modelo racional a dados complexos no domínio da frequência, aliada à uma performance que garante polos estáveis [66]. A maior parte das aplicações concentram-se na modelagem de dispositivos e subsistemas para fins de análise transiente em sistemas de potência como implementado em [67–69]. Destacam-se, também, alguns trabalhos onde o MVF é utilizado para modelagem de transformadores de potência, para estudos de transitórios em altas frequências conforme em [52, 70, 71].

2.2.1 Identificação da função de transferência

Seja $f(s)$ uma função de transferência (FT) a ser identificada a partir de um vetor composto por elementos complexos (pontos discretos na frequência). Deseja-se aproximar esta FT por uma função racional com polos simples (multiplicidade igual a um), expressa na forma de uma soma de frações parciais, ou seja,

$$\hat{f}(s) = \sum_{k=1}^n \frac{c_k}{s - p_k} + d + s \cdot h, \quad (2.1)$$

onde o número de polos n é fixado e representa a ordem do sistema. Os resíduos c_k e os polos p_k são constantes reais ou pares complexos conjugados, enquanto os parâmetros d e h são reais. Para que seja possível obter uma aproximação de mínimos quadrados de $\hat{f}(s)$ em uma determinada faixa de frequência, é necessário estimar os coeficientes da equação (2.1).

Tendo em vista que a incógnita p_k compõe o denominador da fração racional e s pode assumir diferentes valores dentro de um intervalo de frequência de interesse, nota-se que a equação (2.1) requer a solução de um sistema não-linear. Consequentemente, a adoção de uma solução analítica torna-se impraticável.

Diante do exposto, o método estabelece uma técnica iterativa sequencial, que se baseia na resolução de sistemas lineares. O procedimento consiste na realocação do conjunto de polos para minimizar os erros de estimativa e a solução é desenvolvida em duas etapas gerais, ambas com polos fixados (estimados). Com este objetivo, define-se a estimativa da função de transferência a partir da expressão

$$\hat{f}(s) \cong \sigma(s) \cdot f(s), \quad (2.2)$$

e a função de escalonamento a partir da expressão

$$\sigma(s) = \left[\sum_{k=1}^n \frac{c_k}{s - p_k} \right] + 1. \quad (2.3)$$

A estratégia é calcular a função de escalonamento $\sigma(s)$ iterativamente, de maneira que o resultado tenda à unidade, em havendo convergência. Como sugerido pelas equações (2.2) e (2.3), é possível notar que o conjunto de polos iniciais se cancela no processo de divisão, visto que $\sigma(s) \cdot f(s)$ e $\sigma(s)$ foram definidos dessa forma. Ou seja, a substituição de (2.3) em (2.2) é apresentada por (2.4) a partir da expressão

$$\left[\sum_{k=1}^n \frac{c_k}{s - p_k} \right] + d + s \cdot h \approx \left\{ \left[\sum_{k=1}^n \frac{c_k}{s - p_k} \right] + 1 \right\} f(s). \quad (2.4)$$

Sendo assim, buscando implementar o processo iterativo visando o cálculo dos polos e resíduos, assim como das constantes d e h , define-se na primeira rodada um conjunto de polos iniciais e o sistema de equações lineares gerado pode ser resolvido para as incógnitas. Em se tratando da equação (2.4), $f(s)$ é um dado conhecido correspondente ao valor da FT para o ponto de frequência específico do conjunto de dados de entrada. Todo o detalhamento a respeito da formulação do sistema de equações lineares pode ser encontrado em [51].

A segunda etapa consiste em calcular os resíduos c_k para a função $f(s)$ por meio da resolução da equação (2.4) como um sistema de equações sobredeterminado do tipo $A \cdot x = B$. A aproximação de mínimos quadrados pode ser usada para resolver o sistema, produzindo assim os resíduos de $\sigma(s) \cdot f(s)$ e $\sigma(s)$. O vetor x é composto pelas variáveis c_k , d e h . Após algumas manipulações algébricas, tem-se

$$\hat{f}(s) \cong \frac{\sigma(s) \cdot f(s)}{\sigma(s)} = G \cdot \left(\frac{\prod_{k=1}^{n+1} (s - z_k)}{\prod_{k=1}^n (s - z_k)} \right). \quad (2.5)$$

A otimização da solução pode ser obtida iterativamente por meio da repetição das duas etapas, realizando-se a atualização das estimativas para os polos p_k de $f(s)$ calculadas na interação anterior. Assim, os polos são realocados de modo a aproximarem, com maior precisão, a função objetivo [65].

Por fim, o MVF fornece um conjunto de valores complexos aproximados obtidos através do modelo implementado. Além disso, a ferramenta fornece os coeficientes do numerador e do denominador da função de transferência na forma expandida

$$f(s) = \frac{b_1 s^M + b_2 s^{M-1} + \dots + b_M}{a_1 s^N + a_2 s^{N-1} + \dots + a_N}. \quad (2.6)$$

2.2.2 Implementação do MVF

O código fonte da ferramenta *Vector Fitting* possui domínio público, e tem implementação desenvolvida no programa MatLab. A versão mais recente é a implementação chamada *Fast Relaxed Vector Fitting* (FRVF), disponível para utilização em trabalhos científicos através da rotina “vecfit3.m”. A única contra-partida solicitada pelos autores para uso da rotina é que as referências [51], [65] e [66], sejam devidamente citadas para divulgação da ferramenta.

O usuário define a ordem das aproximações, sendo esta igual ao número de polos estimados. Na presente tese, adotou-se uma escolha de polos que apresentasse um desvio compatível com a ordem de grandeza da incerteza da medição de parâmetros [46]. As colunas da matriz de coeficientes A , em $A.x = b$, são escalonadas de forma que possuam norma euclidiana unitária, para resolução dos sistemas sobredeterminados de equações. Tal escalonamento proporciona um melhor condicionamento do sistema [51].

Aplicação de MVF no desenvolvimento

O uso do MVF na presente tese consiste na sua adoção para estimar uma função de transferência que modela a razão e o deslocamento de fase de um transdutor, com base em dados medidos. Tal representação sobre a faixa de frequência permite a estimativa de pontos intermediários e acima dos limites definidos pelo conjunto de dados. Adicionalmente, a propagação de distribuições de dados para definição da incerteza do modelo obtido pelo MVF, é avaliada a partir do MMC.

2.3 Método Domínio Harmônico

No âmbito da análise de sinais elétricos em ampla faixa de frequência, para estabelecer uma representação matemática de sistemas não-lineares, deve-se observar que o uso de componentes de expansão da Série de Fourier ignora uma importante característica resultante da não-linearidade de alguns equipamentos elétricos: o acoplamento entre componentes de frequência distintas [63, 72]. Alternativamente, o Domínio Harmônico permite realizar uma modelagem não-linear da relação entre sinais de entrada e saída de um equipamento ou rede, levando em conta a interação entre componentes harmônicas presentes no espectro frequencial. O MDH pode

ser considerado como uma extensão do domínio da frequência baseado em Fourier [73, 74].

A representação de sistemas elétricos pelo MDH é amplamente utilizada na análise de sistemas de potência, pois é capaz de lidar com a presença de harmônicos, redes desbalanceadas, modelagem de elementos não lineares, além de casos dinâmicos como variações de espectro frequencial no tempo [75], entre outras aplicações que extrapolam o objetivo do presente desenvolvimento. A metodologia para obtenção de representações pelo método foi desenvolvida e aprimorada por Noda et al., sendo capaz de modelar redes elétricas inteiras pelo MDH em formulação complexa [76–81].

2.3.1 Uso do MDH no desenvolvimento

O principal objetivo da análise multi-harmônica desenvolvida na presente tese é investigar e quantificar a influência das não-linearidades nos diferentes resultados obtidos através de abordagens *single-tone* ou *multi-tone* da relação entre entrada e saída de transdutores. A utilização do MDH possui, essencialmente, duas finalidades específicas no desenvolvimento da metodologia multi-harmônica proposta, que conta ainda com a utilização de redes neurais artificiais.

A primeira diz respeito à estruturação dos dados que caracterizam os sinais elétricos representados no domínio da frequência. O MDH é estruturado por meio dos coeficientes da série exponencial complexa, que são capazes de representar com eficiência a decomposição harmônica de um sinal elétrico constituído por diversas componentes harmônicas em forma vetorial [76]. Por meio de convoluções repetidas regidas por uma função que represente as não-linearidades envolvidas, o método torna-se uma ferramenta conveniente para levar em consideração as interações entre as componentes harmônicas [78, 79, 82].

A segunda finalidade se concentra na utilização do MDH para simulação de transdutores de medição não-lineares, onde os dados consigam indicar a influência da não-linearidade por meio da emulação da interação harmônica entre componentes. Sendo assim, o mapeamento da relação entre entrada e saída de dados pode ser realizado por meio de RNA, de maneira análoga aos casos em que medições reais são utilizadas.

2.3.2 Conceitos básicos associados ao MDH

A compreensão dos conceitos de modelagem harmônica utilizados no desenvolvimento da presente tese passa pelo estudo da expansão em séries ortogonais. A princípio, qualquer expansão ortogonal em série pode ser usada para realizar a modelagem harmônica. Entretanto, apenas a transformada de Fourier, assim como a

transformada rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform* - FFT), será adotada na concepção da metodologia apresentada, devido ao seu uso mais difundido. Adicionalmente, conceitos ligados à expansão de séries ortogonais, séries de Fourier, convoluções contínuas e discretas, constam no Apêndice A. Na sequência do presente capítulo, a sistemática do MDH para representação de não-linearidades é apresentada de maneira não exaustiva, dada a sua importância para implementação da abordagem não-linear da modelagem.

2.3.3 Representação das não-linearidades

As equações polinomiais padrão, os polinômios racionais e as funções de comutação conseguem representar de maneira coerente diversas características não-lineares relacionadas a equipamentos elétricos. Tais representações possibilitam a realização de avaliações diretas no domínio da frequência por meio de convoluções discretas. Fenômenos de saturação e histerese, por exemplo, são importantes não-linearidades presentes na maioria dos transdutores de medição e podem ser representados por equações polinomiais de vários tipos. Considerando que o objetivo das implementações em MDH é emular a não-linearidade típica de transdutores, as equações polinomiais são adotadas para representar o fenômeno ao longo do desenvolvimento. Dessa maneira, a avaliação polinomial via convoluções repetidas pode ser realizada nas simulações implementadas através do MDH, emulando o efeito de interação harmônica entre componentes [73, 83, 84].

Avaliação polinomial via convoluções repetidas

Visando facilitar o entendimento da implementação do MDH realizado ao longo do desenvolvimento da pesquisa, a título de exemplo, neste capítulo, adota-se o caso particular de um polinômio de terceira ordem ($n = 3$) para representar a não linearidade do transdutor, conforme equação

$$y(t) = b_0x^0(t) + b_1x^1(t) + b_2x^2(t) + b_3x^3(t), \quad (2.7)$$

onde todos os coeficientes b_i são conhecidos. No entanto, cabe destacar o MDH é robusto para a adoção de qualquer ordem polinomial (assim como outras representações cabíveis).

Convoluções próprias e mútuas

Assume-se que as funções $x(t)$ e $y(t)$ representam os sinais de entrada e saída de um transdutor, respectivamente. Em MDH, os sinais são compostos por seus respectivos coeficientes da série exponencial complexa, representados na forma vetorial por

$$X_{in} = \begin{bmatrix} C_{-3} \\ C_{-2} \\ C_{-1} \\ C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

onde os índices dos coeficientes C_n referem-se à ordem do componente harmônico associado, e C_0 contém apenas o termo DC (do inglês, *Direct Current*).

Primeiro, considera-se que variável de entrada x contém apenas as componentes fundamentais e o termo DC, compondo o sinal de entrada

$$x(t) = \sum_{h=-1}^1 X_h e^{jh\omega_0 t} \Rightarrow \mathbf{X} = \begin{bmatrix} 0 \\ X_{-1} \\ X_0 \\ X_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

em exponenciais complexas de $x(t)$, onde sua respectiva representação de domínio harmônico consiste em $\mathbf{X}$.

Continuando o processo de avaliação da equação (2.7), calcula-se x^2 em MDH, em componentes complexas de Fourier. Multiplicando-se a equação (2.9) por ela mesma, tem-se

$$x^2(t) = \sum_{h=-1}^1 X_h e^{jh\omega_0 t} \sum_{h=-1}^1 X_h e^{jh\omega_0 t}. \quad (2.10)$$

A representação da equação (2.10) no domínio harmônico é dada por

$$\begin{aligned} x^2(t) \Rightarrow \mathbf{X}^2 = \mathbf{X} \circledast \mathbf{X} &= \begin{bmatrix} 0 \\ X_{-1} \\ X_0 \\ X_1 \\ 0 \end{bmatrix} \circledast \begin{bmatrix} 0 \\ X_{-1} \\ X_0 \\ X_1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} X_{-1}X_{-1} \\ X_{-1}X_0 + X_0X_{-1} \\ X_1X_{-1} + X_0X_0 + X_{-1}X_1 \\ X_1X_0 + X_0X_1 \\ X_1X_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.11)$$

O fato de $\mathbf{X}$ ser um vetor, implica na impossibilidade de se realizar operações matriciais convencionais. Como $\mathbf{X}$ contém os coeficientes harmônicos de uma função em frequência discreta, torna-se necessário realizar a auto-convolução de $\mathbf{X}$ para obter $\mathbf{X}^2$.

A forma fatorada da equação (2.11) permite uma apresentação mais clara da operação de convolução, conforme mostrado por

$$\mathbf{X}^2 = \begin{bmatrix} X_0 & X_{-1} & 0 & 0 & 0 \\ X_1 & X_0 & X_{-1} & 0 & 0 \\ 0 & X_1 & X_0 & X_{-1} & 0 \\ 0 & 0 & X_1 & X_0 & X_{-1} \\ 0 & 0 & 0 & X_1 & X_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ X_{-1} \\ X_0 \\ X_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{-2}^{(2)} \\ X_{-1}^{(2)} \\ X_0^{(2)} \\ X_1^{(2)} \\ X_2^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

A matriz resultante é Hermitiana e possui estrutura Toeplitz, contendo elementos iguais em todas as diagonais [62, 85].

O próximo passo é calcular o termo cúbico da avaliação polinomial em MDH. Analogamente à etapa anterior, realiza-se um novo processo de convolução. Nesse caso, será necessário realizar uma convolução mútua entre $\mathbf{X}$ e $\mathbf{X}^2$, dada por

$$\mathbf{X}^3 = \mathbf{X} \circledast \mathbf{X}^2 = \begin{bmatrix} X_{-3}^{(3)} \\ X_{-2}^{(3)} \\ X_{-1}^{(3)} \\ X_0^{(3)} \\ X_1^{(3)} \\ X_2^{(3)} \\ X_3^{(3)} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Novamente, a matriz resultante obtida pela forma fatorada da equação é Hermitiana, e também possui uma estrutura Toeplitz.

Assumindo-se que na avaliação em MDH, X_0 corresponde a uma componente DC cuja magnitude é igual a um, a avaliação completa no domínio harmônico da equação polinomial (2.7) pode ser realizada por

$$\begin{bmatrix} Y_{-3}^{(3)} \\ Y_{-2}^{(3)} \\ Y_{-1}^{(3)} \\ Y_0^{(3)} \\ Y_1^{(3)} \\ Y_2^{(3)} \\ Y_3^{(3)} \end{bmatrix} = b_0 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + b_1 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ X_{-1}^{(1)} \\ X_0^{(1)} \\ X_1^{(1)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + b_2 \begin{bmatrix} 0 \\ X_{-2}^{(2)} \\ X_{-1}^{(2)} \\ X_0^{(2)} \\ X_1^{(2)} \\ X_2^{(2)} \\ 0 \end{bmatrix} + b_3 \begin{bmatrix} X_{-3}^{(3)} \\ X_{-2}^{(3)} \\ X_{-1}^{(3)} \\ X_0^{(3)} \\ X_1^{(3)} \\ X_2^{(3)} \\ X_3^{(3)} \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Observa-se que a formulação apresentada é desenvolvida para uma aplicação específica em MDH, que pressupõe sinais periódicos invariantes no tempo [62]. Por conta da robustez do MDH, a ferramenta está presente em diversas publicações e desenvolvimentos, com vasta utilização na modelagem de redes e equipamentos elétricos [81, 86–92].

2.3.4 Implementação em MDH

No presente desenvolvimento, a avaliação polinomial em MDH é realizada com base no procedimento baseado em convoluções repetidas da Seção 2.3.3. Para implementação das convoluções próprias e mútuas, assim como de todas as operações matriciais, é utilizado o *software* MatLab. Para os casos onde a medição é simulada em MDH, diferentes sinais de entrada $x(t)$ são assumidos, a partir da definição de suas componentes complexas. Nas simulações em MDH, onde a não-linearidade é assumida como conhecida, considera-se que o efeito dominante advém da saturação e da histerese do núcleo magnético, impactando na relação de tensão do transdutor.

2.4 Redes Neurais Artificiais

As RNA correspondem a sistemas adaptativos implementados computacionalmente e consiste em um dos importantes segmentos do vasto campo de domínio da Inteligência Artificial. Constituídas por um conjunto interativo de neurônios artificiais cujo funcionamento é inspirado nos neurônios biológicos, possuem a capacidade de coletar, manipular e armazenar dados a partir de experimentos. Utilizando algoritmos de aprendizagem, modificam-se os pesos sinápticos da rede para se obter o resultado pretendido [93].

2.4.1 Características gerais das RNA

As redes neurais devem ser capazes de “aprender” a partir da informação contida nas chamadas amostras de treinamento, que integram o *data-set* com pares de dados de entrada e saída. Utilizando-se técnicas de treinamento da rede, torna-se possível a solução de problemas relacionados a reconhecimento de padrões, para que a rede seja capaz de responder de maneira coerente a entradas não idênticas aquelas presentes no conjunto de treinamento utilizado [94].

Uma rede neural possui estrutura paralelamente distribuída. Devido à flexibilidade do processo de aprendizagem, alguns benefícios oferecidos pela ferramenta possuem aplicabilidade ao desenvolvimento da presente tese, entre eles: capacidade de realizar mapeamentos não-lineares entre entrada e saída; adaptabilidade, me-

diante um novo treinamento balizado em um algoritmo de aprendizado; exatidão ajustável de acordo com o objetivo da implementação [95].

2.4.2 Modelo Artificial do Neurônio

O neurônio artificial é a unidade de processamento de todos os tipos de redes neurais. Possui várias entradas que funcionam como conexões sinápticas com outros neurônios. Apresenta uma saída que corresponde ao valor da somatória ponderada das outras saídas de outros neurônios conectados. A Figura 2.3 apresenta o diagrama esquemático para uma RNA de múltiplas camadas, contendo o modelo do neurônio artificial de McCulloch e Pitts em detalhe [95, 96].

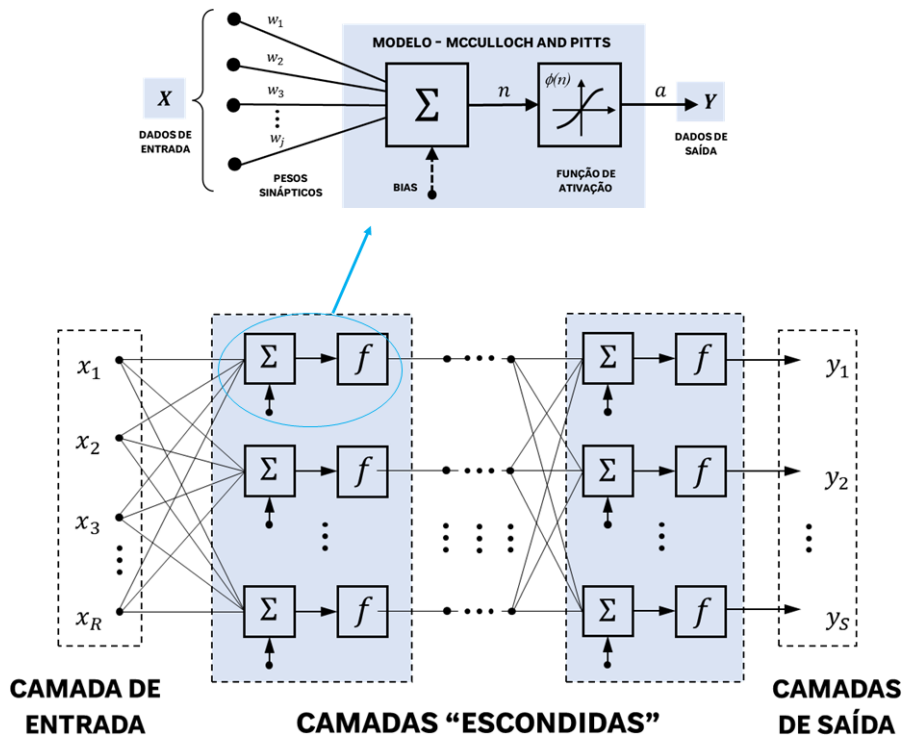


Figura 2.3: Diagrama esquemático genérico para múltiplas camadas com modelo do neurônio artificial de McCulloch e Pitts apresentado em detalhe.

Os dados de entrada contidos no vetor X são multiplicados pelos pesos sinápticos w_j , parâmetros escalares ajustáveis do neurônio. O modelo apresentado no detalhe da Figura 2.3 inclui, ainda, outro parâmetro escalar ajustável, conhecido como *bias*, que possibilita que o neurônio apresente saída não nula ainda que as suas entradas sejam nulas. Cabe dizer que tais parâmetros não se tratam de elementos de entrada. Outro elemento importante no modelo é a função de ativação $\phi(n)$, que define como o neurônio responde ao nível de excitação e compõe a resposta Y da saída da rede neural. O modelo apresentado no detalhe da Figura 2.3 pode ser representado matematicamente por

$$n = \sum_{j=1}^j w_j x_j + b, \quad (2.15)$$

$$a = \phi(n), \quad (2.16)$$

onde x_j corresponde ao conjunto de j elementos de entrada que constituem o vetor X , w_j aos pesos sinápticos que multiplicam cada elemento, b ao bias, n ao resultado do somatório dos produtos $w_j x_j$, acrescidos do valor de bias, e por fim, a corresponde ao resultado de saída do neurônio, já submetido à função de ativação $\phi(n)$. No caso do modelo para neurônio único, como no detalhe apresentado, a corresponde a própria resposta Y [97].

2.4.3 Funções de ativação

Cada neurônio artificial possui, necessariamente, uma função de ativação associada, que pode se tratar de uma função linear ou não-linear. O designer da rede neural pode optar entre diversas funções de ativação, dependendo da especificação do problema a ser resolvido. Na presente revisão bibliográfica, são abordadas aquelas mais comumente utilizadas, tendo em vista que se mostram adequadas ao tipo de implementação adotada no desenvolvimento. Em termos práticos, a diferenciabilidade é a única exigência que a função de ativação deve satisfazer [98].

O somatório das entradas ponderadas pelos pesos sinápticos e do *bias* constituem o elemento n da Figura 2.3, que se caracteriza como o elemento de entrada da função de ativação. Caso o objetivo consista em implementar uma RNA que represente um mapeamento linear, devem-se utilizar funções de ativação lineares. Se o objetivo for realizar um mapeamento não-linear, funções de ativação não-lineares devem ser utilizadas [61]. Alguns exemplos de função de ativação utilizados nos testes de implementação da arquitetura de rede ao longo do desenvolvimento são: (a) Degrau ou *hardlimit*, (b) Linear ou *purelin*, (c) Log-sigmoide ou *logsig* e (d) Tangente hiperbólica *tansig*.

A Figura 2.4 apresenta os gráficos dos exemplos citados, e traz uma informação relevante em termos da implementação das RNA ao longo do desenvolvimento. Para a devida utilização das funções de ativação e utilização do *Toolbox* MatLab (ferramenta para implementação das RNA) [61], foi necessário realizar a normalização do *data-set* de treinamento.

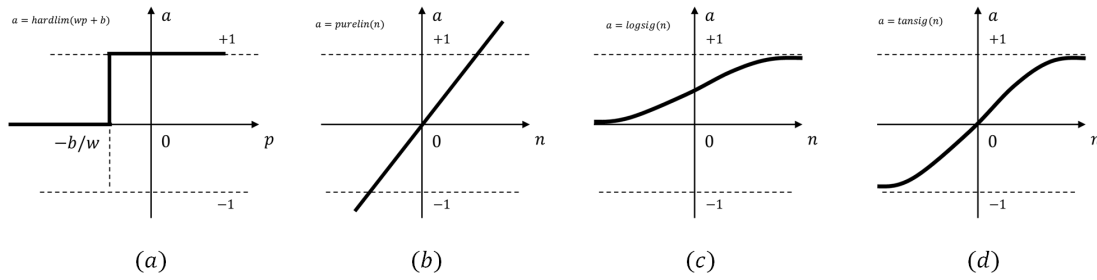


Figura 2.4: Exemplos de funções de ativação

2.4.4 Arquitetura das RNA

A arquitetura de uma rede neural corresponde à descrição de suas características, tais como informações a respeito do número de camadas adotado, quantidade de neurônios presentes em cada camada, a indicação de qual função de ativação é aplicada em cada camada, bem como a forma que as camadas se conectam entre si. A rede realiza o cálculo computacional a partir do mapeamento dos valores de entrada e saída. A arquitetura mais adequada é diretamente ligada ao tipo de problema a ser representado pela rede. O número de neurônios a ser utilizado em cada camada depende da sistemática de implementação, pois nem sempre um número maior de neurônios em uma camada oculta representará aumento da capacidade de mapeamento da rede [61].

O modelo do neurônio artificial adotado no presente desenvolvimento é apresentado na Figura 2.3 e inclui os pesos sinápticos e o *bias*. Uma **camada de neurônios artificiais** pode ser constituída pelo conjunto de dois ou mais neurônios artificiais agrupados. Uma RNA pode ser composta por uma ou mais camadas de neurônios. Cabe observar que uma camada não é restrita a apresentar o mesmo número de entradas e saídas, ou de entradas e neurônios.

Uma RNA pode conter **camadas múltiplas de neurônios artificiais**, onde cada uma possuirá uma matriz de pesos $\mathbf{W}$, um vetor de bias $\mathbf{b}$ e um vetor de saída, que quando associado a saídas entre camadas, será denominado como $\mathbf{a}$. É importante dizer que é necessário adotar alguma distinção entre as matrizes de peso, vetores de saída e bias, tendo em vista que, dentro de cada camada, podem assumir números de elementos diferentes [98, 99]

2.4.5 Modelos de aprendizado de máquina

Essencialmente, pode-se dizer que as RNA funcionam como aproximadores de funções. Se um vetor de entrada é inserido em uma rede previamente treinada, um conjunto de operações é executado, e um vetor de saída, com base no aprendizado adquirido durante o processo de treinamento, é retornado como resultado. A chave

do processo de treinamento é definir o conjunto mais adequado possível em todas as conexões sinápticas.

As ferramentas de aprendizado disponíveis para RNA possibilitam uma gama bastante abrangente de modificação do padrão de interconexão. Os pesos sinápticos e o procedimento de aprendizagem são definidos pelos algoritmos de treinamento. Durante o processo podem ser utilizados diferentes mecanismos: aprendizado supervisionado, por reforço ou não-supervisionado.

O **treinamento supervisionado** faz uso de um agente externo, denominado supervisor, que indica a resposta alvo para aquele padrão de entrada. Os erros existentes entre os valores alvo e os valores obtidos, são utilizados para o ajuste dos parâmetros da RNA. Adquirir conhecimento, no âmbito das RNA, significa dizer que os erros foram minimizados a valores considerados satisfatórios. Dentre os algoritmos de treinamento supervisionado, o erro médio quadrático e a sua generalização, o *backpropagation*, destacam-se pela sua larga utilização na área de RNA [100, 101].

O **treinamento não-supervisionado** não apresenta um conjunto de dados-alvo que atue como referência. A rede deve ser capaz de extrair características dos impulsos, promovendo a classificação das informações em grupos previamente definidos. Um conjunto de regras pré-definidas regula o ajuste dos pesos até que seja definido o mapeamento geral dos dados [99].

O **treinamento por reforço** pode ser considerado uma variante do aprendizado supervisionado, onde não se dispõe de um conjunto de dados de saída que funcione como referência, mas o algoritmo apresenta um elemento crítico capaz de analisar a adequabilidade dos dados de saída. Sendo as repostas satisfatórias, deve-se reforçar as conexões que a proporcionam. Os ajustes dos pesos dependem unicamente das respostas produzidas durante o treinamento [93].

Por fim, cabe afirmar que o conceito de treinamento deve diferenciar-se do conceito de aprendizado, tendo em vista que o aprendizado caracteriza-se por uma série de ações que a RNA realiza a partir de definições estabelecidas no treinamento, na arquitetura da rede e na topologia. O treinamento é a ação de ensinar a RNA.

Na presente tese, será adotado o algoritmo de treinamento supervisionado *backpropagation* para redes do tipo *feedforward*, uma vez que trabalham com neurônios com funções de ativação de qualquer tipo, desde que sejam deriváveis. Tal característica é fundamental para que a implementação apresente a flexibilidade necessária para o mapeamento não-linear de diferentes perfis harmônicos. A RNA do tipo *feedforward* treinadas pelo algoritmo *backpropagation*, também denominado de retro-propagação por erros, é um ferramental bastante versátil e ajustável, podendo ser adaptável a diferentes aplicações.

2.4.6 RNA *feedforward backpropagation*

As redes neurais do tipo *feedforward backpropagation*, que em uma tradução livre seria de alimentação direta por retropropagação, processam sinais em uma direção única e não apresentam dinâmica temporal inerente. Dessa forma, tais redes são comumente definidas como sendo estáticas. Entretanto, a literatura a respeito da área de inteligência artificial, especialmente a cerca das RNA, indica que tanto a composição da arquitetura da rede quanto as definições a respeito de seu aprendizado, não são conceitos restritos ou exatos para todas as aplicações (ou mesmo a respeito do tamanho das aplicações) [102–104].

A rede neural que resolve um problema de classificação, provavelmente, não possuirá a mesma arquitetura de rede daquela que proporciona uma previsão de séries temporais, por exemplo. Normalmente, são necessárias abordagens de arquitetura e aprendizado diferentes. Ao mesmo tempo, pode-se dizer que uma RNA do tipo *feedforward backpropagation* pode ser aplicada a uma vasta gama de desenvolvimentos, além de possuir implementação acessível e eficiente performance na modelagem comportamental, e no mapeamento de relações não-lineares, uma das principais necessidades identificadas na presente tese.

Em razão de tais características, uma vez que se busca estabelecer uma perspectiva de generalidade na metodologia proposta no desenvolvimento desta tese, as redes *feedforward backpropagation* serão utilizadas, tanto nas simulações computacionais, quanto nas modelagens multi-harmônicas realizadas a partir de medições. Sabe-se que as RNA podem ser utilizadas como aproximadoras de qualquer função não-linear com um número finito de descontinuidades, desde que possua um número de neurônios suficientes na camada oculta [61, 105, 106].

Como informado na Seção 2.4.3, será utilizada a ferramenta *Toolbox* MatLab para realizar a implementação das RNA, dada sua versatilidade quanto a opções de *design* de arquitetura. No entanto, cabe dizer que a metodologia não está limitada apenas a este tipo de rede. A Figura 2.3 apresenta um diagrama esquemático genérico para as RNA utilizadas na metodologia de modelagem desenvolvida na presente tese.

2.4.7 Algoritmo Levenberg-Marquardt

Dentre os vários algoritmos disponibilizados pela ferramenta *Toolbox* MatLab no desenvolvimento da pesquisa, o algoritmo Levenberg-Marquardt teve o melhor desempenho para avaliações realizadas, incluindo os casos testes do Capítulo 5. Assim como os métodos quase-Newton, o algoritmo Levenberg-Marquardt foi desenvolvido para abordar a velocidade de treinamento em segunda ordem, sem a necessidade de cálculo da matriz Hessiana. Se a função de desempenho tiver a forma de uma soma de quadrados (situação típica em redes *feedforward* de treinamento), a matriz

Hessiana pode ser aproximada como uma matriz Jacobiana, contendo as derivadas primeiras dos erros da rede em relação aos pesos e *bias*. Dessa forma, a matriz jacobiana pode ser calculada, de maneira menos complexa que a matriz Hessiana [61, 95, 107]. O equacionamento matemático do algoritmo Levenberg-Marquardt é apresentado no Apêndice B.

Capítulo 3

Caracterização metrológica de transdutores

A medição de grandezas elétricas é diretamente dependente dos transdutores de tensão e corrente elétrica. Esses dispositivos de conversão escalonam e condicionam os sinais elétricos a níveis compatíveis com a instrumentação elétrica. A abrangência da utilização de transdutores de medição é bastante ampla na área de metrologia elétrica, seja em medidas de BT ou AT. Se incluídos os sensores elétricos, presentes nos instrumentos de medição, pode-se dizer que os transdutores integram, praticamente, qualquer sistema de medição de grandezas elétricas. Entender o contexto de operação dos transdutores de medição, desde aqueles utilizados em circuitos de bancada em BT, até os transformadores de instrumento das redes elétricas de AT, é fundamental para a definição do planejamento da pesquisa, especialmente no que diz respeito às diretrizes de desenvolvimento da metodologia de modelagem pretendida.

De forma não exaustiva, os principais aspectos que podem impactar na confiabilidade metrológica de transdutores de medição são discutidos neste capítulo. Essencialmente, os conceitos metrológicos básicos, o comportamento de transdutores na frequência, assim como o fenômeno de não-linearidade da transdução, serão abordados. O objetivo é que a modelagem desenvolvida seja capaz de incluir tais efeitos nos modelos multi-harmônicos dos dispositivos.

3.1 *Background* metrológico e normalização

A caracterização metrológica da relação entre as grandezas de entrada e saída do transdutor é essencial para qualidade dos resultados de um determinado processo de medição. Pode-se dizer que a credibilidade de um resultado de medição é diretamente ligado à sua confiabilidade metrológica. Consequentemente, ainda que o escopo de desenvolvimento desta pesquisa esteja centrado na modelagem multi-harmônica de

transdutores de tensão e corrente elétrica, a partir de suas grandezas de entrada e saída, é fundamental o conhecimento acerca dos conceitos metrológicos associados ao processo de medição.

Ao longo das últimas décadas, alguns documentos foram elaborados por organizações nacionais e internacionais, no sentido de harmonizar os aspectos metrológicos e laboratoriais. Entre os principais documentos diretamente aplicáveis a transdutores e utilizados como referência ao longo do desenvolvimento, destacam-se: a norma ISO IEC 17025:2017 [108], que estabelece as diretivas para procedimentos de calibração e ensaios em laboratórios; o “Vocabulário Internacional de Metrologia”, o VIM (JCGM 200:2012), que apresenta termos e conceitos pertinentes à área metrológica, universalizando a comunicação no segmento [109]; o “Guia para a expressão de incerteza de medição” (GUM - JCGM 100:2008), que fornece orientações sobre a estimação da incerteza de medição [54, 55]; a família de normas IEC 61869, que apresenta uma série de requisitos aplicáveis a transformadores para instrumentos [110, 111]; o grupo de normas IEC 60060, que estabelece as técnicas de ensaio elétricos de AT [112]. A adoção desses documentos fomenta a evolução da dinâmica de globalização de mercados, pois viabiliza aspectos como reprodutibilidade e comparabilidade [56]. Os principais conceitos metrológicos aplicáveis ao desenvolvimento desta tese estão apresentados no Apêndice C.2, e foram extraídos integralmente do VIM (JCGM 200:2012).

3.1.1 Confiabilidade metrológica

A confiabilidade de uma medição somente é assegurada por meio da rastreabilidade metrológica do sistema responsável pelo resultado. Conforme definição do Apêndice C.2.20, cada elemento rastreado desta cadeia ininterrupta contribui com uma componente da incerteza de medição. A qualidade dos resultados está diretamente ligada à indicação quantitativa da incerteza de medição deste sistema. Em um contexto de globalização de mercados, sem um procedimento universal para estimação das incertezas, seria inviável pensar na comparabilidade metrológica dos resultados entre diferentes países. Por conta disso, diversos acordos de reconhecimento mútuo são firmados pelos INMs de cada país. Na área metrológica, o documento JCGM 100:2008 realiza a harmonização dos conceitos referentes à estimação de incerteza, por meio de uma metodologia baseada na lei de propagação de incertezas [55, 56].

A metodologia tradicional para estimação de incertezas baseia-se no GUM, que oferece orientações específicas e referências para realização dos cálculos. Decidiu-se por apresentar os pontos principais da metodologia no Apêndice C.1, devido à sua utilização na estimação das incertezas dos sistemas de medição utilizados em laboratório. No entanto, a metodologia apresenta limitações como, por exemplo,

a linearização do modelo de medição e a aproximação da distribuição de probabilidade por uma distribuição *t de Student*. Por conta disso, o uso da simulação de Monte Carlo para a propagação total das distribuições de probabilidade é recomendado pelo GUM como uma alternativa para os casos em que as aproximações forem inadequadas.

3.1.2 Simulação de Monte Carlo

O MMC tem como fundamento a realização de simulações numéricas a partir de um número considerável de repetições, visando obter conclusões sobre fenômenos a partir da análise estatística dos resultados. O MMC abrange a propagação de distribuições de probabilidade em alternativa à propagação de incertezas utilizada pelo GUM. Atribuem-se variáveis aleatórias às quantidades de interesse e, por meio de um modelo matemático definido, calculam-se as respectivas respostas. O MMC é utilizado na metrologia para avaliar os efeitos de diferentes fontes de incerteza, que simultaneamente atuam sobre um processo de medição. De maneira análoga ou até mesmo conjunta, o método pode ser utilizado para avaliar o efeito combinado das grandezas de entrada[53].

Essencialmente, os métodos de medição podem apresentar duas classificações. Na medição direta, obtém-se o mensurando diretamente do sistema de medição. Na medição indireta, o resultado é determinado a partir de um modelo matemático que é função de duas ou mais medidas associadas a diferentes grandezas de entrada. A Figura 3.1-a ilustra esquematicamente a metodologia de propagação de distribuições para o caso de uma medição direta, onde o efeito combinado das componentes de incerteza u_{X_1} , u_{X_2} , u_{X_3} e u_{X_4} é avaliado. Para o caso de uma medição indireta representado na Figura 3.1-b, as variáveis aleatórias que representam as grandezas de entrada da medição X_1 , X_2 e X_3 são avaliadas de forma combinada. A variável aleatória Y e sua incerteza associada u_Y , representam a distribuição da grandeza de saída.

Cabe ressaltar que casos genéricos apresentados na Figura 3.1-a e 3.1-b, resultariam em uma distribuição normal por conta das simplificações adotadas pelo GUM. Pela metodologia de propagação de distribuições tem-se maior proximidade com a realidade do processo de medição. O suplemento 1 do GUM (ou JCGM 101:2008), por exemplo, fornece orientações para o uso da simulação de Monte Carlo em metrologia [54].

Ao se propagar distribuições, não há necessidade de realizar aproximações. O conjunto completo das distribuições das grandezas de entrada e das componentes de incerteza é propagado para a grandeza de saída. Sugere-se uma sequência de passos para utilização do método de Monte Carlo:

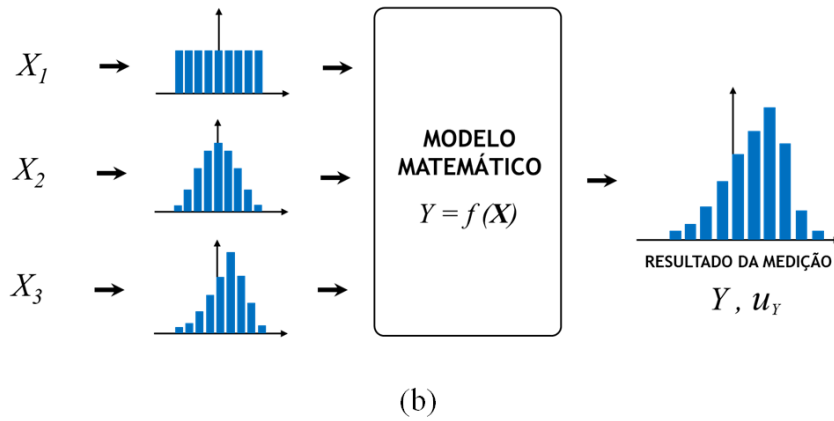
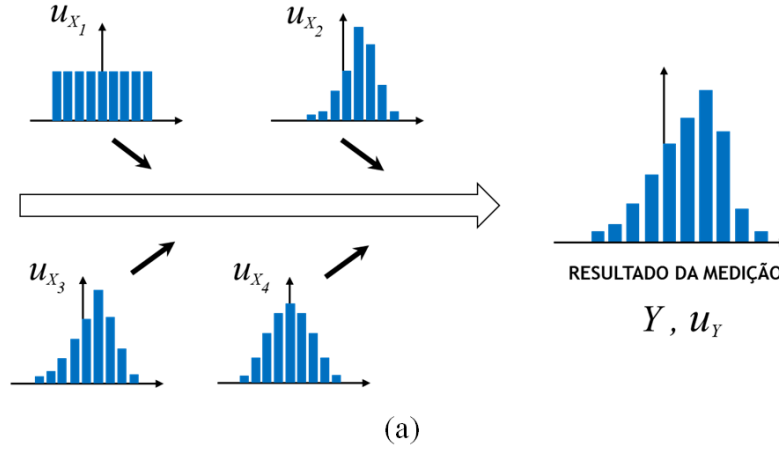


Figura 3.1: Diagrama esquemático representando a propagação de distribuições de probabilidade para o caso de: (a) medições diretas e (b) medições indiretas.

1. Definição do mensurando e das grandezas de entrada (ou suas incertezas associadas);
2. Atribuição de variáveis aleatórias e estimação da função densidade de probabilidade (do inglês, *Probability Density Function* - PDF);
3. Definição do número de simulações de Monte Carlo;
4. Simulação e análise de resultados.
5. Expressão dos resultados.

O número de repetições da simulação de Monte Carlo é diretamente ligado à qualidade dos resultados esperados na avaliação. De forma geral, recomenda-se que o número mínimo de simulações seja estimado através da probabilidade de abrangência (PA), ou nível de confiança, desejada para expressar a incerteza de medição. Na área de metrologia, normalmente, utiliza-se uma PA da ordem de 95%, o que resulta em

um valor mínimo de n de $2,2 \cdot 10^5$. A equação (3.1) estabelece a relação entre o número n e PA é dada por

$$n = \frac{1}{1 - PA} 10^4. \quad (3.1)$$

Abaixo deste valor, pode-se notar uma degradação do histograma associado [56].

3.2 Caracterização de transdutores de medição

Estratégia de caracterização

Segundo definição do VIM para transdutor de medição, apresentada formalmente no Apêndice C.2, trata-se de um dispositivo que fornece uma grandeza de saída, a partir de uma relação especificada com uma grandeza de entrada. Consequentemente, no presente desenvolvimento, estabeleceu-se que a caracterização dos transdutores de medição está focada na relação entre as grandezas de entrada e saída do dispositivo. A estratégia consiste em realizar uma modelagem multi-harmônica a partir de medições de entrada e saída.

Essencialmente, pode-se afirmar que as grandezas de entrada e saída consistem na tensão, para o caso de transformadores de potencial ou divisores de tensão, por exemplo, ou na corrente, para o caso de transformadores de corrente ou *shunts* de corrente. Todavia, é importante ressaltar que é comum que determinados transdutores, especialmente de baixa tensão, sejam caracterizados em laboratório a partir da medição de suas impedâncias de entrada e saída. No Capítulo 4 da presente tese, inclusive, tal estratégia de caracterização será utilizada para realizar a modelagem de um divisor de tensão.

Relação de transdução complexa - RTC

Em termos gerais, quando se trata de transdutores de medição de grandezas elétricas, a relação de transdução complexa (RTC) entre a grandeza de entrada (G_E) e a de saída (G_S) é calculada em uma frequência específica, normalmente a nominal do circuito aonde o dispositivo será conectado. Este é o caso, por exemplo, dos transformadores de instrumento, cuja classe de exatidão é determinada, especificamente, para frequência de operação das redes elétricas (50 ou 60 Hz) [110, 111]. Normalmente, a RTC é dada pela relação de grandezas complexas, conforme apresentado na equação (3.2). A divisão entre as amplitudes G_E e G_S é conhecida como razão ou relação de transformação (do inglês, *ratio*). Especificamente para divisores de tensão, o termo “fator de escala” também é adotado. A diferença entre os respectivos ângulos dos sinais de entrada e saída, θ_E e θ_S , indica o deslocamento angular entre G_E e G_S (em inglês, *phase displacement* ou apenas *displacement*).

$$RTC = \frac{G_E}{G_S} = \frac{|G_E| \angle \theta_E}{|G_S| \angle \theta_S} \quad (3.2)$$

A formulação apresentada para RTC é perfeitamente válida para os casos em que a abordagem adotada se utiliza de um sinal com uma única componente harmônica. Supondo que o transdutor apresente características lineares, a resposta em frequência pode ser obtida para diferentes valores de frequência. Por conseguinte, a equação (3.2) pode ser expandida para inclusão da dependência de frequência. A expressão atualizada é apresentada pela equação (3.3) [31, 50]. Adicionalmente, as equações (3.4) e (3.5) são retratadas, onde a apresenta-se a relação entre amplitudes $r(\omega)$ e a diferença angular $\Delta\theta(\omega)$.

$$RTC(\omega) = \frac{G_E(\omega)}{G_S(\omega)} = \frac{|G_E(\omega)| \angle \theta_E(\omega)}{|G_S(\omega)| \angle \theta_S(\omega)} \quad (3.3)$$

$$r(\omega) = \frac{|G_E(\omega)|}{|G_S(\omega)|} \quad (3.4)$$

$$\Delta\theta(\omega) = \angle \theta_E(\omega) - \angle \theta_S(\omega) \quad (3.5)$$

A Figura 3.2 apresenta o diagrama esquemático da caracterização de um transdutor de medição a partir das grandezas G_E e G_S . Por conta da suposição de linearidade do transdutor, caso G_E apresente uma distribuição normal para os seus dados (resultado comum em medições), a distribuição do resultado de G_S será equivalente. Uma discussão mais apurada a respeito da linearidade dos transdutores é realizada na Seção 3.3, tendo em vista que este pode não ser o seu comportamento real.

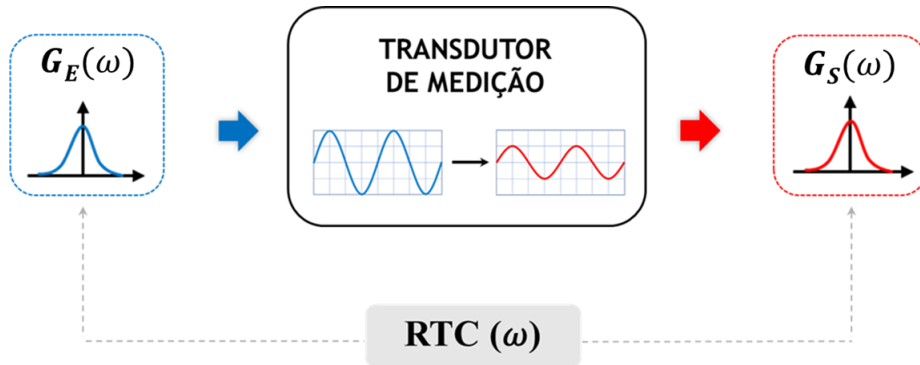


Figura 3.2: Diagrama esquemático da relação de transdução complexa RTC , a partir das grandezas de entrada G_E e saída G_S

3.3 Análise multi-harmônica *single-* e *multi-tone*

O uso da resposta em frequência

Conforme elucidado durante o Capítulo 1 da presente tese, as medições elétricas em ampla faixa de frequência se fazem cada vez mais necessárias para o monitoramento, operação e controle das redes elétricas. Consequentemente, a necessidade de se realizar análises multi-harmônicas consistentes, com níveis de confiabilidade metrológica que viabilizem a avaliação de eventos com risco potencial de deterioração da qualidade de energia da rede, é cada vez mais perceptível. A participação dos transdutores nesse processo é essencial, ainda que, em diversas situações, o impacto de sua atuação seja, apenas, parcialmente considerado [113].

Preliminarmente à definição da metodologia de análise multi-harmônica de transdutores a ser adotada no desenvolvimento da presente tese, algumas ponderações se fazem necessárias. Analisando a equação (3.3) para $RTC(\omega)$, sabe-se que diferentes relações complexas podem ser obtidas para cada frequência de interesse. Ou seja, uma resposta em frequência pode ser obtida tanto para a razão entre amplitudes quanto para o deslocamento angular do transdutor.

Especialmente em alta tensão, o ensaio de resposta em frequência tradicional consiste em um indicativo importante para diagnosticar possíveis danos após eventos de transporte, de manutenção ou de falhas devido a alguma ocorrência específica, como um curto-circuito. Consiste em uma espécie de diagnóstico, sendo bastante utilizado para avaliar o estado de transformadores de potência após tais eventos [114]. Com o aumento da demanda por medições em ampla faixa de frequência mencionado no Capítulo 1, cada vez mais, a resposta, ou varredura, em frequência tem sido utilizada para fins metrológicos, inclusive para cálculo de $RTC(\omega)$ e correção sistemática em diferentes valores de frequência.

Validade metrológica da resposta em frequência

Neste ponto, a discussão que se apresenta diz respeito à confiabilidade metrológica de tais medições. A utilização da resposta em frequência como indicativo, ou diagnóstico, da integridade física e elétrica de um transdutor de medição requer um nível de confiabilidade diferente do nível necessário para realização de medições de harmônicos [115, 116]. A depender do nível de exatidão requerido pela aplicação, os resultados necessários para se avaliar o comportamento de um transdutor podem apresentar consideráveis desvios em decorrência do método de medição aplicado [114].

Tomando o exemplo como base, essencialmente, pode-se dizer que existem dois aspectos principais nessa discussão. O primeiro deles diz respeito ao coeficiente da

grandeza elétrica do transdutor avaliado. Apesar do tópico ainda não se encontrar normalizado, tal preocupação já é abrangida em diversos desenvolvimentos científicos no que diz respeito aos transdutores e sensores utilizados em AT [26]. Em se tratando de transdutores utilizados em BT, como divisores de tensão e *shunts* de corrente utilizados em laboratórios metrológicos, pode-se dizer que o estado da arte encontra-se estabelecido, assim como as técnicas e procedimentos de medição pertinentes. Normalmente, os procedimentos de calibração contemplam a correção sistemática e a inclusão de uma componente de incerteza, no que se refere ao efeito do coeficiente de tensão ou corrente [117].

O segundo aspecto tem a ver com a investigação do efeito da não-linearidade no comportamento do transdutor em ampla faixa de frequência. Como apresentado na Seção 1.3, o tema vem ganhando destaque nas publicações científicas nos últimos anos. Tornou-se, inclusive, um dos fatores motivadores do desenvolvimento da presente tese. Isto posto, entende-se como necessário segmentar a análise multi-harmônica em dois tipos de abordagens: *single-tone*, onde a avaliação do transdutor é realizada para cada componente frequencial, individualmente, e *multi-tone*, onde a avaliação é realizada utilizando-se as componentes harmônicas dos sinais de maneira simultânea, considerando a interação entre componentes [49]. As principais diferenças entre as duas abordagens são discutidas nas seções subsequentes.

3.3.1 Verificação de não-linearidade

Da teoria de análise de sistemas lineares, sabe-se que o princípio da superposição é composto pelas propriedades de aditividade e homogeneidade. O não cumprimento de uma dessas condições indica a não-linearidade de um sistema [118, 119]. Partindo da premissa de que o interesse principal do trabalho é propor uma metodologia que estabeleça uma modelagem da relação complexa existente entre os sinais de entrada e saída do dispositivo, no domínio da frequência, pode-se analisar o transdutor considerando-o um sistema *black-box*, e verificar se o princípio da superposição é atendido. Adota-se a verificação da lei da aditividade em função da soma de seus componentes harmônicos de entrada e saída.

A Figura 3.3 apresenta um diagrama esquemático contendo a verificação da lei da aditividade. Considera-se a aplicação de um sinal multi-harmônico da forma $x(t) = x_1(t) + x_2(t) + \dots + x_n(t)$ contendo n componentes de diferentes frequências. Em uma abordagem *single-tone*, cada componente de $x(t)$ é avaliada individualmente, e a soma dos componentes de saída do transdutor é dada por $y(t)$. No entanto, tal abordagem não leva em consideração a possível interação harmônica entre as diferentes componentes, a depender da presença da não-linearidade do sistema [120].

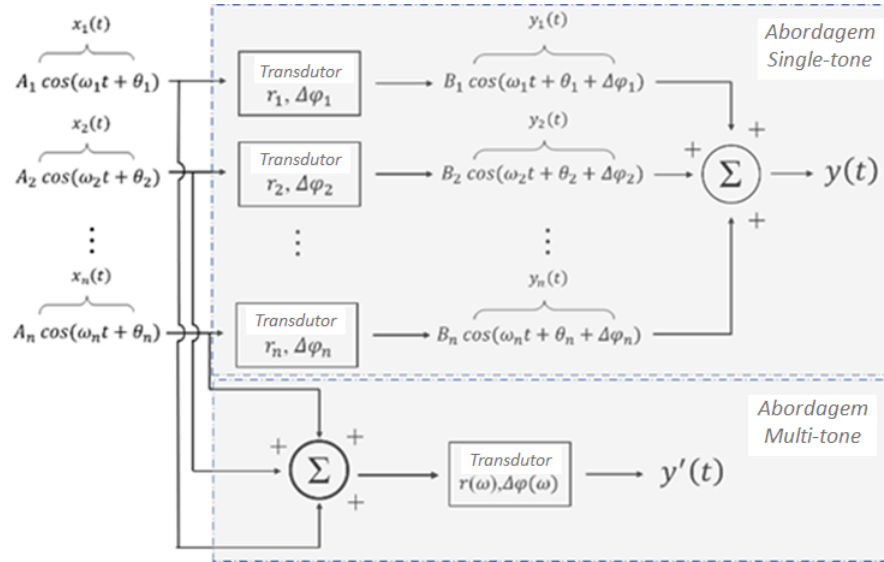


Figura 3.3: Diagrama esquemático da verificação da lei de aditividade, onde o princípio da superposição é avaliado.

Por conseguinte, a abordagem *multi-tone* é adotada para lidar com o conjunto de componentes harmônicas do sinal de entrada simultaneamente, resultando no sinal $y'(t)$, como observado na Figura 3.3. Caso as saídas $y(t)$ e $y'(t)$ forneçam resultados diferentes, verifica-se a não-linearidade do sistema. A lei da homogeneidade pode ser verificada de maneira análoga.

3.3.2 Análise da não-linearidade de transdutores de medição

Caso o efeito da não-linearidade do transdutor seja significativo para determinadas condições de operação de interesse, seus resultados podem apresentar discrepâncias preocupantes. Por exemplo, as características metrológicas de um TI ou sensor, analisadas segundo uma abordagem *single-tone*, podem diferir consideravelmente daquelas obtidas utilizando-se uma abordagem *multi-tone* [120]. Tal desempenho deve-se, essencialmente, à interação harmônica que ocorre no núcleo de magnetização [39]. A Figura 3.4 apresenta um diagrama esquemático onde as entradas e saídas das componentes harmônicas h_1, h_3 e h_5 , de um sinal elétrico hipotético, representado tanto no domínio do tempo quanto da frequência, quanto pelos espectros de amplitude de cada componente. A ilustração contempla tanto a abordagem *single-tone* (st) quanto a *multi-tone* (mt).

Realizando a análise com base na relação entre amplitudes r para ambas as abordagens, pode-se realizar a verificação de não-linearidade apresentada na Seção 3.3.1. Caso as razões $r_{st-h(1)}$, $r_{st-h(3)}$ e $r_{st-h(5)}$ sejam equivalentes a $r_{mt-h(1)}$, $r_{st-h(3)}$ e $r_{st-h(5)}$, respectivamente, há o indicativo de que o transdutor pode ser considerado linear. Caso haja diferença considerável entre os resultados, sugere-se

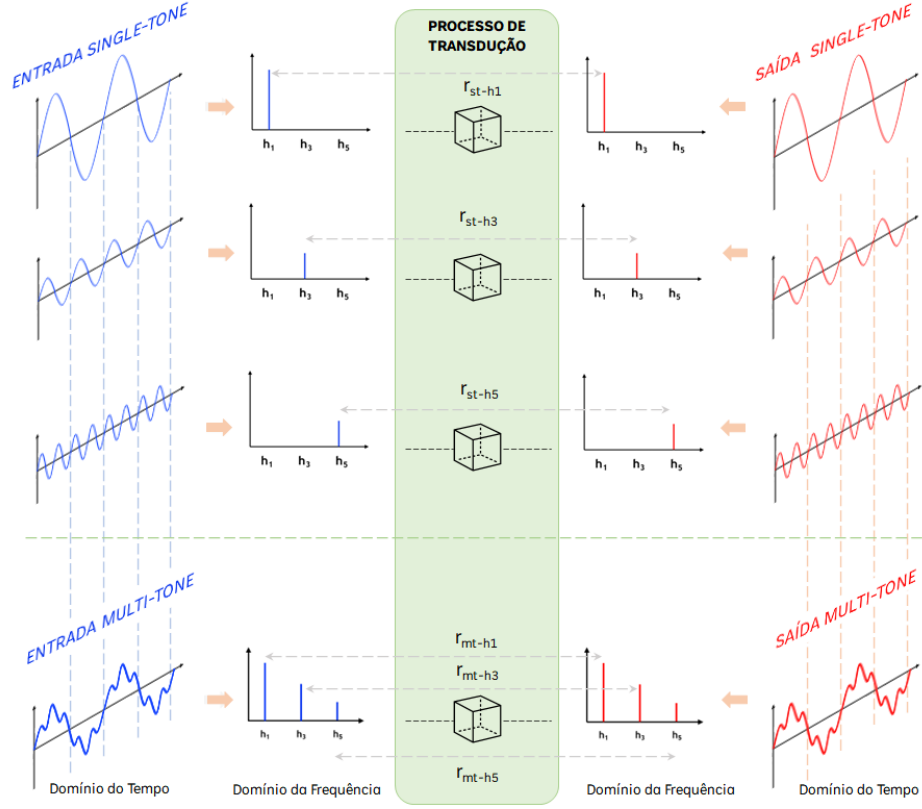


Figura 3.4: Representação das abordagens *single-tone* e *multi-tone*, contendo entradas e saídas das componentes harmônicas de um sinal elétrico

a não-linearidade do dispositivo. A equação (3.6) representam matematicamente a análise de equivalência citada.

$$r_{st-h(i)} \cong r_{mt-h(i)} \quad (3.6)$$

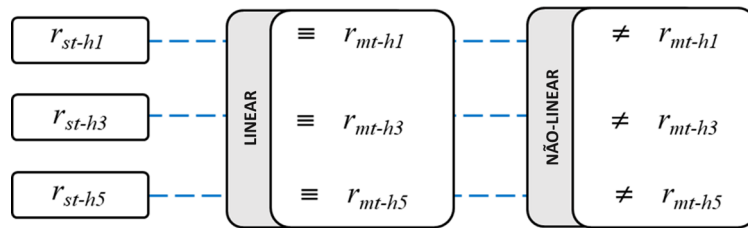


Figura 3.5: Análise de equivalência entre $r_{st-h(i)}$ e $r_{mt-h(i)}$

Ao se realizar a verificação a partir de medições rastreadas de $r_{st-h(i)}$ e $r_{mt-h(i)}$, é importante ressaltar que a incerteza de medição dos resultados possuirá relação direta com a qualidade da análise. A equação (3.7) apresenta o desvio $\Delta r_{h(i)}$ entre as razões de componente i , para as duas abordagens. As incertezas expandidas $U_{st-h(i)}$ e $U_{mt-h(i)}$ são incluídas e uma análise de equivalência deve contemplar a sua presença.

$$\Delta r_{h(i)} \equiv r_{st-h(i)} \pm U_{st-h(i)} - r_{mt-h(i)} \pm U_{mt-h(i)} \quad (3.7)$$

A Figura 3.6 ilustra a análise e exemplifica as duas situações possíveis: conclusiva ou inconclusiva. No âmbito da pesquisa, caso as incertezas expandidas $U_{st-h(i)}$ e $U_{mt-h(i)}$ apresentem valores superiores à metade do desvio $\Delta r_{h(i)}$, considera-se que a verificação de não-linearidade é dita conclusiva para a componente i . Caso haja sobreposição das faixas de incerteza, a verificação torna-se inconclusiva e a não-linearidade não pode ser verificada.

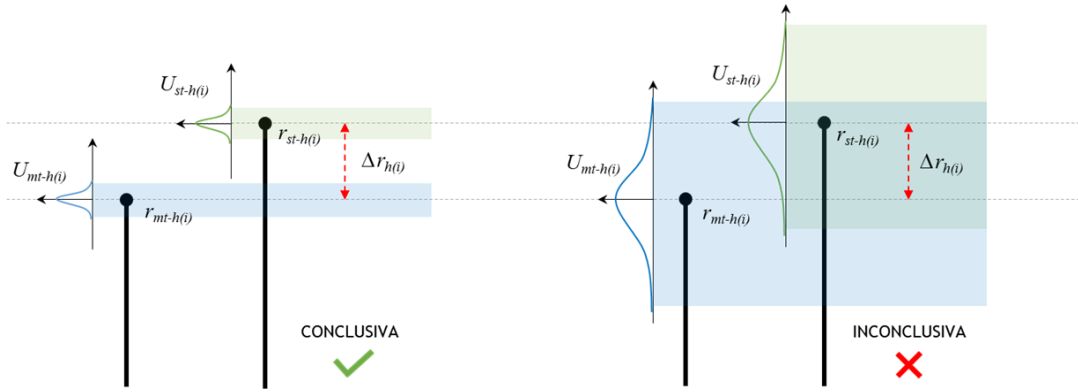


Figura 3.6: Verificação na incerteza

3.4 Transduções multi-harmônicas simuladas

Buscando demonstrar alguns dos impactos da não-linearidade no comportamento dos transdutores, amplia-se a discussão iniciada na Seção 3.3 por meio de simulações utilizando o MDH. Conforme mencionado na Seção 2.3 do Capítulo 2, o domínio harmônico é adotado como ferramenta teórica para simular o efeito de não-linearidade nos processos de transdução multi-harmônica da presente tese. Dada sua capacidade de emular o comportamento de dispositivos não-lineares, o método leva em conta as interações harmônicas que ocorrem no processo de transdução não-linear por meio de convoluções próprias e mútuas. A título elucidativo, implementou-se um algoritmo em MDH utilizando-se o *software Matlab*, para exemplificar o efeito da não-linearidade no sinal de saída de transdutores com diferentes tipos de não-linearidades [73].

Foram adotados cinco modelos de transdutores genéricos de tensão, cada qual com uma relação de transdução complexa, chamada de (RTC_{DH}) . As relações são assumidas conhecidas e representadas por polinômios em MDH, com objetivo de emular diferentes não-linearidades. O modelo A apresenta um polinômio de ordem 1,

que pode ser considerado linear. O coeficiente de X é mantido nas demais razões para fins de comparação, dado o seu valor predominante. Aos polinômios que representam os modelos B, C, D e E, são adicionados novos termos de ordem 3, 5, 7 e 9. O coeficiente do termo adicional também é mantido, com exceção do sinal do modelo C. A tabela 3.1 apresenta os RTC_{DH} de cada modelo e os valores de pico dos sinais de saída V_{ps} de cada transdutor simulado.

Tabela 3.1: Modelos simulação MDH

Modelo	RTC_{DH}	V_{ps}
A	1,0e-02 (0,899 X)	0,00635676
B	1,0e-02 (0,899 X - 0,034 X ³)	0,00587596
C	1,0e-02 (0,899 X + 0,034 X ⁵)	0,00717694
D	1,0e-02 (0,899 X - 0,034 X ⁷)	0,00480800
E	1,0e-02 (0,899 X - 0,034 X ⁹)	0,00457133

A Figura 3.7 apresenta as formas de onda de entrada e saída obtidas na simulação. Para todos os modelos, foi aplicado o mesmo sinal de entrada senoidal com valor de pico relativo aproximado de 0,707. As formas de onda dos sinais de saída resultantes para os cinco modelos são mostrados na mesma figura. Adotando como referência o sinal de saída do modelo A, nota-se uma distorção significativa para os demais modelos, assim como a variação de V_{ps} na saída de cada transdutor simulado. O modelo C apresenta V_{ps} devido ao sinal de seu segundo termo. Análises comparativas mais detalhadas, como desvio percentual, não são apresentadas. As simulações realizadas nesta seção, tem caráter apenas ilustrativo a respeito da não-linearidade em MDH.

Considerações preliminares

No âmbito das simulações em MDH, os resultados da comparação entre abordagens *single-* e *multi-tone*, demonstram a influência da não-linearidade no comportamento dos transdutores. A parcela adicional ao termo de grau 1 do polinômio, pode resultar em um sinal de saída não-senoidal, ainda que o sinal de entrada seja uma senoide perfeita. Cabe salientar que, por via de regra, os transdutores comerciais são projetados para não apresentarem esse tipo de comportamento para um sinal de entrada puramente senoidal. Entretanto, o fenômeno da não-linearidade é comum, por exemplo, em regiões de saturação do transdutor, mesmo na frequência nominal da rede [31]. De maneira geral, pode-se dizer que a simulação implementada indica que a distorção da forma de onda de um sinal de saída de um transdutor depende do nível de incidência da não-linearidade.

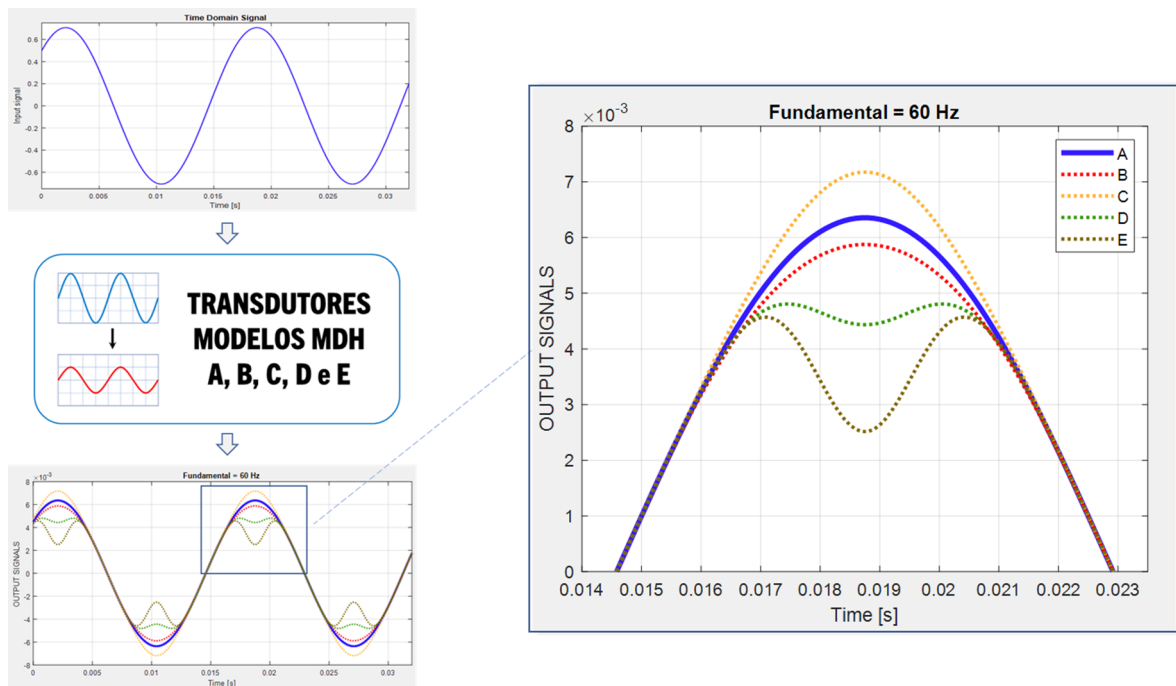


Figura 3.7: Efeitos da Não-linearidade no valor de pico do sinal

3.5 Medições em ampla faixa de frequência

Conforme definido na Seção 1.4, o objetivo do desenvolvimento é estabelecer uma metodologia capaz de considerar as especificidades presentes na caracterização metrológica de transdutores em ampla faixa de frequência. A oportunidade criada pelos sistemas de medição disponibilizados pelo Inmetro e rastreados ao SI viabiliza o acesso a uma caracterização metrológica confiável, a partir de medições de alta exatidão. O fator confiança tem papel fundamental para o desenvolvimento, pois pretende-se implementar uma metodologia de modelagem útil tanto para cenários de simulação da influência do transdutor nas medições de uma rede elétrica, por exemplo, quanto para cenários metrológicos de alta exatidão, como em laboratórios. A ideia é que os modelos possam ser construídos a partir de medições reais ou simuladas, sendo preservadas as características metrológicas do transdutor, quando assim for pretendido. Dentro da perspectiva de “escopo acessório” para o desenvolvimento, apresentam-se as características básicas dos sistemas de medição desenvolvidos e utilizados nas medições realizadas nos Capítulos 4 e 5. De maneira não-exaustiva, características específicas adicionais destes sistemas são apresentadas no Apêndice D.

3.5.1 Medição de tensão e corrente

A partir do cenário de caracterização apresentado ao longo do capítulo, os requisitos de desempenho metrológico para implementação do SMMH podem ser definidos.

Essencialmente, para realizar medições em ampla faixa de frequência de sinais de tensão e corrente, deseja-se que o sistema de medição seja capaz de:

- A - Medir os sinais de entrada e saída do transdutor por meio da aquisição simultânea, considerado o atraso entre os amostradores digitais;
- B - Realizar a varredura harmônica com confiabilidade metrológica em toda faixa de frequência de interesse;
- C - Realizar a medição de sinais puramente senoidais e distorcidos, com frequência de amostragem suficiente para se identificar os harmônicos no caso de sinais não-senoidais;
- D - Apresentar exatidão suficiente para verificar a presença de não-linearidades nos dispositivos sob teste, assim como quantificar os desvios decorrentes da interação harmônica entre componentes;
- E - Incluir transdutores auxiliares compatíveis com as demandas de caracterização multi-harmônica, visando o condicionamento dos sinais para utilização das faixas de melhor desempenho dos digitalizadores.

Sendo assim, o SMMH foi concebido com o objetivo de atender aos requisitos apresentados. O sistema foi implementado no âmbito das atividades de pesquisa, nas instalações da Divisão de Metrologia Elétrica do Inmetro (Diele), utilizando padrões nacionais de referência para a instrumentação necessária. A Figura 3.8 apresenta o diagrama esquemático do arranjo de medição, onde a instrumentação principal encontra-se indicada.

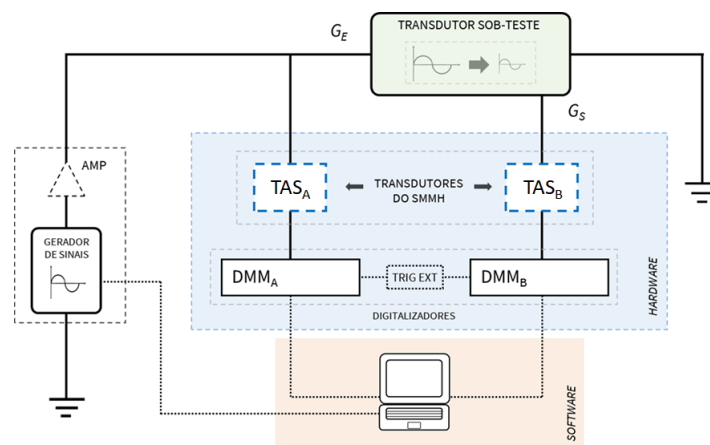


Figura 3.8: Diagrama esquemático de um circuito de caracterização metrológica de um transdutor em ampla faixa de frequência.

3.5.2 Instrumentação auxiliar do SMMH

Na implementação do SMMH foram utilizados dois multímetros digitais de alta exatidão, modelo 3458A, da fabricante Keysight (do inglês, *Digital Multimeter* - DMM). Tal modelo tem seu uso plenamente estabelecido no âmbito da metrologia elétrica nacional e internacional, sendo referência em aplicações que necessitem de amostragem [117]. Conforme demonstra a Figura 3.8, o DMM_A realiza a amostragem da grandeza de entrada (G_E) do transdutor, e o DMM_B , da grandeza de saída (G_S). Para ambos os multímetros foi adotado o modo DCV, que apresenta a melhor performance em termos de exatidão. A utilização do modo garante, inclusive, o atendimento aos requisitos: (A) por meio de correções sistemáticas do atraso, via software [120]; (B) e (C) devido à frequência de amostragem compatível com a faixa de frequência de interesse para caracterização, até 3 kHz (QE); (D) utilizando-se, preferencialmente, a faixa de melhor desempenho dos multímetros (10 V).

Outra característica importante é que o modo *DC Voltage Digitizing* (DCV) garante uma alta impedância de entrada da ordem de *gigaohms*, fator que minimiza o efeito de carga quando da utilização de transdutores na aquisição dos sinais. O atendimento ao requisito (E) está relacionado ao (D), ou seja, à utilização da faixa de 10 V do DMM 3458A. A função dos transdutores auxiliares é condicionar os sinais para que, sempre que possível, sejam compatíveis com a faixa de 10 V. Consequentemente, para medição de tensão, por exemplo, limitou-se a tensão máxima de utilização do SMMH à 240 V, devido às especificações dos transdutores auxiliares. Entretanto, o SMMH é expansível para futuras aplicações em metrologia de alta tensão. Basta realizar a substituição de TAS_A indicados na Figura 3.8, que recebe o sinal de entrada. Dentro dessas condições de operação, consegue-se incertezas da ordem de poucas unidades em 10^6 . O Apêndice D apresenta detalhamento adicional das especificidades do SMMH.

Por fim, para medição de tensão, o atendimento ao requisito (E) foi viabilizado através da especificação de dois divisores de tensão resistivos (DTR), cuja construção e caracterização foram integralmente realizadas no Inmetro [49]. A caracterização de um deles é, inclusive, utilizada como base para implementação da metodologia de transdutores lineares, desenvolvida no Capítulo 4. Foram utilizados resistores dimensionados de maneira que os coeficientes de tensão e temperatura não exerçam influência significativa. Tanto os DMMs quanto os DTRs possuem rastreabilidade direta aos padrões nacionais de baixa tensão do Inmetro e apresentam incertezas da ordem de poucas unidades em 10^6 .

Para utilização do SMMH para medição multi-harmônica de corrente, a única alteração de *hardware* necessária são os TAS. Em substituição aos divisores resistivos, são incluídos dois *shunts* de medição de corrente comerciais, do fabricante John

Fluke MFG., caracterizados no Inmetro. Os DMMs são mantidos por conta da saída dos *shunts* se dar em tensão. Apesar dos *shunts* também possuírem rastreabilidade direta aos padrões nacionais de baixa tensão do Inmetro, são caracterizados apenas na relação de transdução entre as amplitudes dos sinais entrada e saída. O desenvolvimento para caracterização do defasamento em corrente encontra-se em fase avançada na divisão, desenvolvimento acessório a esta tese, que gerou uma publicação na revista “IEEE TIM” [121]. Entretanto, ainda não está disponibilizada para utilização. Por tudo que foi exposto, os *shunts* de corrente apresentam incertezas superiores às estimadas para os divisores, na ordem de algumas dezenas em 10^6 .

No que tange à parte de medição de tensão do SMMH, foi desenvolvido um software em Labview para comando automático da instrumentação. Os resultados de medição obtidos são tratados por software específico implementado em MatLab, onde a ferramenta FFT é utilizada [122]. Cabe dizer que o desenvolvimento preliminar do SMMH para medição de tensão deu origem, inclusive, a uma publicação no congresso internacional “CPEM 2020” [120]. Em relação à parte de medição de corrente, por questões de celeridade e praticidade, optou-se por utilizar o *software* livre *Traceable Wattmeter* (TWM), baseado na plataforma *National Instruments - LabVIEW* e desenvolvido por [117], que inclui a rotina de contabilização das correções sistemáticas dos *shunts*.

3.5.3 Medição de impedância

Como dito anteriormente, para realizar a implementação do SMMH foi necessário construir dois DTR para serem utilizados como TAS, conforme Figura 3.8. A caracterização metrológica foi realizada a partir de medições de alta exatidão de impedâncias de cada dispositivo. A Figura 3.9 apresenta o diagrama esquemático simplificado da ponte de quadratura digital (DigBrid) utilizada. O sistema de medição foi implementado no Inmetro utilizando-se de padrões nacionais rastreados ao SI, com incertezas no nível de poucas unidades em 10^6 . A DigBrid é capaz de realizar comparações em fase (impedâncias de mesma natureza) ou em quadratura (resistências ac com capacitores) de impedâncias de pares de quatro terminais em uma ampla faixa de frequência (50 Hz a 3 kHz) e impedância (1 nF a 1 μ F ou 10 Ω a 100 k Ω) [123, 124]. No caso da caracterização dos DTRs, as impedâncias Z_{x1} e Z_{x2} foram comparadas e rastreadas a um padrão de referência Z_P , utilizando uma abordagem *single-tone*. Mais detalhes da caracterização de um dos DTR são apresentados no Capítulo 4 e informações específicas adicionais a cerca do *design* e do funcionamento da DigBrid podem ser encontradas no Apêndice D.1.

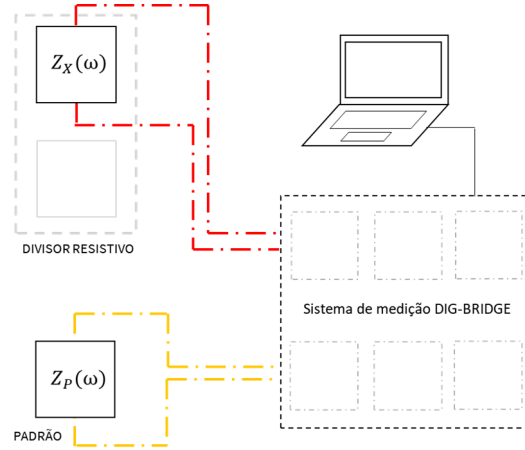


Figura 3.9: Diagrama esquemático da ponte de medição de impedâncias “DigBrid”, desenvolvida no Inmetro para medição de alta exatidão de impedâncias

3.6 Metodologia proposta para modelagem de transdutores de medição

Diante do panorama geral de caracterização de transdutores apresentado ao decorrer do presente capítulo, aliado ao cenário apresentado no Capítulo 1, podem ser firmadas algumas premissas para a implementação da metodologia. De maneira geral, o processo de modelagem será implementado com o agrupamento de dados gerados a partir de medições (reais ou simuladas) em ampla faixa de frequência de das grandezas de entrada e saída do transdutor, a depender da natureza do dispositivo. Para o caso de simulações onde as características do transdutor forem conhecidas previamente, essa ação não é aplicável.

A partir deste ponto, o desenvolvimento será dividido em dois tipos de abordagem: a linear ou *single-tone*, onde o comportamento da frequência do transdutor é avaliado ponto a ponto ao longo da faixa de frequência de interesse, sem considerar qualquer tipo de interação harmônica; e a não-linear ou *multi-tone*, onde as componentes dos sinais senoidais ou distorcidos de entrada e saída são obtidas em conjunto, para que a interação harmônica seja preservada e evidenciada nos desvios entre os resultados de cada perfil harmônico analisado. A metodologia de modelagem multi-harmônica adota uma estratégia *black-box* para ambas as abordagens, e os aspectos metrológicos são levados em conta por meio de técnicas específicas exploradas no decorrer dos Capítulos 4 e 5.

Capítulo 4

Modelagem de transdutores lineares

Quando se trata da modelagem de transdutores, nem sempre é viável medir todos os elementos do circuito, principalmente aqueles decorrentes dos efeitos parasitas. No caso de transdutores com comportamento linear (divisores de tensão, *shunts* de corrente, etc.), uma abordagem prática é medir as características de transferência em uma faixa de frequência. Essencialmente, existem duas possibilidades para este procedimento. A primeira é realizar uma varredura de frequência usando uma abordagem de *single-tone*, conforme apresentado na Seção 2.1.1. A outra alternativa, é caracterizar os transdutores medindo parâmetros de impedância de entrada e saída, dado que os terminais do dispositivo oferecem tal acesso.

4.1 Estratégia de modelagem linear

Dada a necessidade de construção de dois DTR para compor o *setup* de medição do SMMH, conforme apresentado no Capítulo 3, optou-se por realizar o procedimento de caracterização e modelagem de um dos divisores que serão utilizados como TAS no arranjo ilustrado pela Figura 3.8. No que se refere à caracterização, utiliza-se a ponte de quadratura digital (DigBrid) construída no Inmetro [124] e apresentada na Seção 3.5.3, com características adicionais disponíveis no Apêndice D.1. A escolha deve-se ao fato da ponte se tratar de um sistema de medição de referência nacional, oferecendo um nível de exatidão adequado às necessidades de utilização do DTR.

O estabelecimento de uma metodologia para modelagem de transdutores lineares tem considerável importância, devido ao processo custoso de caracterização em níveis metrológicos. Realizar medições de impedância em todos os pontos possíveis de incidência harmônica em uma ampla faixa de frequência ou, mesmo em um cenário onde se utiliza uma abordagem *single-tone* com sinais de tensão ou corrente, não se trata de uma tarefa simples. Em vez disso, para o caso de transdutores lineares, uma modelagem matemática robusta pode ser útil, com a premissa de que forneça estimativas de medição com incertezas comparáveis às medições reais.

Outro aspecto relevante diz respeito ao tratamento de grandezas complexas. Uma abordagem possível e bastante utilizada é aproximar as partes real e imaginária de forma independente, fornecendo um modelo que não considere a correlação entre ambas. Neste capítulo, uma metodologia alternativa é proposta, capaz de preservar a correlação do modelo por meio de uma abordagem *black-box* que se utiliza da ferramenta *Vector Fitting*. Desenvolvida por Gustavsen e Semlyen, o MVF é frequentemente utilizado para modelar sistemas complexos por funções racionais [51]. Além disso, é capaz de realizar a modelagem de um sistema a partir de funções racionais, estabelecendo uma função de transferência que possui aderência compatível com a utilização de dados metrológicos [46].

Para implementação da modelagem do DTR, são levadas em consideração medições indiretas da razão e do deslocamento de fase, como uma combinação de medições diretas. Além disso, como o modelo complexo é aproximado por funções racionais e obtido a partir de vários pontos medidos, o procedimento de estimação de incertezas carrega mais informações do que o tratamento via propagação poderia levar em conta. Isso pode indicar a limitação do uso da abordagem da lei de propagação de incertezas definida pelo GUM [55]. O MMC apresenta-se como uma alternativa atraente para a abordagem de simulação para propagação de distribuições.

4.2 Construção do DTR

O DTR foi construído no Inmetro como um transdutor de medição para fazer parte do SMMH e atuar em medições de qualidade de energia (até 3 kHz), especificado para operar em níveis de tensão não superiores a 250 V. A Figura 4.1 apresenta o *design* adotado. Os resistores são conectados em série em uma montagem em “zigue-zague”, para minimizar a presença de efeitos parasitas. A unidade de entrada de tensão do DTR consiste em uma conexão em série de quatro resistores da série Vishay-HZ de alta precisão, tensão máxima de trabalho de 500 V, potência de 1 W, Z-Foil, com coeficiente de temperatura de $\pm 0,2$ partes em $10^6/^{\circ}\text{C}$, tolerância de $\pm 0,001\%$. O valor de resistência equivalente para a unidade de entrada é representado por R_{in} . A unidade de saída de tensão consiste em um único resistor cujo valor é 1 k Ω , cuja tensão máxima de trabalho é de 250 V, com 0,5 W de potência. O valor da resistência para a unidade de saída é representado por R_{out} . As impedâncias Z_{in} e Z_{out} representam o circuito equivalente dos braços de entrada e saída, respectivamente, e incluem os efeitos parasitas. A Figura 4.2 apresenta fotos do DTR.

Cada resistor é alimentado por um valor não superior a 10 % de sua tensão operacional máxima, em ambos os braços de entrada e saída. Esta decisão de projeto visa minimizar a dependência da tensão do DTR para uso em laboratório, com

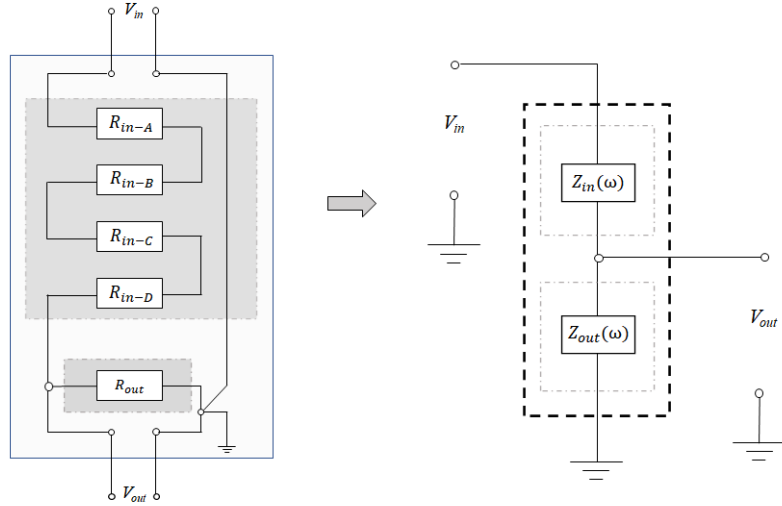


Figura 4.1: Diagrama esquemático do DTR construído no Inmetro. A unidade de entrada de tensão consiste em uma combinação em série de quatro resistores de alta exatidão $R_{in-A,B,C,D}$. A unidade de saída de tensão consiste em um resistor de alta precisão R_{out} . As impedâncias Z_{in} e Z_{out} representam o circuito equivalente dos braços de entrada e saída, respectivamente. Ambos são obtidos por medições DigBrid (e incluem os efeitos parasitas).

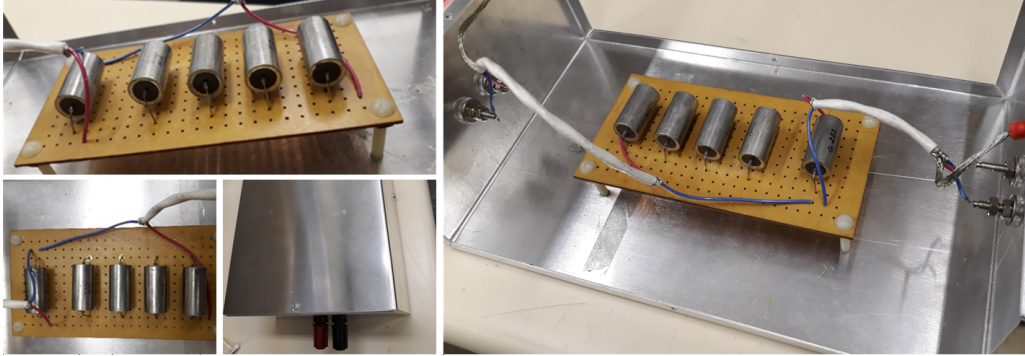


Figura 4.2: Imagens do DTR mostrando a disposição dos elementos e conexões.

controle de temperatura dentro da faixa entre 21°C e 24°C . Em todo o caso, os coeficientes de temperatura e tensão foram considerados no balanço de incertezas, mesmo com contribuições reduzidas.

4.3 Caracterização metrológica

4.3.1 Medições da ponte DigBrid

Para as medições das impedâncias de entrada e saída do DTR, adota-se a comparação em fase oferecida pela ponte DigBrid, tal qual é ilustrado na Figura 3.9. Utiliza-se um resistor padrão de referência cuja impedância é dada por

$Z_S(\omega) = R_S(1 + j\omega\tau_S)$. Dessa forma, a resistência R_X e a constante de tempo τ_X de cada braço podem ser obtidas pelas equações (4.1) e (4.2),

$$R_X = R_S(A - \omega\tau_S B) \quad (4.1)$$

$$\tau_X = \frac{B + A\omega\tau_S}{\omega(A - B\omega\tau_S)}, \quad (4.2)$$

onde os termos A e B são as partes reais e imaginárias das relações de tensão medidas pelo DMM de amostragem [124].

As impedâncias dos braços de entrada e saída foram obtidas em diferentes pontos de frequência usando os resultados das medições da DigBrid. Os resistores padrão do Inmetro de 10 k Ω e 1 k Ω foram usados para atingir o equilíbrio da ponte. A incerteza expandida para medições de resistência foi estimada em 5 partes em 10⁶ e cerca de 8 ns para a constante de tempo.

4.3.2 Resultados em ampla faixa de frequência

As impedâncias Z_{in} e Z_{out} podem ser obtidas pelas equações (4.3) e (4.4), a partir da combinação das medições diretas realizadas por pares : R_{in} e τ_{in} , para o braço de entrada, e R_{out} e τ_{out} , para o braço de saída. Cada par de medições é realizado simultaneamente. A Figura 4.3 mostra o desvio do módulo e do ângulo de Z_{in} e Z_{out} , referentes aos valores medidos em 50 Hz, em função da frequência. Para melhor comparação, reportam-se valores normalizados para desvio do módulo e diferenças absolutas para o ângulo. Pode-se observar que Z_{in} é o elemento mais influente em termos de desvio, tanto para a razão quanto para o deslocamento de fase.

$$Z_{in} = R_{in}(1 + j\omega\tau_{in}) \quad (4.3)$$

$$Z_{out} = R_{out}(1 + j\omega\tau_{out}) \quad (4.4)$$

Da teoria dos circuitos elétricos, sabe-se que a razão e o deslocamento de fase do DTR podem ser obtidos pelas equações (4.5) e (4.6). A razão $r(\omega)$ será dada pelo módulo da razão de impedâncias e $\Delta\theta(\omega)$ pelo deslocamento de fase.

$$r(\omega) = \left| \frac{Z_{in}(\omega)}{Z_{out}(\omega)} + 1 \right| \quad (4.5)$$

$$\Delta\theta(\omega) = \text{Arg} \left(\frac{Z_{in}(\omega)}{Z_{out}(\omega)} + 1 \right) \quad (4.6)$$

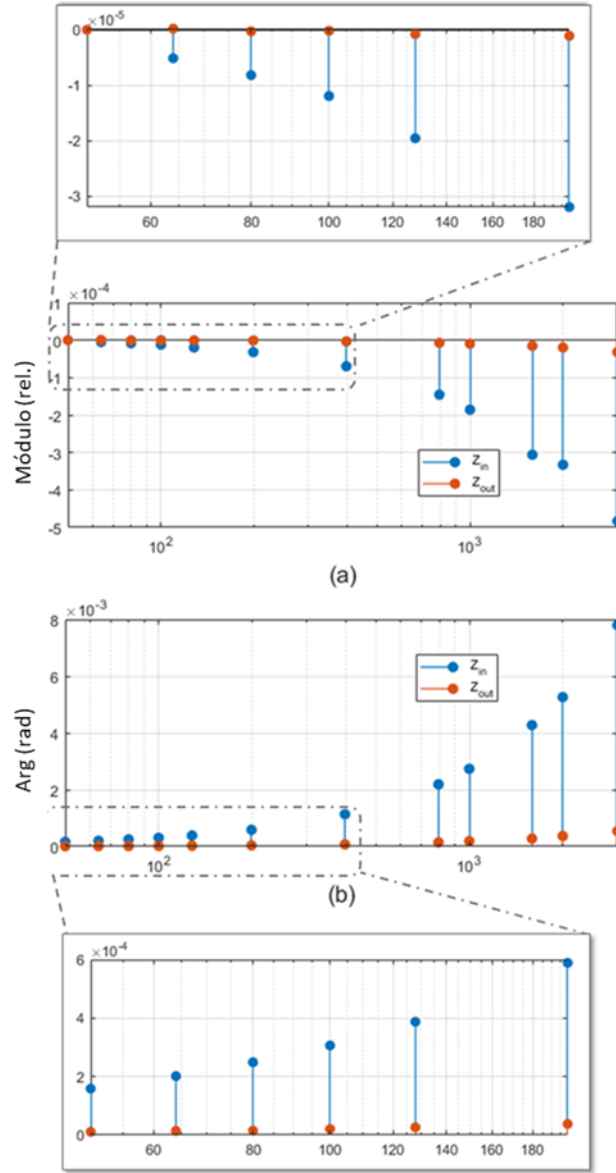


Figura 4.3: Desvio de (a) módulo relativo e (b) ângulo, em relação à medição em 50 Hz. O eixo horizontal corresponde à frequência e a faixa inicial em (a) e (b) é ampliada para melhor visualização da ordem de grandeza envolvida.

Para $r(\omega)$, o desvio máximo entre os resultados de 50 Hz e 3 kHz, é de cerca de 430 partes em 10^6 . Em relação a $\Delta\theta(\omega)$, observa-se um aumento ao longo da faixa de frequência. A incerteza expandida será discutida adiante e comparada com os resultados do modelo em cada ponto de frequência.

4.4 Implementação da modelagem pelo MVF

Além da entrada de dados complexos no domínio da frequência, outro parâmetro essencial para definir a precisão do modelo é o número de polos, conforme ressaltado na Seção 2.2. Como o foco do desenvolvimento não é uma investigação aprofundada do design de transdutores, optou-se por adotar um modelo teórico simplificado, que represente as capacitâncias parasitas entre os terminais dos resistores, definida como C_P , e entre cada terminal e a referência de terra C_G e C_{PLV} do DTR. Outros efeitos como capacitâncias parasitas mútuas, indutância de cabos e resistores não são considerados. Mesmo não sendo viável modelar o DTR medindo tais elementos, define-se um modelo teórico buscando um indicativo do que seria um número de polos adequado para uma implementação inicial. A Figura 4.4 apresenta o circuito teórico para o DTR. Com base na teoria de circuitos elétricos, podemos supor que a quantidade de nove polos parece representar o circuito DTR com alguma coerência física. No entanto, é importante ressaltar que o método MVF foi desenvolvido para trabalhar com uma abordagem de caixa preta, e sua implementação não depende desse procedimento.

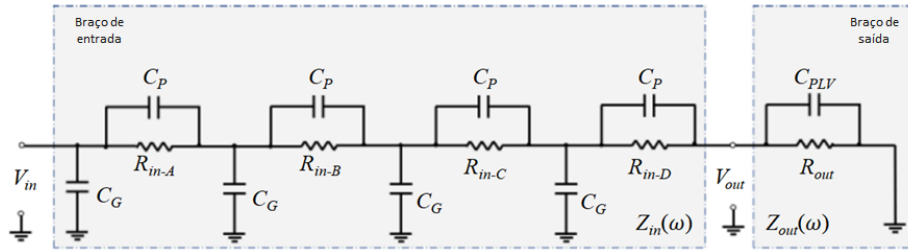


Figura 4.4: Modelo teórico simplificado do RTD

4.4.1 Avaliação da implementação do MVF para diferentes números de polos

As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam os resultados da implementação do MVF para modelagem do DTR. Os algoritmos foram implementados em *Matlab*, conforme definido na Seção 2.2 e de acordo com [51]. Utilizando os dados de razão e deslocamento de fase obtidos a partir das medições da DigBrid realizadas, quatro implementações foram investigadas com diferentes números de polos (3, 5, 7 e 9) como parâmetro de entrada. O caso com 9 polos apresentou resíduos para razão menores que 2 partes em 10^6 , proporcionando uma aderência adequada ao nível de incerteza das medições em toda a faixa de frequência.

A Figura 4.7(a) apresenta os resíduos para 9 polos e as incertezas da razão para cada ponto de frequência. Na Figura 4.7(b), os pontos medidos para razão e o

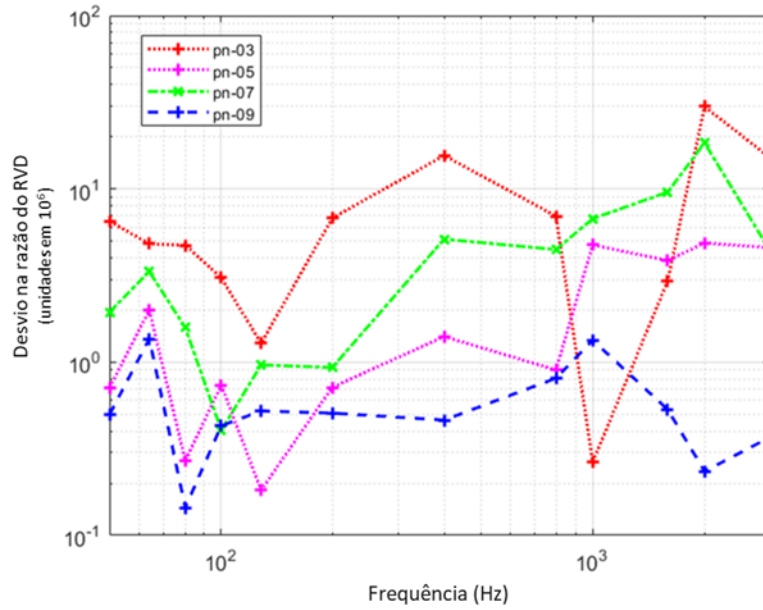


Figura 4.5: Resíduos da implementação do MVF da razão $r(\omega)$ do DTR para diferentes parâmetros de entrada.

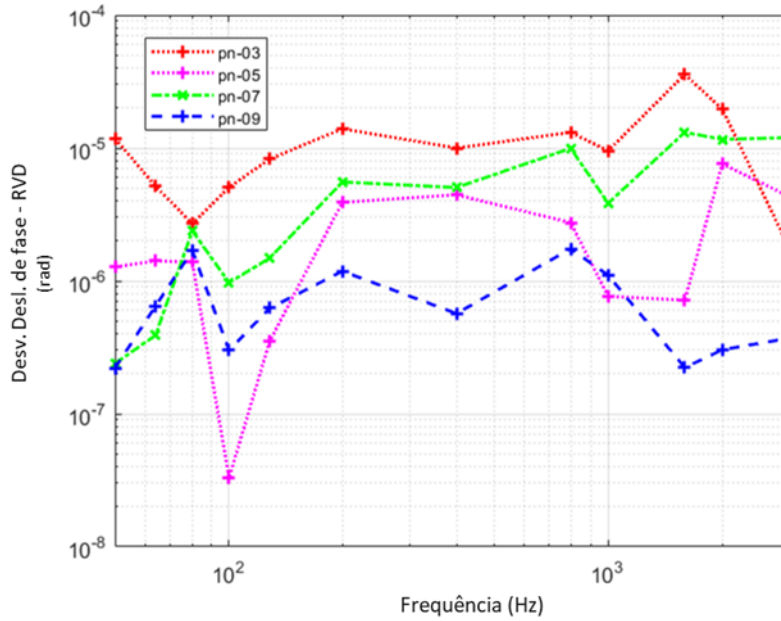


Figura 4.6: Resíduos da implementação do MVF do deslocamento de fase $\Delta\theta(\omega)$ do RVD para diferentes parâmetros de entrada.

ajuste da curva para o mesmo caso, são apresentados. Denota-se que a adequação da aderência do MVF é robusta. Os resíduos de ajuste de deslocamento têm comportamento análogo. Os demais casos (3, 5 e 7 polos) demonstram menor aderência, mas com resultados aceitáveis. Para a maioria dos pontos avaliados, quanto maior o número de polos definidos, maior é a aderência. O comportamento é verificado tanto para a razão quanto para o deslocamento. No entanto, um número excessivo

de polos, possivelmente, apresentaria um cenário irreal e desnecessário. Em todo caso, tal investigação está além do escopo desta tese.

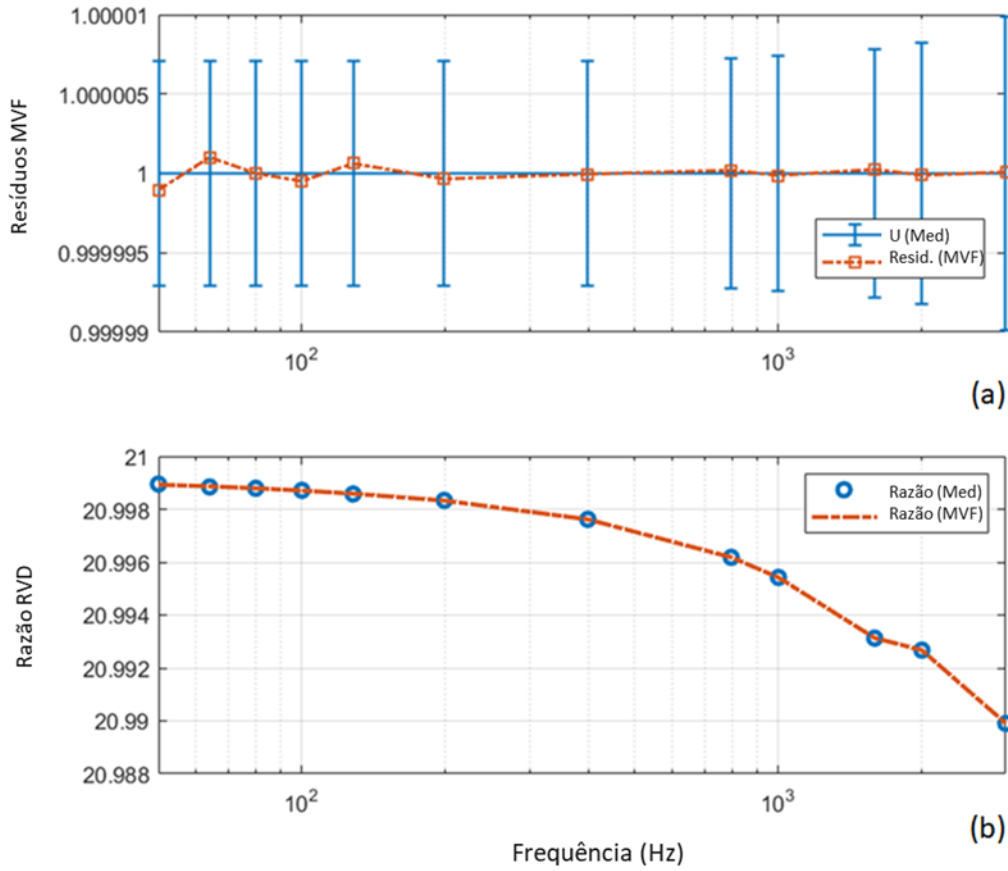


Figura 4.7: Resultados para modelagem da razão $r(\omega)$ do DTR: (a) Resíduos do caso de 9 polos comparados com as incertezas de medição de $r(\omega)$ para cada ponto de frequência; e (b) Os pontos medidos da razão $r(\omega)$ em comparação com a curva ajustada.

4.4.2 Análise de sensibilidade baseada em simulação de Monte Carlo

A avaliação da seção anterior indica que o caso teste com 9 polos tem uma aderência compatível com o nível de incerteza das medições, em toda a faixa de frequência. Embora os resíduos sejam inferiores a 2 partes em 10^6 , sabemos que os dados de entrada consistem em resultados de medição reais. Consequentemente, existe uma incerteza associada aos dados de entrada, cuja influência precisa ser avaliada na precisão do modelo. Uma análise de sensibilidade baseada em simulação de Monte Carlo é realizada para estimar adequadamente as incertezas do modelo, para toda a faixa de frequência. Cada quantidade de entrada é adotada como uma variável aleatória, cuja distribuição de probabilidade é aquela apresentada pela incerteza expandida obtida a partir das medições da DigBrid.

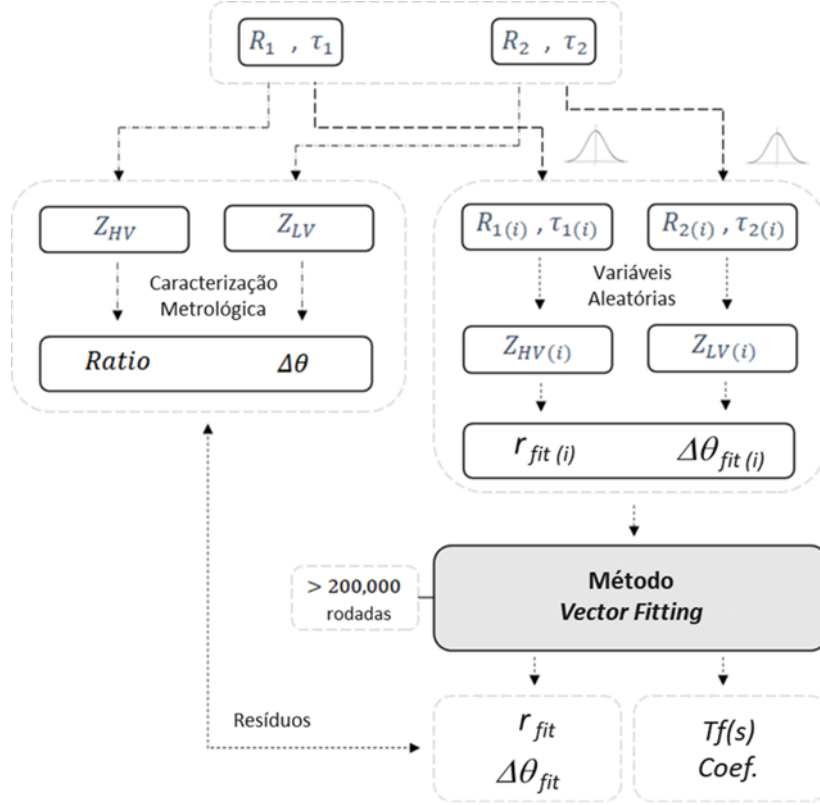


Figura 4.8: Diagrama esquemático apresentando as etapas gerais da estratégia adotada para simulação de Monte Carlo

A Figura 4.8 apresenta o diagrama esquemático para a simulação de Monte Carlo. Os pares R_{in} e τ_{in} , e R_{out} e τ_{out} , foram adotados como grandezas de entrada por serem medidas reais. Cada quantidade de entrada é adotada como uma variável aleatória, cuja distribuição de probabilidade é dada pela incerteza expandida da medição. Fazendo uma breve avaliação dos resultados das medições, concluímos que a função densidade de probabilidade (PDF) que melhor representa o comportamento das variáveis aleatórias adotadas é a distribuição gaussiana, conforme esperado. O número de tentativas de Monte Carlo é selecionado seguindo a recomendação do GUM - Suplemento 1 [55]. Como a probabilidade de cobertura escolhida é de 95,45%, o número de tentativas de Monte Carlo deve ser superior a 200.000 [53, 56]. A simulação foi realizada adotando 220.000 como número de tentativas.

As impedâncias Z_{in} e Z_{out} são calculadas pelas equações (4.3) e (4.4) a cada iteração, para cada conjunto de dados de entrada. Assim, a razão e o deslocamento são obtidos de forma semelhante pelas equações (4.5) e (4.6) e usados como dados de entrada para cada execução da rotina de MVF. Mesmo para um pequeno número de iterações, é perceptível que a distribuição dos dados de saída pode ser representada por uma PDF gaussiana, tanto para razão quanto para defasamento.

A Figura 4.9(a), (b), (c) e (d), apresenta os limites inferior e superior da faixa que define os valores de incerteza do modelo, tanto para razão quanto para defasamento,

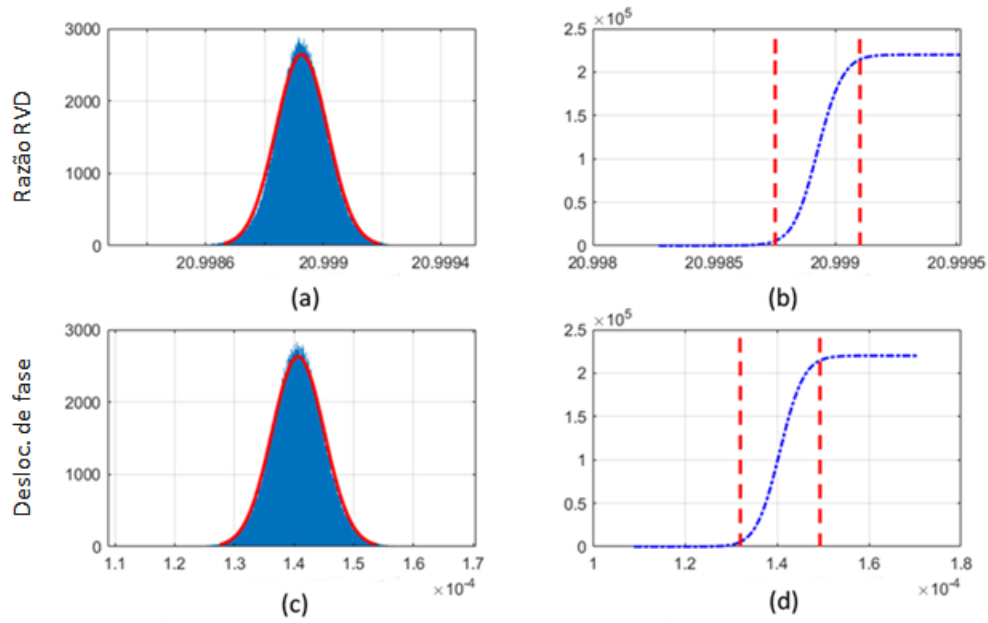


Figura 4.9: Resultados da simulação de Monte Carlo para razão e deslocamento de fase de um único ponto de frequência, referenciados ao nível de confiança de 95%, apresentados em (a) e (c) por seus histogramas, respectivamente. Limites superior e inferior da faixa que define os valores de incerteza do modelo delimitados por linhas tracejadas vermelhas em (b) e (d).

Tabela 4.1: Faixa de incerteza para razão $r(\omega)$

Frequência (Hz)	Limite inferior	Limite superior
50	20,99875	20,99910
60	20,99872	20,99899
80	20,99864	20,99894
100	20,99854	20,99887
120	20,99840	20,99877
200	20,99811	20,99856
400	20,99737	20,99784
800	20,9959	20,9964
1000	20,9952	20,9956
1600	20,9929	20,9933
2000	20,9925	20,9929
3000	20,9897	20,9901

além do histograma. Os resultados referem-se a um único ponto de frequência, para o nível de confiança de 95%. O comportamento dos outros pontos de frequência é bastante semelhante. As tabelas 4.1 e 4.2 apresentam os limites superior e inferior de cada faixa que caracteriza a incerteza do modelo no ponto de frequência, determinado para o nível de confiança de 95%.

Tabela 4.2: Faixa de incerteza para deslocamento de fase $\Delta\theta(\omega)$

Frequência (Hz)	Limite inferior	Limite superior
50	0,000132	0,000149
60	0,000170	0,000186
80	0,000211	0,000233
100	0,000259	0,000287
120	0,000325	0,000362
200	0,00050	0,00056
400	0,0010	0,0011
800	0,0019	0,0021
1000	0,0023	0,0026
1600	0,0036	0,0041
2000	0,0044	0,0050
3000	0,0064	0,0074

A Figura 4.10 apresenta a comparação entre a incerteza de medição da razão, expressa por seus limites inferior e superior, e a incerteza do modelo. Como a simulação de Monte Carlo tem como dados de entrada resultados de medição reais, pode-se dizer que o nível de incerteza obtido do modelo tem uma ordem de grandeza compatível com os resultados experimentais. A diferença entre as incertezas não é maior do que algumas partes em 10^6 . Resultados semelhantes são encontrados para o defasamento.

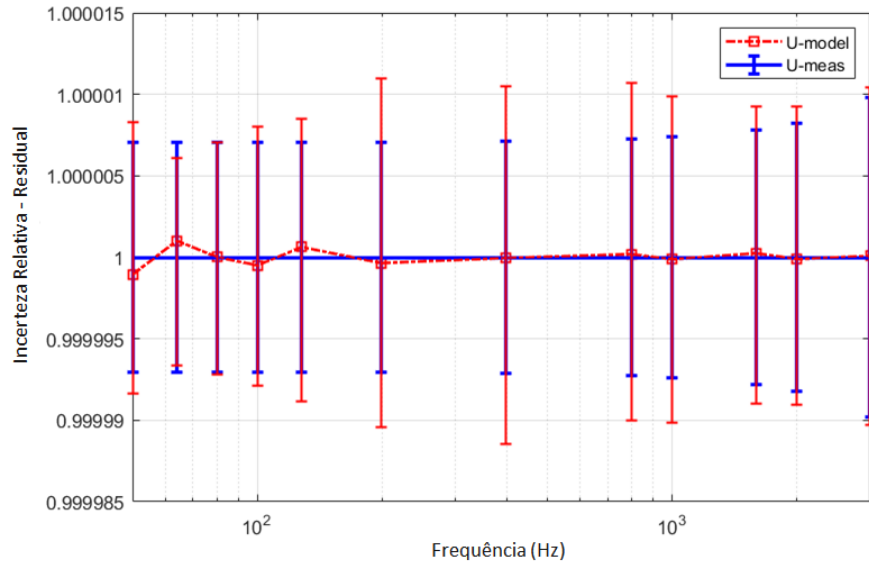


Figura 4.10: Comparação entre a incerteza relativa da razão do DTR e a incerteza relativa do modelo (limites inferior e superior).

4.5 Análise dos resultados

Cabe destacar que a abordagem proposta, inevitavelmente, introduz a chamada incerteza estatística, muitas vezes presente em avaliações de incerteza de ajuste de curva ou modelagem [125]. Apesar disso, a análise de sensibilidade baseada na simulação de Monte Carlo estima, adequadamente, a incerteza global para o modelo dentro da faixa de operação do DTR, com a contribuição do MVF diretamente considerada na simulação.

Sendo assim, entende-se que a metodologia de modelagem estabelecida a partir das medições de um transdutor linear, combinando a robustez e aderência do MVF com a flexibilidade oferecida pela simulação de Monte Carlo, demonstra-se como uma alternativa eficaz para medições e simulações de QE. Os resultados indicam a compatibilidade entre o modelo estimado de MVF e as incertezas de medição, tanto para razão quanto para deslocamento de fase, já que a diferença entre as incertezas não é maior que algumas partes em 10^6 . Pode, inclusive, ajudar a estimar pontos intermediários de frequência não caracterizados, bem como fazer estimativas acima dos limites traçados, uma vez que a função de transferência do DTR é dada pela ferramenta.

Entretanto, sugere-se maiores investigações sobre a estimativa de pontos intermediários e estudos de otimização a respeito do número de medições necessárias para cobrir, adequadamente, determinada faixa de frequência de interesse. Destaca-se a importância desta discussão, pois caracterizar metrologicamente muitos pontos dentro de uma ampla faixa de frequência é um processo demorado e, por vezes, inviável. A metodologia estabelecida pode contribuir para a solução deste problema.

Capítulo 5

Modelagem *data-driven* de transdutores não-lineares

As medições de tensão e corrente em sistemas elétricos são realizadas por diferentes tipos de transdutores a depender da aplicação, cujos aspectos construtivos apresentam variações diversas. Responsáveis por reduzir os níveis dos sinais elétricos para atender à demanda da instrumentação de baixa tensão, normalmente, tem sua especificação focada na frequência fundamental, conforme exposto no Capítulo 1. No entanto, devido ao processo de transformação no qual as redes elétricas estão inseridas, além do avanço tecnológico dos sistemas de medição, diversos estudos iniciaram a investigação do comportamento da resposta de transdutores quando submetidos a sinais distorcidos ou a condições de operação específicas [19, 31, 114, 116]. Em grande parte dos casos, a não-linearidade dos transdutores é responsável por algum tipo de variação na sua resposta, provocada por efeitos de saturação e histerese [26].

5.1 Definição do escopo de modelagem

Conforme evidenciado nos Capítulos 1 e 3, se a não-linearidade do transdutor for relevante para o nível de exatidão no qual atua, a determinação de características como a relação de transdução complexa (RTC) para cada componente harmônica, na presença de sinais não-senoidais, torna-se desafiadora. Além disso, citam-se também alguns trabalhos que buscam melhorar a abordagem *single-tone* para contabilizar a interação entre componentes harmônicas [31, 35, 114]. Entretanto, via de regra, seus resultados evidenciam o grau de complexidade para se definir um modelo único, ou uma expressão analítica única que responda com aderência satisfatória para qualquer condição em ampla faixa de frequência. Os desenvolvimentos citados apresentam avanços e desempenho consideráveis, porém restritos a determinadas condições. Ou seja, considerando todos os aspectos conhecidos referentes ao tema, quando se trata

do mapeamento de transdutores não-lineares, é manifesta a dependência do perfil harmônico (PH) do sinal aplicado. A Figura 5.1 apresenta o diagrama esquemático simplificado do que seria uma abordagem não-linear alternativa de caracterização, na qual a análise de $RTC(\omega)$ é realizada para cada PH de interesse em ampla faixa de frequência.

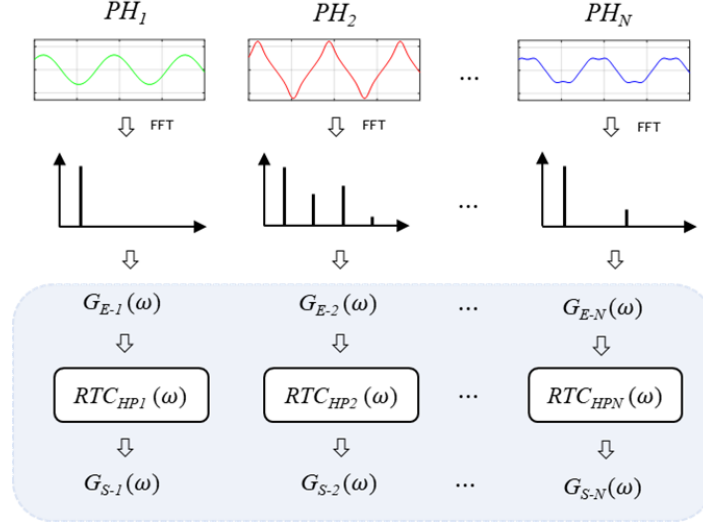


Figura 5.1: Diagrama esquemático simplificado da caracterização de transdutores não-lineares por perfis harmônicos de interesse, por meio de $G_{E(i)}$ e $G_{S(i)}$.

Neste capítulo, uma metodologia alternativa *black-box* é implementada, capaz de modelar transdutores utilizando uma abordagem *multi-tone*, onde o efeito da não-linearidade é levado em consideração por meio de um processo de modelagem baseado em dados (*data-driven*), utilizando-se RNA. O conjunto de dados (*data-set*) é obtido através de medições (reais ou simuladas) de um ou mais perfis harmônicos específicos. Três casos testes são apresentados, nos quais são exploradas as competências da metodologia.

No primeiro caso teste, a simulação de uma *micro-grid* (MG) é implementada utilizando o MDH, onde um TC não-linear, submetido a sinais de corrente distorcidos gerados por cinco cargas distintas, é modelado segundo a metodologia apresentada neste capítulo. O segundo caso teste apresenta a modelagem de um TP padrão, a partir de medições reais realizadas utilizando-se o SMMH, onde as variações da sua razão, obtida na frequência fundamental, e as interações entre as componentes harmônicas são mapeadas pelo modelo *data-driven*. De maneira similar, a partir de medições realizadas com o SMMH, o terceiro caso teste retrata a caracterização metrológica e a modelagem de um sensor de corrente para o PH específico de uma carga não-linear real. Ao final, uma breve discussão a respeito das incertezas do modelo é realizada.

5.2 Estratégia de modelagem não-Linear

5.2.1 Aplicação do MDH

Apresentado na Seção 2.3, o MDH desempenha duas funções no desenvolvimento da metodologia. O primeiro deles diz respeito ao ordenamento vetorial. O método oferece uma disposição na qual os vetores são compostos por seus respectivos coeficientes complexos da série de Fourier, conforme equação (2.8). Tal disposição favorece a composição de uma estrutura matricial compatível com utilização de RNA. A adoção da estratégia *data-driven* implica no estabelecimento de um arranjo que represente as grandezas por meio de vetores de entrada $\mathbf{X}_I$ e saída $\mathbf{X}_O$, agrupando as medições realizadas ou simuladas em cada PH desejado, conforme Figura 5.1. Sendo o vetor $\mathbf{RTC}_{PH(i)}(\omega)$ desconhecido para os perfis harmônicos analisados, a estrutura auxilia a abordagem *black-box* no mapeamento não-linear entre as componentes de $\mathbf{X}_I$ e $\mathbf{X}_O$, via RNA, independente da condição de uso do transdutor. Os desvios referentes às interações harmônicas de cada PH, podem ser quantificados.

A segunda função do MDH no desenvolvimento é na implementação de simulação de medições. Conforme apresentado na Seção 2.3, o método é capaz de emular não-linearidades por meio de polinômios e outras funções. A interação harmônica é simulada por meio de convoluções próprias e mútuas, conforme apresentado nas equações (2.11) e (2.13). No caso teste da Seção 5.4.1, o MDH viabiliza a utilização da metodologia *data-driven* para simulação de um caso onde a não-linearidade é conhecida, gerando uma base de dados de referência com vários PH diferentes.

É importante destacar que, utilizado com o viés de simulação, o MDH pode atuar como uma ferramenta prática de análise de desempenho, tendo em vista que proporciona a geração de dados de medição simulados a partir de uma não-linearidade típica ou sugerida. Por exemplo, em uma aplicação em situações reais mais complexas, onde muitos PH necessitem ser incluídos no modelo *data-driven*, estudos de desempenho e da arquitetura das RNA podem ser realizados antecipadamente para melhor direcionamento dos processos de caracterização e modelagem. Todavia, destaca-se que avanços que envolvam otimização de RNA, ou mesmo a investigação de outras técnicas de *machine learning* no desenvolvimento, extrapolam o escopo da presente tese.

5.2.2 Aplicação das RNA

Apresentadas na Seção 2.4, as RNA desempenham função primordial no desenvolvimento da metodologia, que consiste em realizar o mapeamento da não-linearidade do transdutor a partir das medições reais ou simuladas de sinais de entrada e saída. Compatíveis em termos de implementação computacional com a estrutura vetorial

(ou mesmo, matricial) adotada na Seção 5.2.1, sendo capazes de mapear diversos tipos de perfis harmônicos, simultaneamente, a partir dos processos de treinamento ilustrados na Seção 2.4.

A utilização de RNA oferece considerável flexibilidade para implementação da metodologia, disponibilizando várias alternativas de arquitetura de rede e algoritmos de treinamento. Conforme apresentado na Seção 2.4, o *Toolbox* do MatLab foi adotado para implementação das RNA utilizadas na presente tese, oferecendo aderência adequada às expectativas de desempenho para o processo de mapeamento não-linear. O emprego das RNA viabiliza a quantificação dos desvios decorrentes das interações harmônicas presentes na abordagem *multi-tone*, permitindo que sejam quantificáveis e rastreáveis para o caso de medições reais.

Dependendo da estratégia de composição do *data-set*, pode-se realizar o mapeamento não-linear de faixas de operação do dispositivo, como será abordado na Seção 5.2.3. A Figura 5.2 apresenta um diagrama esquemático simplificado da utilização de RNA para o mapeamento não-linear a partir da entrada e saída de dados obtidos via medições reais ou simuladas em MDH. Uma vez implementadas, as RNA podem servir como ferramenta para realização de análise estatística, assim como para estimação de incertezas de medição do transdutor modelado.

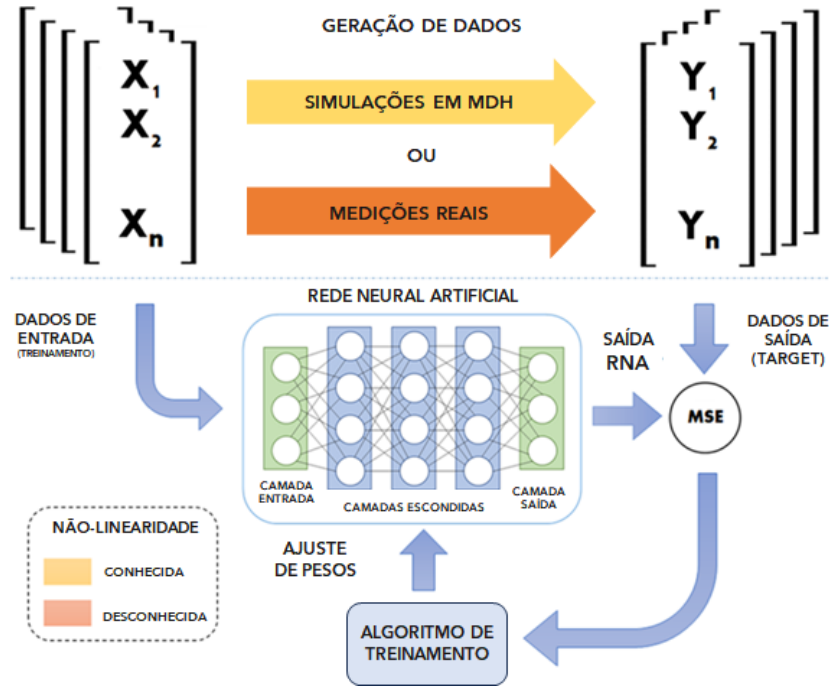


Figura 5.2: Diagrama esquemático simplificado da implementação da metodologia *data-driven* a partir de medições reais ou simuladas via MDH, com a posterior aplicação das RNA.

5.2.3 Caracterização complexa *multi-tone*

Estabelecendo que o escopo principal da modelagem multi-harmônica não-linear se dará a partir de perfis harmônicos específicos, surge a necessidade de se definir uma estratégia de caracterização dos transdutores. Levando-se em conta a premissa *data-driven* de implementação das RNA no desenvolvimento, optou-se por adotar, mas não se limitar, a duas formas de aquisição e geração de dados.

A primeira delas, resume-se em definir um ponto de medição para cada componente de $\mathbf{X}_I$, dentro de um determinado PH, e medir tantas vezes quanto forem necessárias para implementação da RNA. Neste caso, provavelmente, a aleatoriedade das componentes de $\mathbf{X}_I$ produzirá uma distribuição normal, comportamento comum em situações do tipo [56]. Lembrando que a saída do transdutor $\mathbf{X}_O$ pode apresentar comportamento distinto devido à não-linearidade. O diagrama esquemático da Figura 5.3(a) exemplifica o procedimento. Este poderia ser o caso, por exemplo, de uma caracterização de um transdutor padrão em laboratório de metrologia, onde se tem uma condição de operação mais controlada (controle de temperatura e umidade, fontes estáveis, etc).

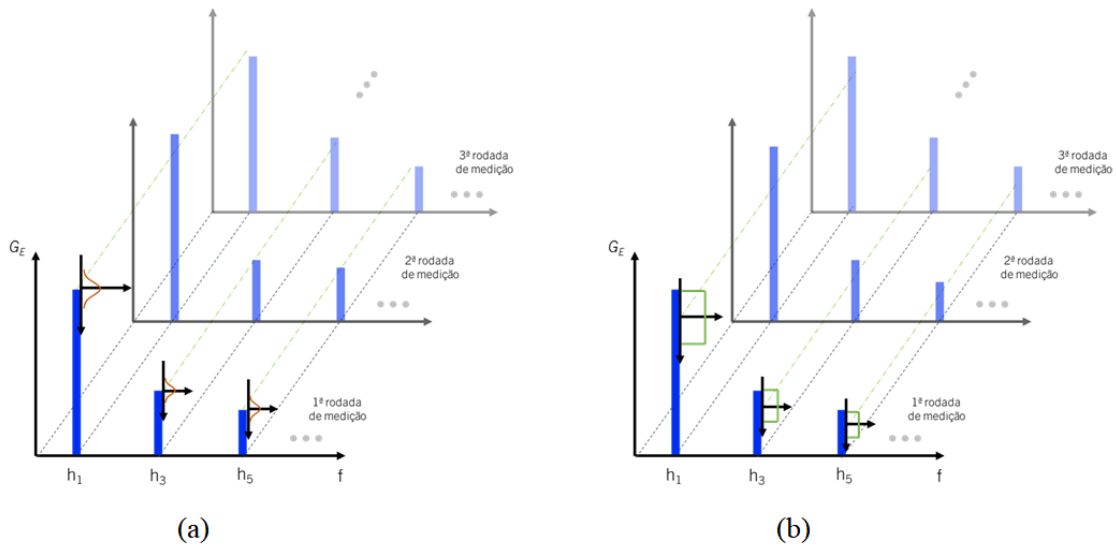


Figura 5.3: Diagrama esquemático simplificado da estratégia de caracterização *data-driven*, a partir de medições reais ou simuladas via MDH em: (a) medições pontuais e (b) regiões de operação definidas.

Na segunda, pode-se estabelecer uma faixa de operação, por exemplo, de 80% a 100% de cada componente, e realizar medições para $\mathbf{X}_I$ de maneira aleatória dentro desta região (para o mesmo PH), a qual pode ser representada por uma distribuição uniforme na figura 5.3(b). Vale destacar que faixas de operação inteiras podem ser mapeadas dentro de um mesmo PH. Um exemplo poderia ser o mapeamento do comportamento de um TC submetido a correntes geradas por perfis de carga semelhantes. Cabe destacar, que quanto maior a faixa de operação, maior deve

ser a quantidade de dados, para que as RNA consigam mapear a não-linearidade presente na região.

5.3 Implementação da metodologia *data-driven*

A modelagem *data-driven* pode incluir diferentes PH desde que seus dados de entrada e saída sejam identificáveis e sincronizados. As medições são realizadas por amostragem de sinal no domínio do tempo. A taxa de amostragem está diretamente relacionada à faixa de frequência de análise. Nos casos teste implementados a partir de medições reais com abordagem *multitone* da presente tese, o SMMH foi utilizado, conforme definido na seção 3.5.2. No caso de sinais amostrados, para analisá-los no domínio da frequência, um número suficiente de ciclos é necessário para utilização da FFT [126]. Para casos simulados no MDH, por exemplo, as variações de PH foram estabelecidas diretamente no domínio da frequência, utilizando-se um procedimento de geração aleatória de dados para cada componente complexa.

5.3.1 Montagem do *data-set*

Cada rodada de medição de sinais de entrada e saída resulta em um par de vetores contendo suas componentes complexas componentes de Fourier, $\mathbf{X}_I$ e $\mathbf{X}_O$. O número de componentes do vetor pode ser definido de acordo com a faixa de frequência para a qual deseja-se modelar o transdutor. O conjunto de dados é então composto por M pares de vetores, agrupados em N pares de conjuntos relacionados às matrizes $\mathbf{PH}_{(i)}$, como mostrado pela figura 5.4.

A estratégia metodológica consiste em tratar cada elemento do par de vetores $\mathbf{X}_I$ e $\mathbf{X}_O$, que representam os sinais de entrada e saída, como uma variável aleatória. Assim sendo, torna-se possível associar uma função de distribuição de probabilidade (FDP) a cada componente, conforme ilustrado na figura 5.4. A adoção da técnica oferece considerável flexibilidade à metodologia, pois permite a definição de análises estatísticas de acordo com a demanda da modelagem. Sendo assim, seja como uma medição pontual ou o mapeamento de uma faixa de operação, as duas formas de aquisição e geração de dados definidas na seção 5.2.3, e ilustradas pela figura 5.3, são perfeitamente atendidas.

Para cada matriz $\mathbf{PH}_{(i)}$, combinam-se M vetores $\mathbf{X}_I$ e $\mathbf{X}_O$, que representam a variação do sinal dentro das distribuições de probabilidade definidas durante o processo de medição ou simulação. De posse das M matrizes de entrada e saída, realiza-se a concatenação de ambos os conjuntos, respectivamente. Por fim, o *data-set* é obtido com as partições de entrada e saída, conforme ilustrado na figura 5.4.

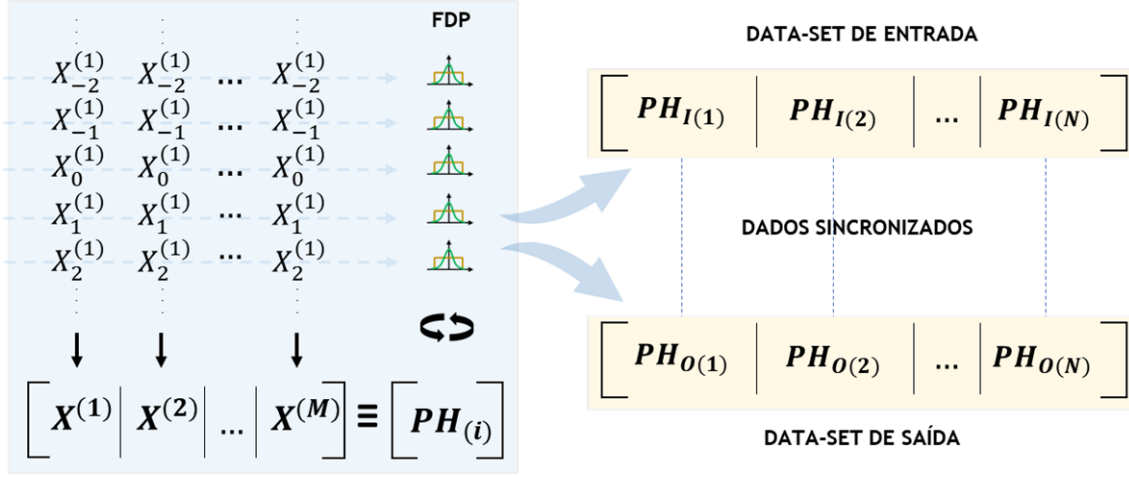


Figura 5.4: Estruturação de dados para montagem do data-set para modelagem de transdutores não-lineares.

5.3.2 Arquitetura e treinamento das RNA

O uso de RNA é essencial para o desenvolvimento metodológico, pois fornece a flexibilidade necessária para o mapeamento de dados diversos advindos de diferentes PH. Assim sendo, na arquitetura de rede adota-se o aprendizado supervisionado, por meio do qual se promove o ajuste dos parâmetros da RNA. Durante o processo de treinamento, os erros entre os valores alvo e os obtidos pela rede são minimizados. Redes neurais do tipo *feedforward backpropagation* constituem uma abordagem adequada para o desenvolvimento proposto, tendo em vista que as relações entre cada par de vetores $\mathbf{X}_I$ e $\mathbf{X}_O$ podem ser mapeadas por meio do uso das funções de ativação não lineares, apresentadas ao longo da Seção 2.4.

A implementação das RNA foi realizada a partir da avaliação de diversas opções de arquitetura de rede [61], nas quais foram testadas diferentes valores para definição de parâmetros como número de neurônios, camadas, funções de ativação, modos de treinamento, etc. Entende-se que flexibilidade oferecida pela ferramenta é suficiente para o atendimento ao escopo da tese. No entanto, a metodologia não é limitada às características das RNA adotadas no desenvolvimento. A partir de algumas avaliações preliminares realizadas durante a implementação de cada caso teste, decidiu-se pela utilização do algoritmo *Levenberg-Marquardt* e da função de ativação *tansig* para o treinamento da rede. Ambos demonstraram desempenho satisfatório para o mapeamento não-linear dos cenários práticos investigados nesta tese, apresentando desvios de ordem compatível com as incertezas envolvidas [61].

5.3.3 Estrutura geral da metodologia

O diagrama esquemático da figura 5.5 apresenta o panorama geral da metodologia *data-driven* desenvolvida para modelar transdutores não-lineares a partir de medi-

ções. O procedimento de caracterização e implementação descrito nas seções anteriores é demonstrado de maneira ilustrativa. A figura retrata a medição simultânea dos sinais de entrada e saída de um transdutor não-linear e denota o armazenamento das componentes complexas de Fourier nos vetores $\mathbf{X}_I$ e $\mathbf{X}_O$, além da composição das matrizes $\mathbf{PH}_{(i)}$ do data-set. A implementação da RNA também é retratada, assim como o processo de aprendizado. Por fim, o modelo *data-driven* do transdutor é obtido.

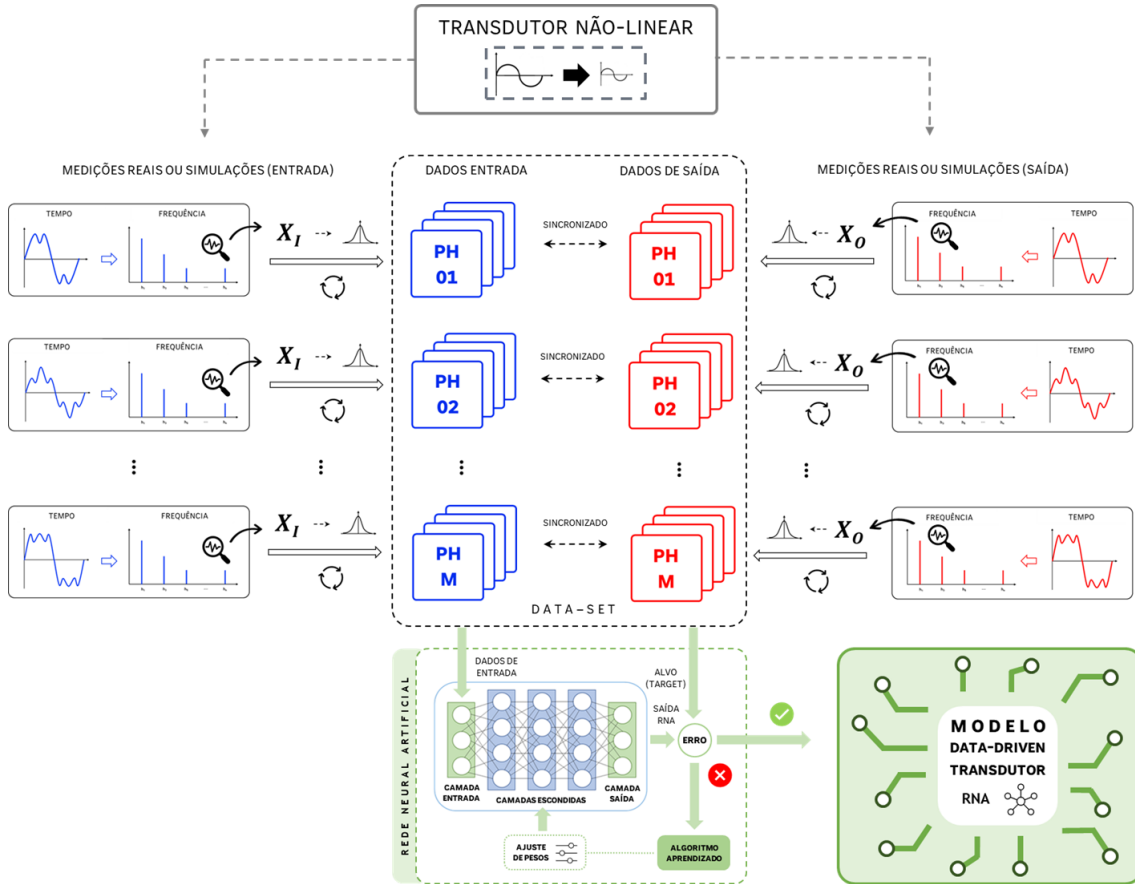


Figura 5.5: Panorama geral de implementação da metodologia de modelagem *data-driven* para transdutores não-lineares

Cabe ressaltar que, embora não exista qualquer impedimento na metodologia, optou-se pela não inclusão do deslocamento de fase nos casos teses da modelagem não-linear na presente tese. Decidiu-se por focar a análise nas interações harmônicas entre componentes e, especialmente, na variação da razão entre as componentes fundamentais para cada perfil. Além disso, apesar dos avanços recentes na caracterização metrológica do deslocamento de fase em transdutores não-lineares, o tema ainda encontra-se em fase de investigação no Inmetro [121].

Sendo assim, considera-se, para um determinado PH com índice n , a magnitude de cada componente complexa das grandezas de entrada e saída do transdutor

$\mathbf{X}_{mag-I(n)}$ e $\mathbf{X}_{mag-O(n)}$, assim como a razão entre os valores absolutos das componentes frequenciais (RT), como sendo variáveis aleatórias. Ou seja, para cada medida k , tem-se:

$$\mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)} = \left| \Re(X_{I(n)}^{(k)}) + j\Im(X_{I(n)}^{(k)}) \right|, \quad (5.1)$$

$$\mathbf{X}_{mag-O(n)}^{(k)} = \left| \Re(X_{O(n)}^{(k)}) + j\Im(X_{O(n)}^{(k)}) \right|, \quad (5.2)$$

$$\mathbf{RT}_{(n)}^{(k)} = \frac{X_{mag-I(n)}^{(k)}}{X_{mag-O(n)}^{(k)}}, \quad (5.3)$$

onde os subscritos I e O representam as grandezas de entrada e saída, respectivamente.

5.4 Casos testes

A fim de demonstrar a aplicabilidade da metodologia, foram implementadas três configurações experimentais. Primeiramente, na Seção 5.4.1, apresenta-se o caso da modelagem de um TC com não-linearidade previamente conhecida. Os dados foram obtidos a partir de medições de corrente simuladas em MDH, realizadas em uma MG monofásica que pode ter uma operação isolada. No segundo caso teste, implementa-se a modelagem de um TP padrão a partir de medições reais, obtidas por meio do SMMH, onde as variações de sua razão na frequência fundamental e a interação harmônica são mapeadas pelo modelo *data-driven*. Por fim, na Seção 5.4.3, a modelagem de um sensor de corrente (SC) “homemade” com não-linearidade desconhecida é efetuada a partir de medições reais obtidas por meio do SMMH.

Em todos os casos implementados, deseja-se obter um modelo capaz de estimar as grandezas de entrada (X_{mag-I}) a partir de valores conhecidos da grandeza de saída (X_{mag-O}). Para avaliar o desempenho de cada modelo, para cada rodada de medição k , calcula-se o vetor de desvio

$$\mathbf{D}_{(n)}^{(k)} = \mathbf{X}_{est-I(n)}^{(k)} - \mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)}, \quad (5.4)$$

onde $\mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)}$ é o valor de referência para a grandeza de entrada e $\mathbf{X}_{est-I(n)}^{(k)}$ é o respectivo valor estimado pelo modelo em análise.

5.4.1 Modelagem *data-driven* de TC não-linear operando em uma Micro Grid (Simulação de medições em MDH) - Caso Teste #1

Caracterização *multi-tone* do TC

A figura 5.6 mostra o diagrama esquemático do circuito da MG. Uma fonte de GD operando em 60 Hz alimenta cinco cargas diferentes, cada uma correspondendo a um PH. Cada carga é conectada individualmente, sendo o acionamento simultâneo evitado por um sistema de intertravamento. Um TC com não-linearidade conhecida é usado para medir a corrente primária I_p , sendo I_s a corrente secundária.

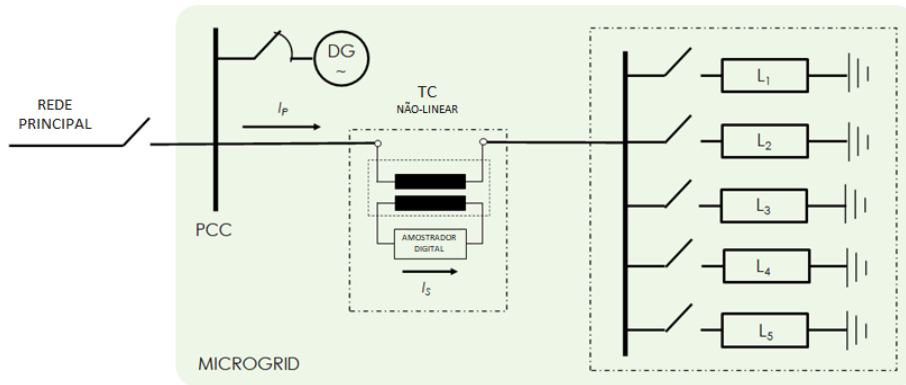


Figura 5.6: Diagrama esquemático da simulação de uma medição de corrente utilizando-se um TC com não-linearidade conhecida, implementado em MDH para medir a corrente elétrica de cinco cargas acionadas individualmente em uma MG.

Para este caso, a não-linearidade conhecida do TC é modelada por um polinômio típico de quinta ordem

$$y(t) = (1,0e^{-4}) * [0,2975x(t) + 0,0935x^3(t) + 0,285x^5(t)], \quad (5.5)$$

de forma que, dado um sinal de entrada conhecido $x(t)$, pode-se obter um sinal de saída $y(t)$ bem definido. Por meio do MDH, pode-se obter as componentes complexas de saída Y .

Para as formas de onda de entrada para I_p , foram adotados 5 PH típicos de cargas distintas, conforme tabela 5.1. Devido à não-linearidade do TC, mesmo para carga L_1 (puramente resistiva), espera-se que alguma distorção seja observada na medição de I_s . Para os demais casos, com as cargas L_2 , L_3 , L_4 ou L_5 conectadas, a expectativa é que a distorção existente seja modificada.

As variáveis aleatórias utilizadas para representar as componentes complexas de I_p foram adotadas no intervalo de operação de 2% por cento, extraídas de uma distribuição uniforme (conforme estratégia de caracterização exibida na figura 5.3). Um total de 200 execuções foram realizadas para cada PH, resultando em um número

Tabela 5.1: PH das cargas

PH	Tipo	Componentes Harmônicas
1	Resistiva	$1_{100\%}$
2	Não-linear	$1_{100\%}, 2_{10\%}, (3, 4)_{4\%}$
3	Não-linear	$1_{100\%}, 3_{10\%}, 5_{5\%}, (7, 9, 11, 13)_{4\%}$
4	Não-linear	$1_{100\%}, (5, 7, 11, 13)_{10\%}$
5	Não-linear	$1_{100\%}, 3_{20\%}, 5_{40\%}, (7, 9)_{10\%}, (11, 13)_{4\%}$

de vetores $M = 1000$ para I_p . Cada vetor I_p foi aplicado ao modelo do TC em MDH, resultando em um conjunto de vetores correspondentes para I_s . A figura 5.7 apresenta as formas de onda normalizadas para cada PH implementado. Verifica-se que as expectativas para I_s são confirmadas, inclusive para a carga resistiva L_1 . Além das distorções perceptíveis nos gráficos das forma de onda, verificam-se componentes harmônicas mais pronunciadas nos espectros da corrente de saída.

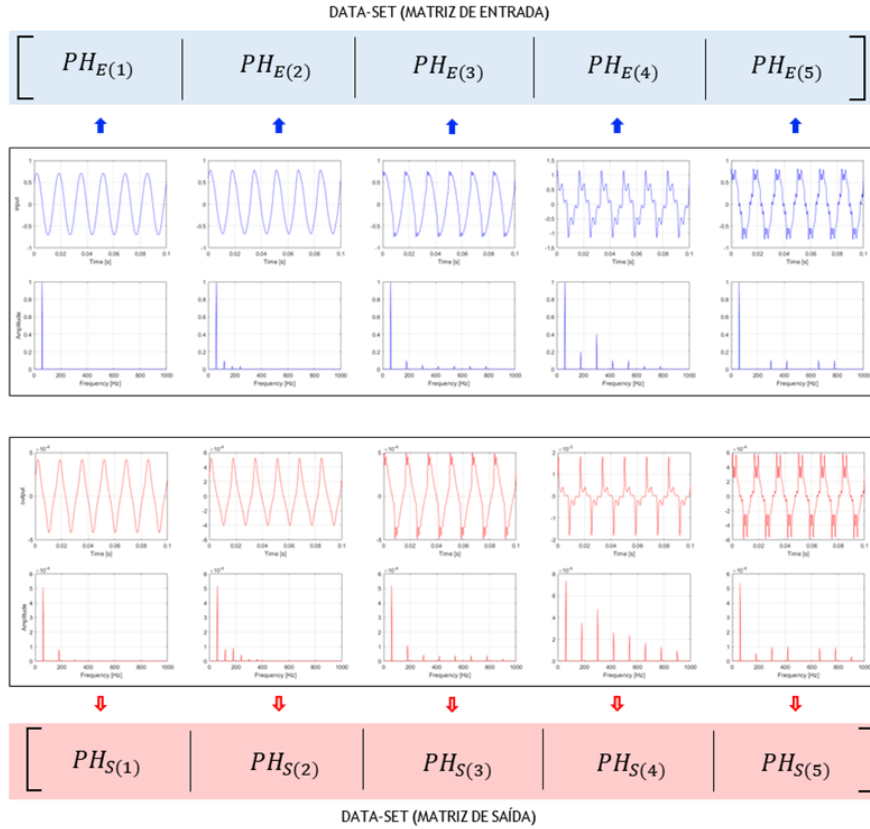


Figura 5.7: Forma de onda da corrente primária e secundária do TC para PH (1-5) - representação no domínio do tempo e da frequência.

Um dos efeitos da não-linearidade do TC pode ser observado na figura 5.8, onde destacam-se diferenças de 2% a 33% no RT da componente fundamental quando comparadas à razão obtida em PH_1 . Além disso, as demais componentes harmônicas também são afetadas pela não-linearidade do TC, como pode ser visto na figura 5.9,

onde os valores médios de cada componente harmônica de I_p (azul) e I_s (vermelho) são apresentados de maneira relativa à sua respectiva componente fundamental de cada PH. Em todos os casos, os valores de I_s são aumentados proporcionalmente.

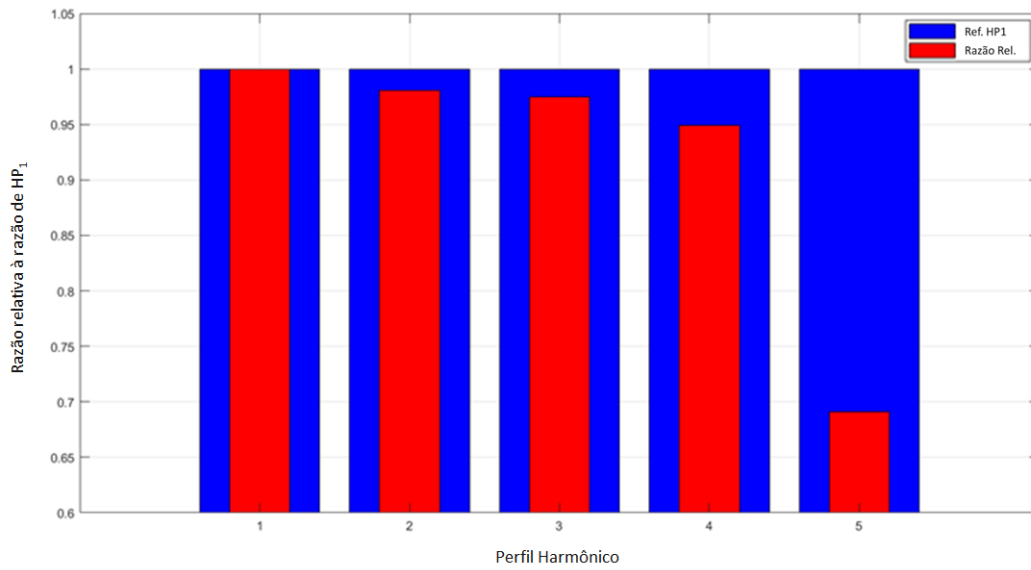


Figura 5.8: Efeitos da não-linearidade do TC na razão dos componentes fundamentais para Cargas (1-5).

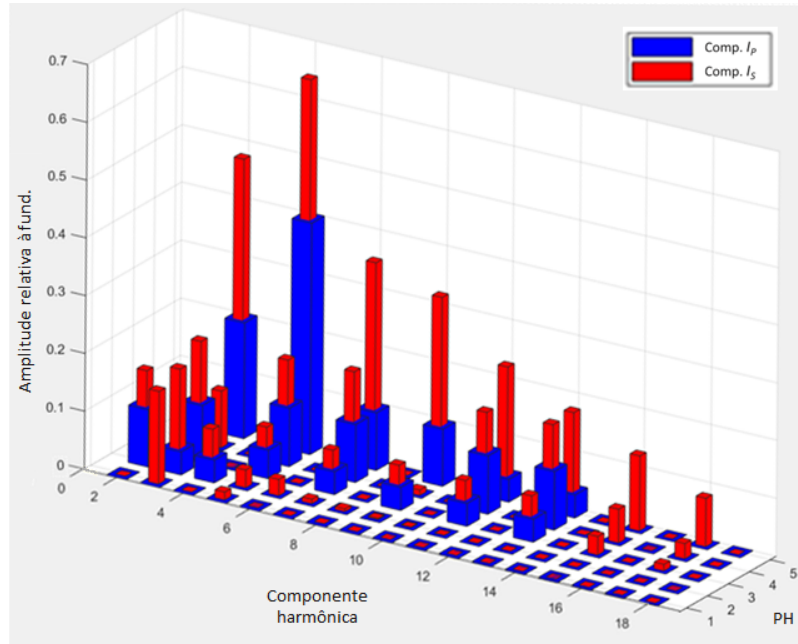


Figura 5.9: Efeitos da não-linearidade do TC em cada componente harmônica para Cargas (1-5) - comparação entre I_p e I_s (valores absolutos relativos à respectiva componente fundamental).

Implementação da modelagem *data-driven* do TC

O próximo passo é obter o modelo *data-driven* do TC. Após alguns testes preliminares, foi adotada uma arquitetura de RNA com dezoito neurônios por camada. O treinamento foi realizado por meio de *data-set* obtido tal qual o procedimento apresentado na Seção 5.3.1. Cada vetor $\mathbf{X}_{mag-O(n)}^{(k)}$ é calculado pela equação (5.1), e utilizado como entrada para a RNA. Analogamente, cada vetor $\mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)}$ é calculado pela equação (5.2) e adotado como alvo da rede. Nesse caso, é importante ressaltar que os dados de saída do transdutor precisam ser aplicados à entrada da RNA, devido à necessidade de se estimar as corrente primárias do TC. Tal “inversão” na utilização dos dados é comum, tendo em vista que o uso de transdutores de medição de grandezas elétricas, praticamente, implica em sua atuação como dispositivo redutor, onde efetua o condicionamento do sinal para instrumentação.

Após a finalização do treinamento da RNA, o modelo *data-driven* do transdutor é obtido. Adotando-se como referência os valores $\mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)}$ conhecidos, os desvios foram calculados pela equação (5.4), onde $\mathbf{X}_{est-I(n)}^{(k)}$ são os valores resultantes do modelo. A Figura 5.10 apresenta uma compilação de resultados para cada um dos cinco PH incluídos no conjunto de dados. Escolheu-se o formato *box plot*, com o qual é possível observar, de forma sintética, os quartis e *outliers* das distribuições de desvios para cada componente harmônica. De maneira geral, os resultados indicam uma adesão satisfatória do modelo *data-driven* do TC. Pode-se notar que a mediana dos desvios aproxima-se de zero para todas as componentes. O formato *boxplot* também evidencia que 50% dos desvios não são superiores a algumas unidades em 10^{-5} . A distribuição dos desvios para cada componente também foi majoritariamente simétrica, com a presença de alguns outliers. A dispersão foi maior para PH₄ e PH₅, cujos desvios atingiram algumas unidades em 10^{-4} . Não por acaso, os PH₄ e PH₅ apresentam os componentes harmônicos de maior magnitude.

A Figura 5.11 apresenta o mesmo conjunto de informações a respeito do desvio, porém disposto a partir do formato *stem* 3D. A vantagem desse tipo de análise, é a possibilidade de se visualizar o comportamento de toda matriz de desvios, particionada por PH. Novamente, pode-se notar que, à exceção de alguns *outliers*, os desvios resultam em poucas unidades em 10^{-5} . Também é possível identificar que o PH₄ e PH₅ apresentam maior incidência de resultados de algumas unidades em 10^{-4} .

5.4.2 Modelagem *data-driven* de TP padrão a partir de medições reais de amplitude - Caso Teste #2

No segundo caso teste, implementa-se a metodologia *data-driven* para modelar um TP padrão de baixa tensão com não-linearidade desconhecida. Trata-se de dispo-

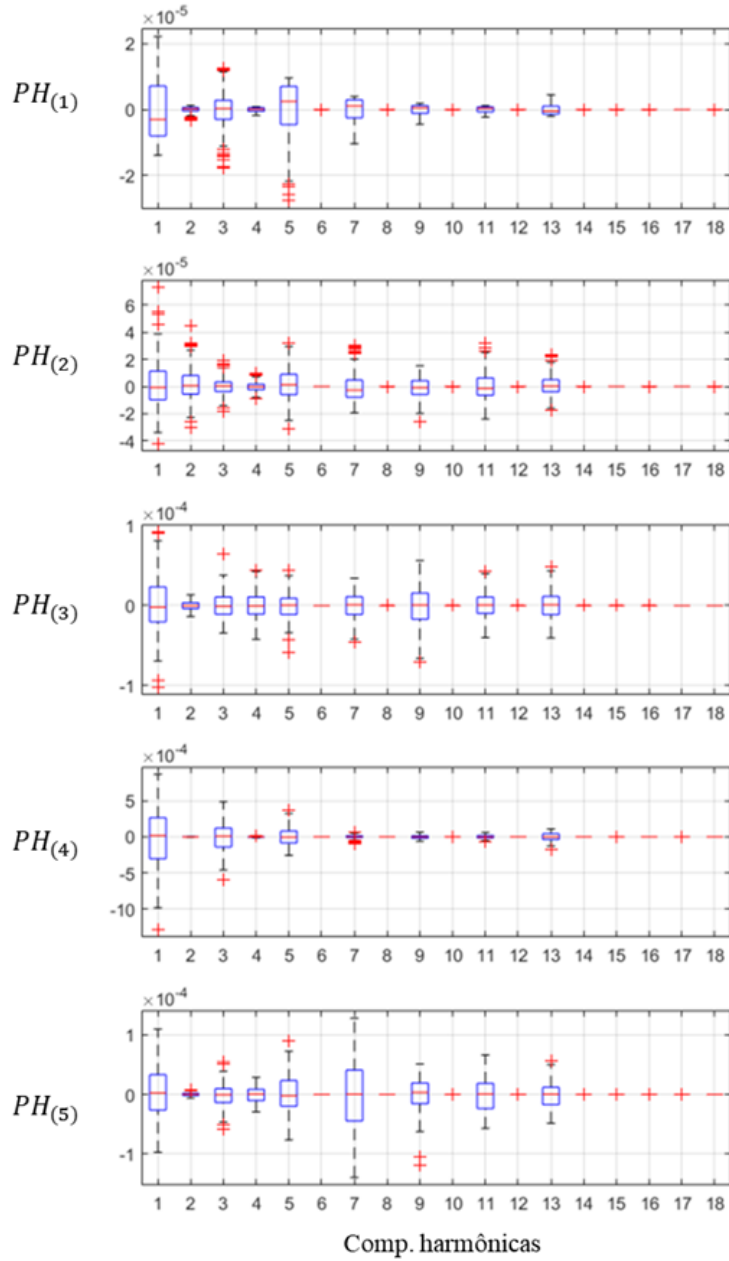


Figura 5.10: Desvios dos resultados do modelo *data-driven* do TC na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições de cada PH - formato *boxplot*.

sitivo da marca Conimed, com vários *taps* disponíveis. A relação de transformação 2:1 foi escolhida para caracterização metrológica, devido à compatibilidade com o setup de medição. A modelagem é realizada a partir de medições reais, utilizando-se o SMMH. Os impactos da interação harmônica na razão $RT(\omega)$ entre componentes frequenciais são mapeados pelo modelo *data-driven*.

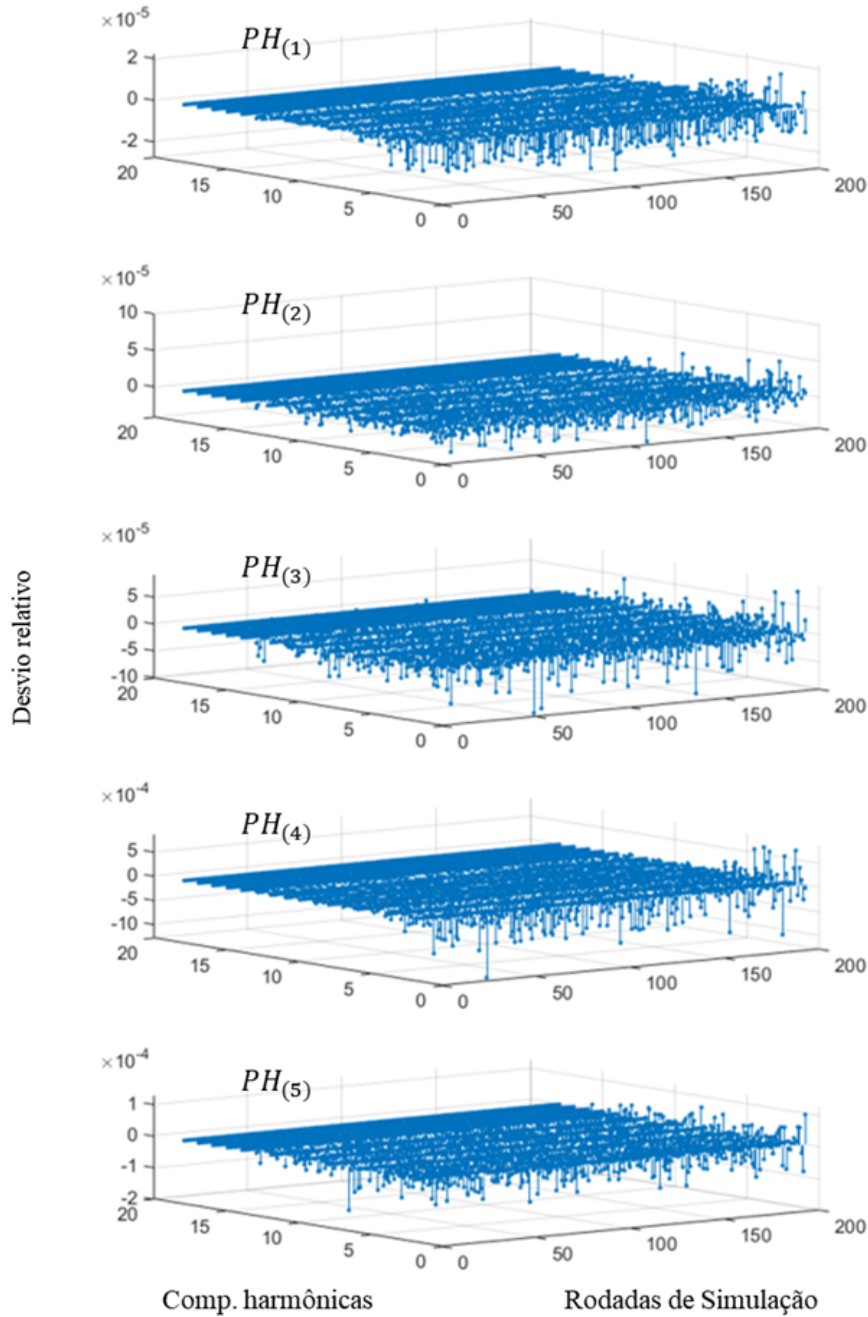


Figura 5.11: Desvios dos resultados do modelo *data-driven* do TC na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições de cada PH - formato *stem*.

Caracterização metrológica *multi-tone* do TP padrão

A configuração da medição é apresentada na Figura 5.12. A caracterização metrológica do TP foi realizada no tap 2:1, com tensão nominal de 240 V e frequência fundamental de 50 Hz. No total, 7 PH com diferentes composições foram aplicados utilizando-se um gerador de sinais (AWG) e um amplificador. Dois divisores de tensão resistivos (DTR) foram construídos e previamente caracterizados para funcionar

como TAS, conforme demonstrado na Figura 3.8. Um deles, inclusive, foi o objeto da implementação da modelagem linear, apresentada no Capítulo 4. Os dois DMM 3458A sincronizados foram conectados aos DTR para realizar a amostragem dos sinais de entrada e saída do TP e um algoritmo foi implementado em Matlab para cálculo da FFT. A incerteza do SMMH não é superior 50 unidades em 10^{-6} para a faixa de frequência investigada, que inclui componentes harmônicas até a frequência de 350 Hz. A Tabela 5.2 apresenta os PH utilizados na caracterização metrológica do TP padrão, enquanto a Figura 5.13 exibe a fotografia do arranjo real de medição.

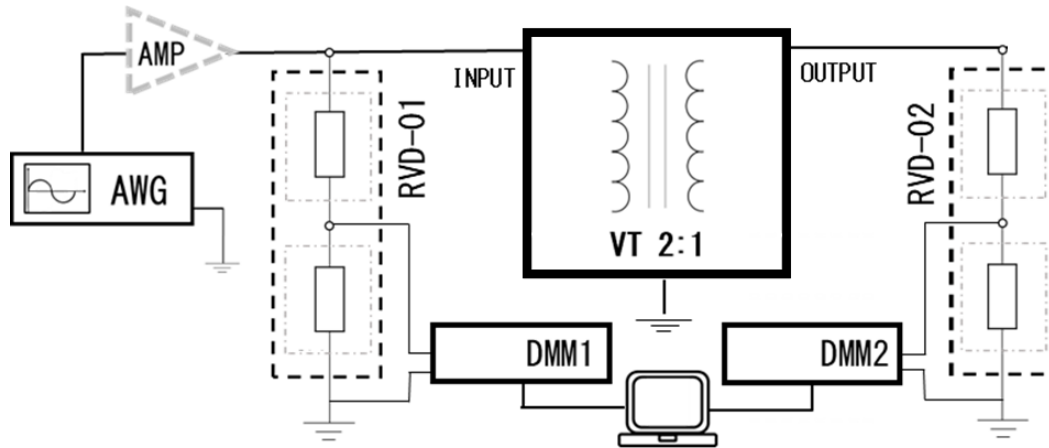


Figura 5.12: Diagrama esquemático do setup de medição utilizado na caracterização metrológica do TP padrão, com abordagem *multi-tone*.

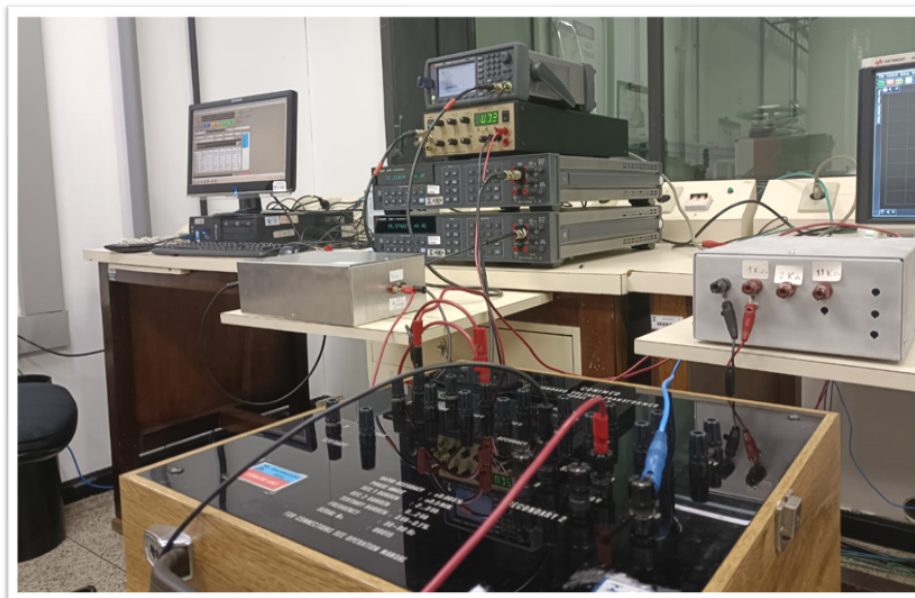


Figura 5.13: Fotografia do arranjo de medição para o caso teste 2.

Tabela 5.2: Programação de medições para caracterização do TP padrão

PH	Abordagem	Composição harmônica / (% da fund.)
1	<i>single-tone</i>	1 _{100%}
2	<i>single-tone</i>	3 _{20%}
3	<i>single-tone</i>	5 _{20%}
4	<i>single-tone</i>	7 _{20%}
5	<i>multi-tone</i>	1 _{100%} , 3 _{20%}
6	<i>multi-tone</i>	1 _{100%} , 3 _{20%} , 5 _{20%}
7	<i>multi-tone</i>	1 _{100%} , 3 _{20%} , 5 _{20%} , 7 _{20%}

Implementação da modelagem *data-driven* do TP Padrão

Um total de 100 medidas pontuais foram realizadas para cada um dos PH, de acordo com a estratégia definida na Figura 5.3(a). Analogamente ao caso teste anterior, as componentes harmônicas foram armazenadas nos vetores de entrada $\mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)}$ e saída $\mathbf{X}_{mag-O(n)}^{(k)}$, conforme Figura 5.5. A RNA foi treinada utilizando-se o procedimento descrito na Seção 5.3.2. A arquitetura de rede foi definida com 2 camadas e 7 neurônios, sendo *tansig* a função de ativação utilizada. Adotando-se como referência os valores $\mathbf{X}_{mag-I(n)}^{(k)}$ conhecidos, os desvios relativos foram calculados pela equação (5.4), onde $\mathbf{X}_{est-I(n)}^{(k)}$ consiste nos valores resultantes do modelo.

Assim como no caso teste da Seção 5.4.1, os desvios relativos são apresentados na Figura 5.14, no formato *boxplot*. Os desvios referentes aos 7 PH são exibidos em conjunto, para cada componente harmônica. Pode-se notar que, para todas as componentes, tem-se uma distribuição praticamente simétrica dos desvios, com aderência global da rede constituída por valores inferiores a uma unidade em 10^{-4} . Além disso, nota-se, também, que 50% deles encontram-se dentro de limites inferiores a duas unidades em 10^{-5} . A Figura 5.15 apresenta o mesmo conjunto de informações a respeito dos desvios relativos, porém no formato *stem*. Assim como no formato *boxplot*, com exceção de alguns *outliers*, a aderência global da rede apresenta desvios relativos inferiores a uma unidade em 10^{-4} .

Avaliação do modelo *data-driven* na investigação da RT da componente fundamental para diferentes PH

A Figura 5.16 apresenta uma comparação relativa entre as razões RT do TP padrão, obtidas a partir das medições das componentes fundamentais nos PH definidos na Tabela 5.2, além dos resultados fornecidos pelo modelo *data-driven* obtido no presente caso teste. Analisando-se apenas os RT medidos, pode-se identificar uma diferença superior a 400 partes em 10^{-6} , entre os RT de PH₁ e PH₄.

Para os demais RT, a diferença encontrada é de ordem não superior a 300 partes

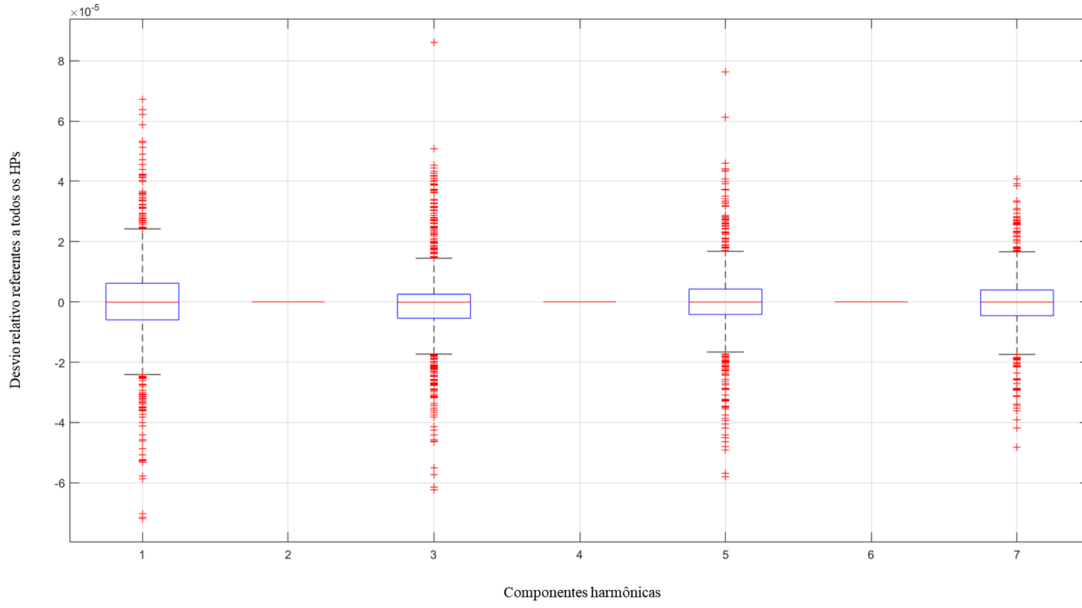


Figura 5.14: Desvios dos resultados do modelo *data-driven* do TP padrão na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições do grupo completo de PH - formato *boxplot*.

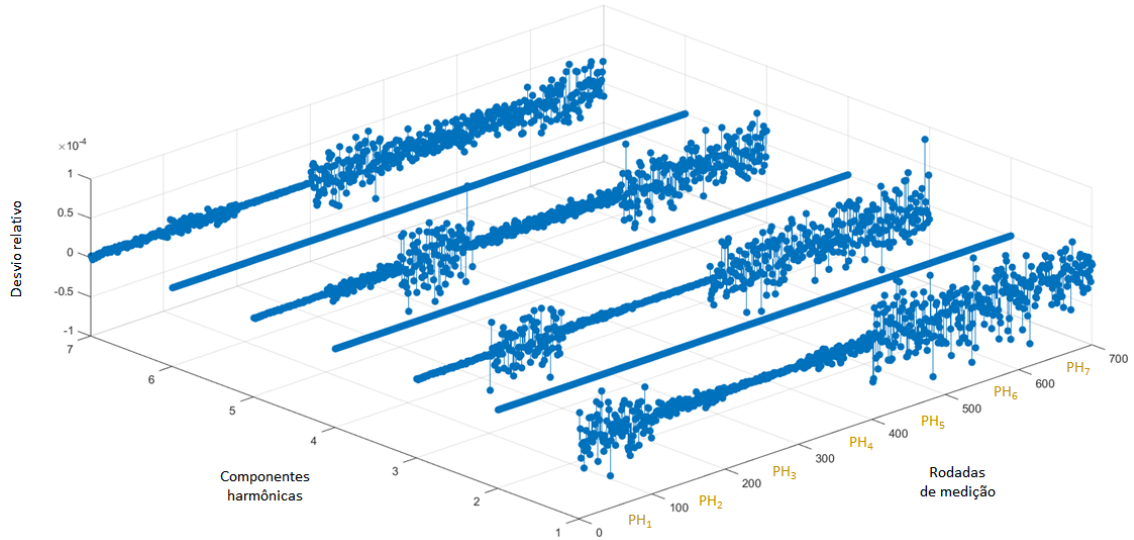


Figura 5.15: Desvios dos resultados do modelo *data-driven* do TP padrão na comparação com cada componente harmônica do conjunto de medições do grupo completo de PH - formato *stem*.

em 10^{-6} . Comparando-se então os resultados do modelo *data-driven* com aqueles obtidos por medição, pode-se notar que a RNA é capaz de mapear o efeito da não-linearidade e entregar resultados compatíveis com os valores obtidos em medições reais. A aderência identificada para o modelo nas figuras 5.14 e 5.15 corrobora com a qualidade dos resultados.

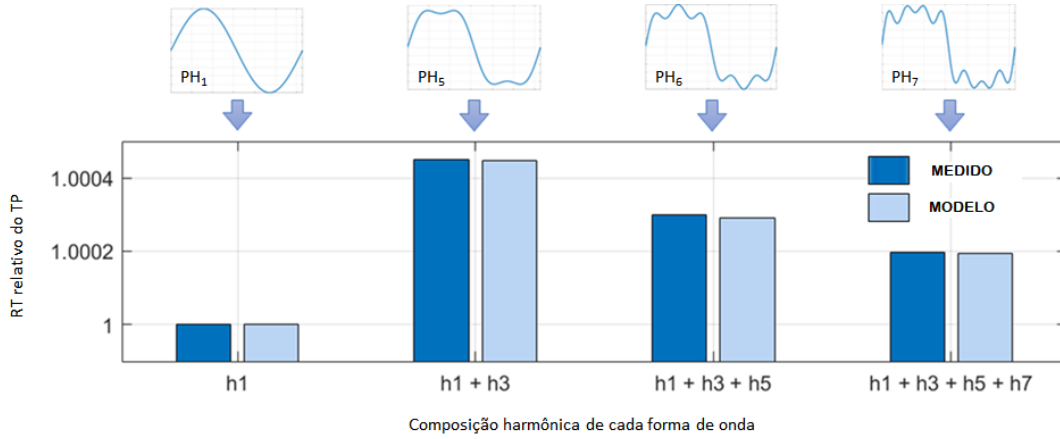


Figura 5.16: Comparação RT do TP padrão para componente fundamental de cada PH para resultados da medição e do modelo *data-driven*.

5.4.3 Modelagem *data-driven* de sensor de corrente a partir de medições reais - Caso Teste #3

No terceiro e último caso teste, o transdutor não-linear a ser modelado a partir dos dados de medição de entrada e saída é um sensor de corrente (SC) construído em laboratório, cuja não-linearidade é desconhecida. O diagrama esquemático do circuito experimental é apresentado na figura 5.17 e a fotografia do arranjo de medição em 5.18. Dois *shunts* padrão Sh_1 e Sh_2 previamente caracterizados metrologicamente no Inmetro, foram utilizados para viabilizar a medição dos sinais de corrente primários e secundários, designados I_p e I_s , respectivamente. A adoção de *shunts* se deve ao seu comportamento linear, que é uma característica essencial para identificar a não-linearidade do SC.

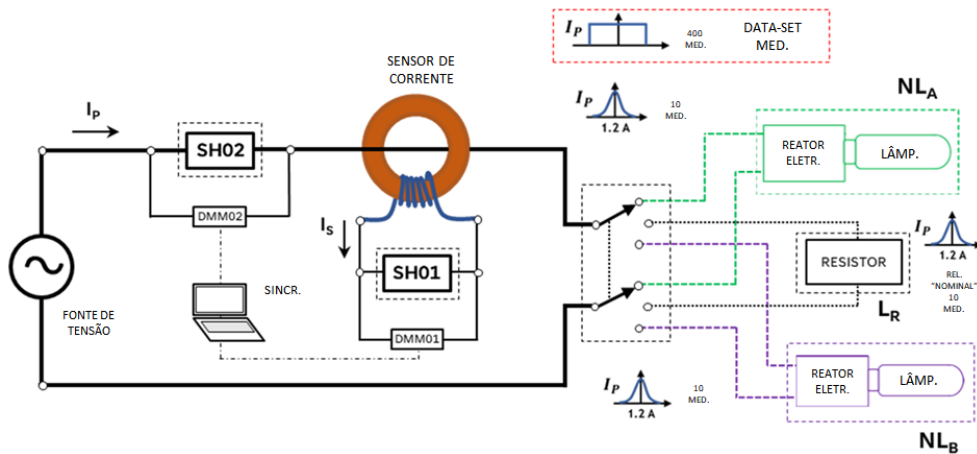


Figura 5.17: Diagrama esquemático para avaliação experimental das medições com o SC.

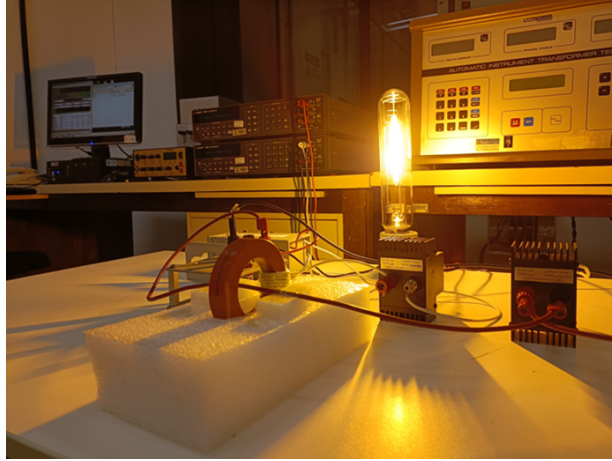


Figura 5.18: Fotografia do arranjo de medição para o SC.

Estratégia de caracterização metrológica do sensor de corrente

As medições necessárias à modelagem *data-driven* são realizadas por meio do SMMH, com algumas diferenças pontuais em relação ao caso teste apresentado na seção 5.4.2. Basicamente, realiza-se a substituição dos dois divisores pelos *shunts* de corrente Sh_1 e Sh_2 , para atuarem como transdutores de medição TAS no SMMH. De toda forma, a grandeza de saída destes dispositivos é dada em tensão, e a conversão A/D dos sinais é realizada, normalmente, por dois DMM de alta exatidão. Os sinais são adquiridos com frequência de amostragem de 5 kHz e tratados pelo software TWM, desenvolvido e validado por grupo de trabalho da Euramet [117].

Neste caso teste, adotaremos uma estratégia de caracterização diferente da utilizada nos dois casos anteriores. Três cargas diferentes são alimentadas consecutivamente por uma fonte de tensão variável. O SC é conectado em série com cada carga, conforme ilustrado na figura 5.17. As cargas não-lineares NL_A e NL_B são semelhantes, cada uma constituída pela combinação de uma lâmpada de vapor de sódio e um reator eletrônico com tensão nominal de 220 V, de mesmo modelo. Ambas foram utilizadas no experimento com sinal de corrente da ordem de 1,2 A para sua componente fundamental.

A carga resistiva L_R também é introduzida, e consiste em um resistor variável ajustado para o mesmo nível de corrente das outras cargas. Neste etapa, o objetivo consiste em observar o comportamento do SC para circunstâncias comparáveis a de uma calibração tradicional (medidas de entrada e saída de corrente nominal aplicadas usando uma abordagem *single-tone* em 60 Hz). Dessa forma, assumiu-se a relação medida em 60 Hz com L_R conectado como sendo uma espécie de “relação nominal” do SC.

Modelagem *data-driven* do SC baseada em medições NL_A

Conforme estabelecido na seção 5.1, o mapeamento de não-linearidade do transdutor deve ser realizado a partir da definição de um ou mais PH. Optou-se por modelar o SC a partir de um conjunto de dados composto por medições I_p e I_s adquirido apenas em relação a NL_A . Escolheu-se mapear o SC contra várias magnitudes de corrente diferentes, controladas por meio da variação na tensão da tensão de alimentação. Ou seja, adotou-se a estratégia de aquisição definida na seção 5.2.3, ilustrada pela figura 5.3(b). Diferentemente dos casos anteriores, o objetivo é avaliar a aderência do modelo dentro de um cenário real de utilização, onde o transdutor é utilizado para monitorar uma carga não-linear.

Para a construção do *data-set*, um conjunto de 400 medições sincronizadas de I_p e I_s foi reunido com apenas NL_A conectado. Variou-se gradualmente a tensão do circuito para que a PDF do *data-set* completo se aproximasse de uma distribuição uniforme. A faixa de valores de I_p distribuiu-se entre 1,15 e 1,22 A para a componente harmônica fundamental, conforme figura 5.17. Em seguida, o *data-set* para o treinamento da RNA foi construído, por meio da conversão dos sinais digitalizados no domínio do tempo, I_p e I_s , para componentes frequenciais, utilizando-se a FFT. A partir da análise dos espectros harmônicos, identificou-se que os componentes foram significativos até o 29º harmônico. O *data-set* foi criado com duas matrizes com 400 vetores-coluna, de forma a contemplar cada componente significativa. A Figura 5.19 apresenta um diagrama esquemático do processo de modelagem.

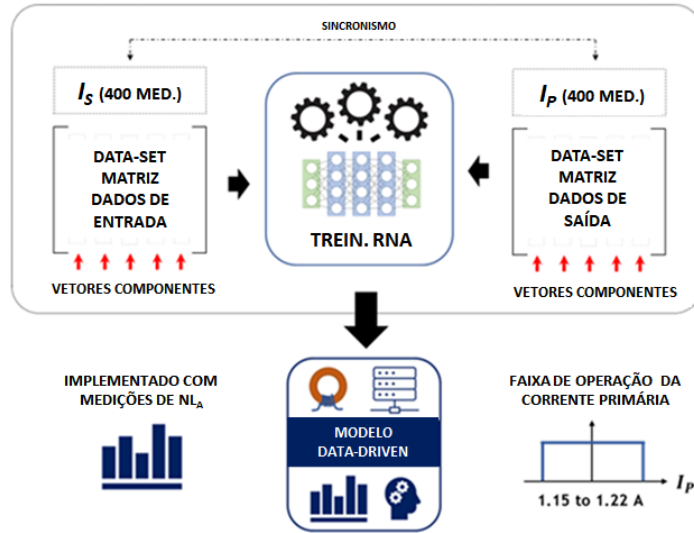


Figura 5.19: Diagrama esquemático da implementação do modelo *data-driven* SC baseado na carga NL_A .

Mesmo em uma condição real de operação, a aderência do modelo *data-driven* obtido para o SC apresentou desvios não superiores a poucas unidades em 10^{-4} . A

Figura 5.20 apresenta um gráfico do formato *stem*, que exibe alguns dos desvios das componentes harmônicas (apenas 10 foram selecionados para efeito de comparação com a figura 5.21). Dada a qualidade do sensor modelado, que não se trata de um padrão de referência ou sequer de um equipamento comercial de alta exatidão, os resultados podem ser considerados satisfatórios.

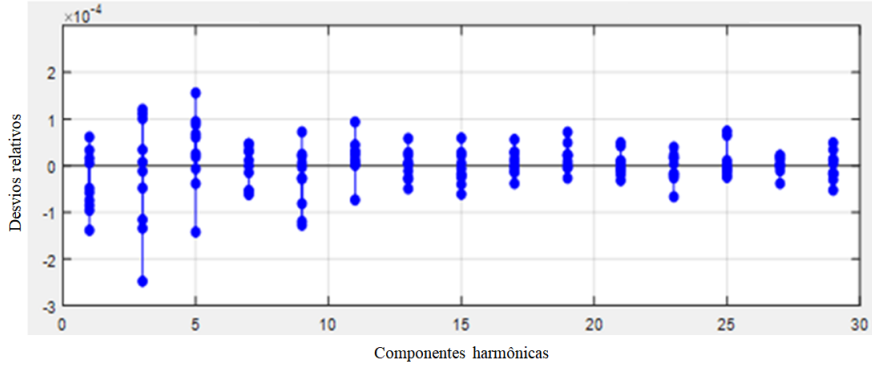


Figura 5.20: Desvios relativos de algumas das componentes harmônicas do *data-set* utilizado para treinamento.

Além disso, para verificar se os erros aleatórios poderiam causar algum efeito na ordem de grandeza da aderência do modelo *data-driven*, 10 rodadas de medições extras (não incluídas no *data-set* original) foram realizadas, ainda com NL_A conectado. A figura 5.21 demonstra que os resultados são compatíveis com a aderência obtida via *data-set* original.

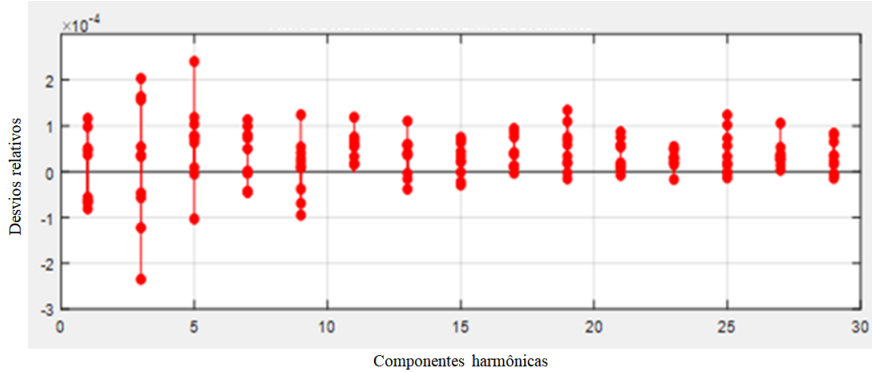


Figura 5.21: Desvios relativos de componentes harmônicas extras, medidas além do *data-set*

Estimativa de medições com carga semelhante NL_B

Por fim, como NL_A e NL_B são cargas não-lineares de especificações semelhantes, decidiu-se utilizar o modelo *data-driven* de SC obtido a partir de medições com a carga NL_A . O objetivo é estimar os componentes harmônicos da corrente primária I_p do sensor, porém com a carga NL_B conectada. Cabe dizer que, verificações

preliminares apontaram algumas diferenças nos espectros das correntes das cargas, ou seja, apesar de semelhantes, não são idênticas. Sabe-se que variações nas componentes harmônicas do sinal podem impactar na interação de transdução devido à não linearidade do SC.

Dito isso, um novo conjunto de 10 medições I_p e I_s foi realizado, com apenas NL_B conectado. Além disso, para fins de comparação, cada componente harmônica I_p também foi estimada, multiplicando I_s pela relação RT obtida para o SC na condição de operação onde apenas a carga resistiva é conectada em 1,2 A, considerando-se apenas a componente fundamental. Dessa forma, é possível avaliar: 1) como o modelo consegue reproduzir o comportamento das medidas reais de uma carga, após ser treinado com medidas reais de outra similar; e 2) como as cargas não-lineares afetam as medidas do SC, quando comparadas a uma carga linear (e como o modelo reproduz esse comportamento). As componentes harmônicas estimadas de cada caso são apresentadas lado a lado na figura 5.22.

O desvio médio da componente fundamental I_p estimada pelo modelo não foi superior a 0,2 % quando comparada aos valores medidos para SC. Por outro lado, a estimativa realizada a partir do RT “nominal” definido para o SC superou em 1,1 % o valor medido. Para as demais componentes harmônicas, os desvios médios foram, em sua maioria, abaixo de 1% utilizando-se o modelo *data-driven* de SC, com algumas exceções. A terceira componente harmônica apresentou o maior problema de aderência, onde o desvio médio ultrapassou 2%. Por outro lado, as estimativas realizadas a partir do RT “nominal” para SC, apresentaram desvios médios, em maioria, próximos a 20%, e quase 25% para o terceiro componente. Embora a utilização do modelo *data-driven* do SC para estimar medidas de NL_B tenha desempenho inferior ao demonstrado para NL_A , a aderência pode ser considerada satisfatória, especialmente quando comparada à estimativa realizada por meio da RT “nominal”.

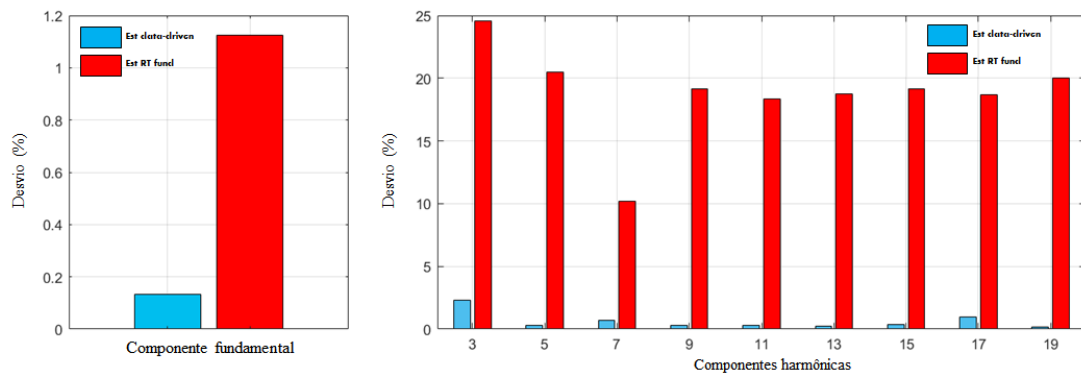


Figura 5.22: Desvios relativos percentuais calculados para estimativas do modelo SC e do RT “nominal” para (A) fundamental e (B) demais componentes harmônicas.

5.5 Análise e discussão dos resultados

A metodologia de modelagem não-linear a partir de medições reais ou simuladas implementada nesse capítulo, combina a capacidade de mapeamento das RNA com a característica *black-box* de contemplar os fenômenos que envolvem a não-linearidade de transdutores. A estratégia “*data-driven*”, a princípio, demonstrou-se flexível para os casos analisados, e compatível com a exatidão e incerteza das medições realizadas. A julgar pelos experimentos implementados, especialmente quando avalia-se que, no âmbito de QE, por exemplo, uma faixa finita será definida para análise do dispositivo, pode-se concluir que a metodologia apresenta um potencial de caracterização eficaz, diretamente ligado à capacidade da ferramenta de *machine learning* utilizada, além quantidade de medições disponíveis, sejam reais ou simuladas.

Analizando-se os três casos implementados, entende-se que os resultados são satisfatórios para a expectativa de uso idealizado para o desenvolvimento. A concepção híbrida de utilização da metodologia *data-driven*, com dados originados de medições reais ou simuladas, parece ser atendida quando os resultados apresentados nesta tese são considerados.

No primeiro caso teste, utilizando-se um modelo de TC com não-linearidade teórica assumida, nota-se o potencial de representação do comportamento do transdutor da modelagem, onde a expectativa de aderência da maior parte dos desvios, é atendida em poucas unidades em de 10^{-5} (dentro de um *data-set* normalizado). A capacidade do modelo de considerar os diferentes PH, com a possibilidade de incluir as características estatísticas de seus dados, pode ser bastante útil em simulações, já que não é comum a consideração da influência dos dispositivos de conversão em um estudo de rede, por exemplo. Conhecendo-se minimamente as faixas de operação e o comportamento não-linear típico de um transformador de instrumento, pode-se gerar um modelo *data-driven* e incluí-lo em outras ferramentas para emular a sua influência nos resultados.

O segundo caso teste traz o maior fator motivador do desenvolvimento da abordagem não-linear da metodologia. Utilizando-se medições de alta exatidão, pode-se dizer que a modelagem é capaz de viabilizar uma espécie de “calibração multi-harmônica”. A metodologia desenvolvida neste capítulo permite expandir a condição tradicional de caracterização na frequência fundamental ou utilizando-se uma abordagem *single-tone*, para uma condição onde a interação harmônica entre componentes é considerada. Novamente, a modelagem demonstra a capacidade de mapeamento entre os diferentes PH medidos, assim como a aderência dentro da ordem de poucas unidades em 10^{-5} . O modelo é capaz de quantificar a interação harmônica entre componentes por meio dos desvios, tornando-a rastreável, resultado que pode ser bastante útil na área de metrologia elétrica.

Analogamente, o terceiro caso teste traz uma perspectiva de uso da metodologia em dispositivos de especificações metrológicas menos exigentes. O modelo *data-driven* é implementado a partir de medições de caracterização realizadas em um sensor de corrente de baixo rigor metrológico. Utiliza-se a abordagem de mapeamento não-linear de uma faixa de operação, e o modelo apresenta uma aderência bastante satisfatória, com uma pequena quantidade de desvios superando uma unidade em 10^{-4} .

Todavia, vale ressaltar que, no caso dos experimentos envolvendo medições reais, toda a realização se deu dentro de condições controladas (ambiente de laboratório, com fontes estáveis, controle de umidade e temperatura, etc), em faixas cuja confiabilidade metrológica é garantida por padrões nacionais do Inmetro. Em todo caso, a capacidade de mapeamento não-linear das RNA é demonstrado por meio da consideração de PH distintos nos casos testes. Mesmo com a arquitetura de rede pouco sofisticada do *Toolbox Matlab*, o potencial de utilização da metodologia é demonstrado, indicando que qualquer transdutor elétrico cujas componentes harmônicas sejam identificáveis e quantificáveis, pode ser modelado.

No que diz respeito à utilização do modelo para pontos não medidos, faixas de operação não mapeadas e, principalmente, PH não treinados, ou mesmo pontos intermediários ou extrapolações, cabem algumas ponderações. O comportamento não-linear dos transdutores pode dificultar a predição de comportamentos distintos daqueles inclusos na estratégia de caracterização dos PH. O experimento no qual se utiliza o modelo implementado a partir do mapeamento com a carga NL_A , com objetivo de estimar a corrente primária em NL_B , exemplifica a necessidade de maiores investigações para utilização em condições não-mapeadas. Uma simples mudança no perfil harmônico das correntes foi capaz de reduzir a aderência, consideravelmente.

Por fim, como afirmado durante o presente capítulo, pode-se dizer que não há indícios de limitação quanto à inclusão do deslocamento angular na metodologia, especialmente no que tange as RNA. A opção de não inclusão da análise na pesquisa deve-se a questões de confiabilidade metrológica, tendo em vista que os sistemas de medição existentes no Inmetro, incluindo o próprio SMMH, estão em fase de investigação e implementação da parte de medição *multi-tone* de deslocamento angular.

5.6 Discussão sobre a incerteza do modelo

Para o caso da metodologia com abordagem linear, desenvolvida no Capítulo 4, foi utilizado um método robusto (MVF), aliado à simulação de Monte Carlo, para que a incerteza do modelo fosse devidamente estimada. Para a metodologia *data-driven* implementada no presente capítulo, entende-se que a definição necessita de um estudo mais aprofundado do tema.

Inicialmente, para a metodologia linear, utiliza-se um conjunto de medições multi-harmônicas *single-tone*. Ou seja, há uma única caracterização, contendo vários pontos medidos em uma ampla faixa de frequência, com incertezas bem definidas para cada ponto. Como a metodologia é aplicável somente a transdutores lineares, não há qualquer consideração de interações harmônicas, por exemplo.

No caso da metodologia *data-driven* para transdutores não-lineares, a estratégia de caracterização é bastante complexa, pois além da abordagem *multi-tone* considerar a interação harmônica entre componentes, realiza-se a caracterização de diferentes PH. O modelo engloba todas essas condições diversas em uma única caixa-preta, por conta de sua abordagem *black-box* utilizando as RNA. Sabe-se que a caracterização dos diferentes PH pode apresentar valores de incerteza de medição completamente distintos. Tal situação pode ocorrer, inclusive, entre componentes dentro do mesmo PH, a depender da extensão da faixa de frequência analisada. Diante de tal cenário, entende-se que o tema necessita de uma investigação mais aprofundada, tanto na área metrológica quanto para as RNA, o que foge ao escopo de modelagem não-linear da presente tese.

Capítulo 6

Conclusões

A presente tese abordou a modelagem multi-harmônica de transdutores de medição a partir de dados reais ou simulados. Optou-se por um maior foco em resultados experimentais, tendo em vista a necessidade de se comparar o desempenho da metodologia face aos desafios da realidade, considerando características realistas do comportamento do transdutor em ampla faixa de frequência. Naturalmente, isso demanda, antes de tudo, uma avaliação sobre a confiabilidade dos resultados medidos. Há, portanto, na abordagem aqui considerada, uma contribuição para minimizar a carência de estudos e desenvolvimentos que tratem especificamente da modelagem de transdutores de medição em ampla faixa de frequência. Além disso, a tese apresenta possibilidades para preencher algumas das lacunas científicas que se projetam com o novo cenário das redes elétrica, onde há uma mudança considerável, tanto na geração e na operação, quanto na presença de elementos não-lineares conectados ao sistema.

As duas linhas metodológicas desenvolvidas e implementadas na tese, contam com versatilidade suficiente para lidar com ambos os processos de caracterização dos transdutores. A adoção de duas estratégias de modelagem, sendo a primeira linear, a partir da caracterização *single-tone* de transdutores, e a segunda, não-linear, na qual aplica-se a caracterização *multi-tone*, mostrou-se fundamental para o êxito das implementações. A capacidade de agregar aspectos de confiabilidade metrológica, características de faixas de medição ou condições de operação previamente estabelecidas, com aderência compatível à ordem de grandeza da exatidão e das incertezas envolvidas, permite o mapeamento desejado do comportamento dos transdutores.

No que se refere à abordagem linear, ao combinar a robustez do MVF com a propagação de distribuições oferecida pelo método de Monte Carlo, a metodologia é capaz produzir modelos aptos para o uso em medições de QE. Em termos práticos, para a faixa de frequência adotada na investigação (até 3 kHz), obteve-se uma aderência ajustável a partir da definição do número de polos da função de transferência,

para qual o MVF faz os ajustes. Apresentando desvios relativos não superiores a poucas unidades em 10^6 , os resultados indicam a compatibilidade entre o modelo estimado no MVF e as incertezas de medição.

Para a modelagem do DTR, construído e caracterizado metrologicamente no âmbito da pesquisa, entende-se que a aderência e a estimação de incertezas do modelo foram satisfatórias. Apesar de não terem sido realizadas investigações aprofundadas a respeito do projeto do DTR, a análise do comportamento na faixa de frequência de interesse, não apresentou oscilações, indicando a existência de coerência metrológica no que se refere à presença de pontos intermediários, posicionados entre aqueles utilizados para modelagem.

No que se refere à abordagem não-linear de transdutores, foi possível estabelecer uma metodologia baseada em dados, i.e. *data-driven*, capaz de implementar a modelagem multi-harmônica considerando os aspectos de não-linearidade e de interação harmônica presentes no seu comportamento. A abordagem *black-box* utiliza dados provenientes de medições reais ou simuladas. Dessa forma, é possível viabilizar uma caracterização *multi-tone* para definição da relação entre as componentes harmônicas de entrada e saída do dispositivo, considerando-as variáveis aleatórias na composição do *data-set* de treinamento das RNA (responsáveis pelo mapeamento não-linear). A interação harmônica existente em PH de interesse pode ser quantificada e considerada no modelo. A estrutura vetorial adotada para estabelecer as relações entre componentes é inspirada no MDH. As simulações realizadas na tese foram implementadas em MDH, nas quais a não-linearidade foi considerada conhecida *a priori*.

Os modelos *data-driven* implementados indicam uma aderência compatível com a exatidão das medições e com as incertezas praticadas, com desvios relativos não superiores a centenas de unidades em 10^6 (para os casos de menor aderência). A utilização de redes neurais proveu certa flexibilidade para o desenvolvimento, cumprindo satisfatoriamente a demanda de mapeamento não-linear. Assim como na abordagem linear, os resultados indicam a aplicabilidade da metodologia no estudo de caracterização de transdutores voltado para metrologia. Contudo, cabem ainda algumas considerações no que diz respeito à estimação de incertezas da modelagem. Diferentemente do modelo estabelecido no caso linear, a partir do método MVF e do uso de Monte Carlo para propagação das distribuições envolvidas, o caso não-linear exige uma investigação mais aprofundada de alguns pontos. Por exemplo, o agrupamento dos dados de caracterização não-linear do transdutor, a partir das componentes harmônicas de sinais de diferentes tipos de PH, pode implicar em diferentes níveis de exatidão e de estimação de incertezas de cada componente. Para casos metrológicos, por exemplo, tem-se regiões de aderência com melhor ou pior desempenho do modelo, o que implicaria em um desenvolvimento que remete a um

estudo de otimização das RNA, pois o uso tradicional da análise de sensibilidade baseada em Monte Carlo, abarcaria apenas parte do problema. Como o escopo da pesquisa envolveu uma estratégia de caracterização *multi-tone* e a implementação de modelagem multi-harmônica não-linear, entende-se que tal desenvolvimento está além do resultado pretendido para esta tese.

6.1 Trabalhos futuros

É esperado, em um trabalho de doutorado, que além de trazer alguns respostas, ocorra o surgimento de lacunas teóricas e/ou experimentais a serem sanados alhures. Na sequência, sugerem-se algumas linhas de pesquisa para trabalhos futuros:

- O desenvolvimento da modelagem linear baseada no MVF, focou-se na consideração do comportamento de um dispositivo ao longo da faixa de frequência. Todavia, pode-se agregar à modelagem uma implementação que envolva outros tipo de dependência, aos quais os resultados de medição estejam atrelados, como por exemplo, dependência da tensão ou corrente, influência da temperatura, umidade, efeitos de carga, cabeamento, etc.
- Utilização da metodologia de modelagem linear desenvolvida para realização de estudos de otimização dos processos de medição em transdutores lineares, priorizando pontos estratégicos para caracterização de seu comportamento na frequência, reduzindo o tempo despendido. Da mesma forma, a ampliação do escopo para avaliação de pontos intermediários e extrapolados, em conjunto com a investigação de algum possível comportamento oscilatório do transdutor, especialmente para frequências mais elevadas, pode ser útil para diversas aplicações;
- Em relação à metodologia de modelagem não-linear, entende-se que a investigação de outras ferramentas de *machine learning* pode contribuir para melhoria do desempenho dos modelos, assim como para estimação de pontos fora da região mapeada pelo *data-set* de treinamento das RNA. Outro foco da investigação pode ser a definição de uma estratégia para estimação de incertezas para o modelo.
- Desenvolvimento de uma sistemática de modelagem por agrupamentos de PH, para otimizar o processo de treinamento das RNA, buscando um modelo mais abrangente, mas que mantenha a capacidade de identificação de eventuais não-linearidades, sem grandes perdas de aderência. Adicionalmente, a ampliação do escopo do desenvolvimento visando a integração das abordagens (linear e

não-linear) pode ser de considerável utilidade para a implementação de uma *toolbox* de funcionamento embarcado localmente.

- Desenvolvimento de uma plataforma de caracterização metrológica de transdutores de medição, onde os principais PH oriundos de normas, regulamentos, monitoramento de operação real do dispositivo, aos quais os transdutores não-lineares sejam submetidos. Além disso, o desenvolvimento de uma ferramenta para avaliação do impacto da não-linearidade na resposta dos transdutores de medição pode ter bastante utilidade.
- Extensão dos níveis de caracterização metrológica praticados para transdutores de medição de alta tensão e alta corrente, considerando as abordagens *single-* e *multi-tone*, visando a aplicação da metodologia desenvolvida nesta tese em transformadores de instrumento em níveis de distribuição.
- Extensão da metodologia de modelagem *data-driven* para consideração de outras grandezas de influência, como temperatura e umidade, assim como para implementação de um sistema de correção sistemática que possa ser embarcado junto ao transdutor (ou à instrumentação a ele associada), visando a melhoria de desempenho e maior confiabilidade metrológica.

Referências Bibliográficas

- [1] SHARMA, S., SINGH, J., BISHAL, B., et al. “Review and Outlook on Energy Transition”. In: *2023 9th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, pp. 258–263, 2023. doi: 10.1109/ICEES57979.2023.10110097.
- [2] DOUKAS, H. “ENERGY TRANSITIONS, INTELLIGENCE AND BIG DATA: Towards a prosumer concept with energy autonomy”. In: *2022 13th International Conference on Information, Intelligence, Systems Applications (IISA)*, pp. 1–5, 2022. doi: 10.1109/IISA56318.2022.9904415.
- [3] RODRIGUEZ, J., BLAABJERG, F., KAZMIERKOWSKI, M. P. “Energy Transition Technology: The Role of Power Electronics”, *Proceedings of the IEEE*, v. 111, n. 4, pp. 329–334, 2023. doi: 10.1109/JPROC.2023.3257421.
- [4] ALKAHTANI, A. A., ALFALAHI, S. T., ATHAMNEH, A. A., et al. “Power quality in microgrids including supraharmonics: Issues, standards, and mitigations”, *IEEE access*, v. 8, pp. 127104–127122, 2020.
- [5] CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., CROTTI, G., et al. “Metrological performances of voltage and current instrument transformers in harmonics measurements”. In: *2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pp. 1–6. IEEE, 2018.
- [6] CHEN, Y., CROTTI, G., DUBOWIK, A., et al. “Novel calibration systems for the dynamic and steady-state testing of digital instrument transformers”. In: *2021 IEEE 11th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6. IEEE, 2021.
- [7] CROTTI, G., GALLO, D., GIORDANO, D., et al. “Frequency Compliance of MV Voltage Sensors for Smart Grid Application”, *IEEE Sensors Journal*, v. 17, n. 23, pp. 7621–7629, 2017. doi: 10.1109/JSEN.2017.2726116.
- [8] CROTTI, G., GALLO, D., GIORDANO, D., et al. “Industrial Comparator for Smart Grid Sensor Calibration”, *IEEE Sensors Journal*, v. 17, n. 23, pp. 7784–7793, 2017. doi: 10.1109/JSEN.2017.2724299.

- [9] CROTTI, G., D'AVANZO, G., LANDI, C., et al. "Instrument transformers for power quality measurements: A review of literature and standards". In: *2021 IEEE 11th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6. IEEE, 2021.
- [10] ARTALE, G., CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., et al. "Measurement and communication interfaces for distributed generation in smart grids". In: *2013 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 103–107, 2013. doi: 10.1109/AMPS.2013.6656234.
- [11] ARTALE, G., CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., et al. "Smart Interface Devices for Distributed Generation in Smart Grids: The Case of Islanding", *IEEE Sensors Journal*, v. 17, n. 23, pp. 7803–7811, 2017. doi: 10.1109/JSEN.2017.2726185.
- [12] NADERI, Y., HOSSEINI, S. H., ZADEH, S. G., et al. "An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 93, pp. 201–214, 2018.
- [13] CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., CROTTI, G., et al. "Compensation of nonlinearity of voltage and current instrument transformers", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 68, n. 5, pp. 1322–1332, 2018.
- [14] LETIZIA, P. S., CROTTI, G., GIORDANO, D., et al. "Low cost procedure for frequency characterization of voltage instrument transformers". In: *2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pp. 1–6. IEEE, 2019.
- [15] CROTTI, G., GIORDANO, D., D'AVANZO, G., et al. "A new industry-oriented technique for the wideband characterization of voltage transformers", *Measurement*, v. 182, pp. 109674, 2021.
- [16] THOMAS, R., VUJANIC, A., XU, D. Z., et al. "Non-conventional instrument transformers enabling digital substations for future grid". In: *2016 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (TD)*, pp. 1–5, 2016. doi: 10.1109/TDC.2016.7519930.
- [17] CHEN, Y., CROTTI, G., DUBOWIK, A., et al. "Novel Calibration systems for the dynamic and steady-state testing of digital instrument transformers". In: *2021 IEEE 11th International Workshop on Applied Measurements*

- for *Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6, 2021. doi: 10.1109/AMPS50177.2021.9586040.
- [18] KALAIR, A., ABAS, N., KALAIR, A. R., et al. “Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 78, pp. 1152–1187, 2017.
 - [19] CROTTI, G., CHEN, Y., ÇAYCI, H., et al. “How instrument transformers influence power quality measurements: A proposal of accuracy verification tests”, *Sensors*, v. 22, n. 15, pp. 5847, 2022.
 - [20] CROTTI, G., MEYER, J., VAN DEN BROM, H., et al. “ASSESSMENT OF INSTRUMENT TRANSFORMER ACCURACY FOR POWER QUALITY MEASUREMENTS IN DISTRIBUTION GRIDS: RECENT ACTIVITIES AND FIRST RESULTS FROM 19NRM05 IT4PQ PROJECT”. In: *CIREN 2021 - The 26th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution*, v. 2021, pp. 945–949, 2021. doi: 10.1049/icp.2021.1675.
 - [21] CROTTI, G., D’AVANZO, G., LETIZIA, P. S., et al. “The Use of Voltage Transformers for the Measurement of Power System Subharmonics in Compliance With International Standards”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 71, pp. 1–12, 2022.
 - [22] WRIGHT, P., BRAUN, J., RIETVELD, G., et al. “Smart grid power quality and stability measurements in Europe”. In: *29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, pp. 70–71, 2014. doi: 10.1109/CPEM.2014.6898263.
 - [23] CROTTI, G., D’AVANZO, G., LANDI, C., et al. “Instrument Transformers for Power Quality Measurements: a Review of Literature and Standards”. In: *2021 IEEE 11th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6, 2021. doi: 10.1109/AMPS50177.2021.9586028.
 - [24] WRIGHT, P. S., CHRISTENSEN, A. E., DAVIS, P. N., et al. “Power quality propagation measurements in smart grids”. In: *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, pp. 1–2, 2016. doi: 10.1109/CPEM.2016.7540458.
 - [25] CROTTI, G., FEMINE, A. D., GALLO, D., et al. “Traceable Characterization of Low Power Voltage Instrument Transformers for PQ and PMU Applica-

- tions". In: *2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM)*, pp. 1–2, 2020. doi: 10.1109/CPEM49742.2020.9191803.
- [26] CROTTI, G., MEYER, J., VAN DEN BROM, H., et al. "Assessment of instrument transformer accuracy for power quality measurements in distribution grids: recent activities and first results from 19NRM05 IT4PQ project", 2021.
- [27] AGAZAR, M., ISTRATE, D., PRADAYROL, P. "Evaluation of the Accuracy and Frequency Response of Medium-Voltage Instrument Transformers under the Combined Influence Factors of Temperature and Vibration", *Energies*, v. 16, n. 13, pp. 5012, 2023.
- [28] VITORIO, P., DE LIMA, V. R., BORGES FILHO, O., et al. "Metrological traceability for AC High-Voltage in Inmetro up to 40 kV". In: *Journal of Physics: Conference Series*, v. 733, p. 012075. IOP Publishing, 2016.
- [29] LANDIM, R. P., CARVALHO, H. R., DE OLIVEIRA, V. C. "The redefined SI and the electromagnetic quantities in detail—part I: current and voltage". In: *Journal of Physics: Conference Series*, v. 1826, p. 012100. IOP Publishing, 2021.
- [30] FAIFER, M., OTTOBONI, R., PRIOLI, M., et al. "Simplified Modeling and Identification of Nonlinear Systems Under Quasi-Sinusoidal Conditions", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 65, n. 6, pp. 1508–1515, 2016. doi: 10.1109/TIM.2016.2518878.
- [31] CROTTI, G., GALLO, D., GIORDANO, D., et al. "Calibration of MV voltage instrument transformer in a wide frequency range". In: *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pp. 1–6, May 2017. doi: 10.1109/I2MTC.2017.7969770.
- [32] ZUCCA, M., MODARRES, M., GIORDANO, D., et al. "Accurate Numerical Modelling of MV and HV Resistive Dividers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 32, n. 3, pp. 1645–1652, June 2017. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2015.2498705.
- [33] CROTTI, G., GALLO, D., GIORDANO, D., et al. "Frequency Response of MV Voltage Transformer Under Actual Waveforms", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 66, n. 6, pp. 1146–1154, June 2017. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/TIM.2017.2652638.

- [34] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Definition of Simplified Frequency-Domain Volterra Models With Quasi-Sinusoidal Input”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 65, n. 5, pp. 1652–1663, 2018. doi: 10.1109/TCSI.2017.2759340.
- [35] CROTTI, G., D’AVANZO, G., LETIZIA, P. S., et al. “Measuring harmonics with inductive voltage transformers in presence of subharmonics”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 70, pp. 1–13, 2021.
- [36] CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., CROTTI, G., et al. “Metrological performances of voltage and current instrument transformers in harmonics measurements”. In: *2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pp. 1–6, 2018. doi: 10.1109/I2MTC.2018.8409694.
- [37] CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., CROTTI, G., et al. “Compensation of Nonlinearity of Voltage and Current Instrument Transformers”, v. 68, n. 5, pp. 1322–1332, 2019.
- [38] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Voltage Transducers Testing Procedure Based on the Best Linear Approximation”. In: *2017 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6, 2017. doi: 10.1109/AMPS.2017.8078326.
- [39] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Characterization of voltage instrument transformers under nonsinusoidal conditions based on the best linear approximation”, *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, v. 67, n. 10, pp. 2392–2400, 2018.
- [40] CROTTI, G., D’AVANZO, G., GIORDANO, D., et al. “Extended SINDICOMP: Characterizing MV voltage transformers with sine waves”, *Energies*, v. 14, n. 6, pp. 1715, 2021.
- [41] D’AVANZO, G., FAIFER, M., LANDI, C., et al. “Theory and Experimental Validation of Two Techniques for Compensating VT Nonlinearities”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 71, pp. 1–12, 2022. doi: 10.1109/TIM.2022.3147883.
- [42] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Overcoming Frequency Response Measurements of Voltage Transformers: An Approach Based on Quasi-Sinusoidal Volterra Models”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 68, n. 8, pp. 2800–2807, Aug 2019. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/TIM.2018.2871229.

- [43] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Behavioral Representation of a Bridge Rectifier Using Simplified Volterra Models”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 68, n. 5, pp. 1611–1618, 2019. doi: 10.1109/TIM.2018.2871854.
- [44] TOSCANI, S., FAIFER, M., FERRERO, A., et al. “Compensating Nonlinearities in Voltage Transformers for Enhanced Harmonic Measurements: The Simplified Volterra Approach”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 36, n. 1, pp. 362–370, 2021. doi: 10.1109/TPWRD.2020.2978668.
- [45] CROTTI, G., GIORDANO, D., LUISO, M., et al. “Improvement of Agilent 3458A Performances in Wideband Complex Transfer Function Measurement”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 66, n. 6, pp. 1108–1116, 2017. doi: 10.1109/TIM.2017.2661658.
- [46] DE SOUZA, L. A., PINTO, M. V., MARTINS, M. B., et al. “Modeling of a Resistive Voltage Divider by Rational Functions: Uncertainty Evaluation”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 70, pp. 1–8, 2020.
- [47] ZACHOVALOVÁ, V. N., YOVCHEVA, A., DE AGUILAR, J. D., et al. “EMPIR project TracePQM: Traceability routes for electrical power quality measurements”. In: *18th International Congress of Metrology*, p. 04001. EDP Sciences, 2017.
- [48] DE AGUILAR, J. D., SALINAS, J., KIELER, O., et al. “Characterization of an analog-to-digital converter frequency response by a Josephson arbitrary waveform synthesizer”, *Measurement Science and Technology*, v. 30, n. 3, pp. 035006, 2019.
- [49] SOUZA, L. A., VASCONCELLOS, R. T., DE LIMA, A. C., et al. “Metrological Characterization of a wideband RVD prototype by impedance bridge measurements with rational approximation in the frequency domain”. In: *XIII Cong. Inter. de Metrol. Elétrica, Florianópolis-SC*, 2019.
- [50] CROTTI, G., GALLO, D., GIORDANO, D., et al. “Frequency calibration of MV voltage transformer under actual waveforms”. In: *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, pp. 1–2, July 2016. doi: 10.1109/CPEM.2016.7540709.
- [51] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting”, *IEEE Transactions on Power Deli-*

very, v. 14, n. 3, pp. 1052–1061, July 1999. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.772353.

- [52] GUSTAVSEN, B. “Application of vector fitting to high frequency transformer modeling”, *International Conference on Power Systems Transients – IPST*, v. 3, pp. 1–5, 2003.
- [53] COUTO, P. R. G., DAMASCENO, J. C., DE OLIVEIRA, S. P. “Monte Carlo Simulations Applied to Uncertainty in Measurement”. In: Chan, V. W. K. (Ed.), *Theory and Applications of Monte Carlo Simulations*, IntechOpen, cap. 2, Rijeka, 2013. doi: 10.5772/53014. Disponível em: <<https://doi.org/10.5772/53014>>.
- [54] BIPM, IEC, IFCC, et al. *Supplement 1 to the ‘Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement’ – Propagation of distributions using a Monte Carlo method, JCGM 101:2008*. BIPM, 2008.
- [55] BIPM, IEC, IFCC, et al. *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, JCGM 100:2008, GUM 1995 with minor corrections*. BIPM, 2008.
- [56] ALBERTAZZI, A., SOUSA, A. “Fundamentos de metrologia científica e industrial”, *Editora Manole Ltda.: São Paulo*, 2008.
- [57] HABIB, M. K., AYANKOSO, S. A., NAGATA, F. “Data-driven modeling: concept, techniques, challenges and a case study”. In: *2021 IEEE international conference on mechatronics and automation (ICMA)*, pp. 1000–1007. IEEE, 2021.
- [58] MONTÁNS, F. J., CHINESTA, F., GÓMEZ-BOMBARELLI, R., et al. “Data-driven modeling and learning in science and engineering”, *Comptes Rendus Mécanique*, v. 347, n. 11, pp. 845–855, 2019.
- [59] TANGIRALA, A. K. *Principles of system identification: theory and practice*. Crc Press, 2018.
- [60] BERGMANN, A. “Benefits and drawbacks of model-based design”, *Applied Science and Engineering Progress*, v. 7, n. 3, pp. 15–19, 2014.
- [61] BEALE, M. H., HAGAN, M. T., DEMUTH, H. B. “Neural network toolbox”, *User’s Guide, MathWorks*, v. 2, pp. 77–81, 2010.
- [62] ENRIQUE, A., MANUEL, M. “Power Systems Harmonics, Computer Modeling and Analysis”. 2001.

- [63] TELES, A. *Análise de Redes Elétricas utilizando do Domínio Harmônico Modificado*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012.
- [64] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. “Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 3, pp. 834–842, 1998. doi: 10.1109/61.686981.
- [65] GUSTAVSEN, B. “Improving the pole relocating properties of vector fitting”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, pp. 1587–1592, July 2006. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2005.860281.
- [66] DESCHRIJVER, D., MROZOWSKI, M., DHAENE, T., et al. “Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 18, n. 6, pp. 383–385, June 2008. ISSN: 1531-1309. doi: 10.1109/LMWC.2008.922585.
- [67] REMA, G. S., BONATTO, B. D., DE SOUZA, D. S., et al. “Modeling the terminal impedance of power transformers for studies of fast front electromagnetic transients”. In: *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*, pp. 1–6, 2018. doi: 10.1109/SBSE.2018.8395691.
- [68] GAO, R., MEKONNEN, Y., BEYENE, W., et al. “Black-box modeling of passive systems by rational function approximation”, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, v. 28, n. 2, pp. 209–215, 2005. doi: 10.1109/TADVP.2005.846928.
- [69] TOMASEVICH, M. M. *Modelos de Linhas de Transmissao Usando Representação Racional da Matriz de Admitância Nodal e Decomposição Idempotente*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.
- [70] FERNANDES, A. B., LIMA, A. C. “Modelagem de Transformadores a partir de Medições em Campo para Estudos de Transitórios em Altas Frequências”. In: *VII CBQEE-Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, 2007.
- [71] FARAJ, M. A., MOUSA, S. K., SHUAIEB, W. S., et al. “Power Transformer Modelling Based on Vector Fitting Method”. 2020.
- [72] PORTELA, C. “Análise de Redes Elétricas - Algumas Aplicações”, *Instituto de Alta Cultura*, 1970.

- [73] ACHA, E., MADRIGAL, M. *Power systems harmonics*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [74] TELES, A., DIAS, R. F. S., LIMA, A. C. S., et al. “Modified tensor analysis for Harmonic Domain modeling”. In: *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–6, 2010. doi: 10.1109/PES.2010.5589792.
- [75] RICO, J., MADRIGAL, M., ACHA, E. “Dynamic harmonic evolution using the extended harmonic domain”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 2, pp. 587–594, 2003. doi: 10.1109/TPWRD.2003.809731.
- [76] NODA, T., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Harmonic domain dynamic transfer function of a nonlinear time-periodic network”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 4, pp. 1433–1441, Oct 2003. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2003.817788.
- [77] NODA, T., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Harmonic domain dynamic transfer function of a nonlinear time-periodic network”. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, pp. 406 Vol.1–, 2004. doi: 10.1109/PES.2004.1372820.
- [78] NODA, T., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Entirely harmonic domain calculation of multiphase nonsinusoidal steady state”. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, pp. 1134 Vol.1–, June 2004. doi: 10.1109/PES.2004.1373020.
- [79] NODA, T., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Entirely harmonic domain calculation of multiphase nonsinusoidal steady state”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, pp. 1368–1377, 2004. doi: 10.1109/TPWRD.2004.829944.
- [80] MEDINA, A., ARRILLAGA, J. “Generalised modelling of power transformers in the harmonic domain”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, n. 3, pp. 1458–1465, 1992. doi: 10.1109/61.141865.
- [81] CHAVEZ, J. D. J. “A modified dynamic harmonic domain distribution line model”. In: *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–7, 2010. doi: 10.1109/PES.2010.5589825.
- [82] OKARA, I. C. *Harmonic domain modelling and analysis of the electrical power systems of onshore and offshore oil and gas field/platform*. Tese de Doutorado, University of Glasgow, 2014.

- [83] CHANG, G. “Characterizing harmonic currents generated by fluorescent lamps in harmonic domain”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 4, pp. 1583–1585, 2003. doi: 10.1109/TPWRD.2003.817519.
- [84] WIECHOWSKI, W., BAK-JENSEN, B., BAK, C., et al. “Transformer Core Nonlinearities Modeled in Harmonic Domain”. In: *2005 IEEE/PES Transmission Distribution Conference Exposition: Asia and Pacific*, pp. 1–8, 2005. doi: 10.1109/TDC.2005.1547159.
- [85] ACHA, E., SEMLYEN, A., RAJAKOVIC, N. “A harmonic domain computational package for nonlinear problems and its application to electric arcs”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 5, n. 3, pp. 1390–1397, 1990.
- [86] LIAN, K. L., NODA, T. “A Time-Domain Harmonic Power-Flow Algorithm for Obtaining Nonsinusoidal Steady-State Solutions”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, pp. 1888–1898, 2010. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2043547.
- [87] ARRILLAGA, J., WATSON, N. “The Harmonic Domain revisited”. In: *2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, pp. 1–9, 2008. doi: 10.1109/ICHQP.2008.4668768.
- [88] RAMIREZ, A. “The Modified Harmonic Domain: Interharmonics”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 1, pp. 235–241, 2011. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2061239.
- [89] VARGAS, U., RAMIREZ, A., LAZAROIU, G. C., et al. “Interharmonic Modeling and Simulation via the Flexible Extended Harmonic Domain”. In: *2019 IEEE Milan PowerTech*, pp. 1–6, 2019. doi: 10.1109/PTC.2019.8810425.
- [90] VARGAS, U., RAMIREZ, A. “Reformulating Extended Harmonic Domain Models for Accurate Representation of Harmonics Dynamics”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 6, pp. 2562–2564, 2016. doi: 10.1109/TPWRD.2016.2568744.
- [91] RAMIREZ, A., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Harmonic domain characterization of the resonant interaction between generator and transmission line”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, pp. 1753–1762, 2005. doi: 10.1109/TPWRD.2004.834678.
- [92] FAURI, M. “Harmonic modelling of non-linear load by means of crossed frequency admittance matrix”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 12, n. 4, pp. 1632–1638, 1997. doi: 10.1109/59.627869.

- [93] HAGAN, M. T., DEMUTH, H. B., BEALE, M. H., et al. “Neural network design. 2nd edition”, *Oklahoma: Martin Hagan*, 2014.
- [94] HAYKIN, S., NETWORK, N. “A comprehensive foundation”, *Neural networks*, v. 2, n. 2004, pp. 41, 2004.
- [95] LV, C., XING, Y., ZHANG, J., et al. “Levenberg–Marquardt Backpropagation Training of Multilayer Neural Networks for State Estimation of a Safety-Critical Cyber-Physical System”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 14, n. 8, pp. 3436–3446, 2018. doi: 10.1109/TII.2017.2777460.
- [96] SILVA, I. N. D., SPATTI, D. H., FLAUZINO, R. A. “Redes neurais artificiais para engenharia e ciências aplicadas”, 2010.
- [97] FURTADO, M. I. V. “Redes neurais artificiais: uma abordagem para sala de aula”, *Ponta Grossa, PR. Atena Editora*, p. 19, 2019.
- [98] KIM, P. *Matlab deep learning with machine learning, neural networks and artificial intelligence*. Springer, 2017.
- [99] MACKAY, D. “Information theory, pattern recognition and neural networks”. In: *Proceedings of the 1st International Conference on Evolutionary Computation*. Cambridge University Press Cambridge, UK, 2003.
- [100] MATSUNAGA, V. Y. “Curso de Redes Neurais utilizando o MATLAB”, *Belém do Pará*, 2012.
- [101] MOHAMMAZADEH, A., SABZALIAN, M. H., CASTILLO, O., et al. *Neural Networks and Learning Algorithms in MATLAB*. Springer Nature, 2022.
- [102] RUMELHART, D. E., DURBIN, R., GOLDEN, R., et al. “Backpropagation: The basic theory”, *Backpropagation: Theory, architectures and applications*, pp. 1–34, 1995.
- [103] SETYAWAN, A., FIKRI, M., SUSENO, J., et al. “2D electrical resistivity imaging based on backpropagation artificial neural network”. In: *Journal of Physics: Conference Series*, v. 1217, p. 012001. IOP Publishing, 2019.
- [104] YU, X., EFE, M., KAYNAK, O. “A general backpropagation algorithm for feedforward neural networks learning”, *IEEE Transactions on Neural Networks*, v. 13, n. 1, pp. 251–254, 2002. doi: 10.1109/72.977323.
- [105] PENTTONEN, J., LEHTONEN, M. “Data Driven Analytical Modeling of Power Transformers”, 2016.

- [106] SINGH, A., SAXENA, N. “Data Science: Relationship with big data, data driven predictions and machine learning”. In: *2021 International Conference on Computational Performance Evaluation (ComPE)*, pp. 067–072. IEEE, 2021.
- [107] LOURAKIS, M. I., OTHERS. “A brief description of the Levenberg-Marquardt algorithm implemented by levmar”, *Foundation of Research and Technology*, v. 4, n. 1, pp. 1–6, 2005.
- [108] ABNT. “NBR ISO 17025: Requisitos Gerais para competência de laboratórios de ensaio e calibração, Rio de Janeiro”. 2017.
- [109] FILIPE, E., PELLEGRINO, O., BARATTO, A. C., et al. “Vocabulário Internacional de Metrologia - Conceitos fundamentais e gerais e termos associados - VIM 2012 (1a edição luso-brasileira, autorizada pelo BIPM, da 3a edição internacional do VIM - International Vocabulary of Metrology”, *Rio de Janeiro*, 2012.
- [110] COMMISSION, I. E., OTHERS. “IEC 61869-3: Instrument Transformers - Part 3 - Additional Requirements for Inductive Voltage Transformers”. 2011.
- [111] COMMISSION, I. E., OTHERS. “IEC 61869-2: Instrument transformers - Part 2 - Additional Requirements for Current Transformers”. 2012.
- [112] SATO, S., HARADA, T., HANAI, M. “IEC 60060-1 requirements in impulse current waveform parameters”, *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, v. 6, n. 1, 2006.
- [113] CROTTI, G., GALLO, D., GIORDANO, D., et al. “Frequency response of MV voltage transformer under actual waveforms”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 66, n. 6, pp. 1146–1154, 2017.
- [114] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Overcoming frequency response measurements of voltage transformers: An approach based on quasi-sinusoidal Volterra models”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 68, n. 8, pp. 2800–2807, 2018.
- [115] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Voltage transducers testing procedure based on the best linear approximation”. In: *2017 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6. IEEE, 2017.

- [116] FAIFER, M., LAURANO, C., OTTOBONI, R., et al. “Harmonic distortion compensation in voltage transformers for improved power quality measurements”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 68, n. 10, pp. 3823–3830, 2019.
- [117] ZACHOVALOVÁ, V. N., YOVCHEVA, A., DE AGUILAR, J. D., et al. “EM-PIR project TracePQM: Traceability routes for electrical power quality measurements”. In: *18th International Congress of Metrology*, p. 04001. EDP Sciences, 2017.
- [118] LATHI, B. P. *Sinais e sistemas lineares*. Bookman, 2006.
- [119] OPPENHEIM, A. V. *Sinais e sistemas*. Prentice-Hall, 2010.
- [120] SOUZA, L. A., DE BARROS E VASCONCELLOS, R., DE LIMA, A., et al. “Metrological analysis of voltage transducers under multi-harmonic signals”. In: *2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM)*, pp. 1–2, 2020. doi: 10.1109/CPEM49742.2020.9191867.
- [121] ZAMPILIS, R. R. N., PINTO, M. V. V., DE SOUZA, L. A. A., et al. “Method for Validation of Absolute Phase Angle Characterization in Wideband Current Shunts”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 71, pp. 1–7, 2022.
- [122] ANTUNES, F., LEÃO, R., SAMPAIO, R. *Harmônicos em sistemas elétricos*. Elsevier Brasil, 2014.
- [123] DE BARROS E VASCONCELLOS, R. T., DE LIMA, V. R., KÜRTEN IHLENFELD, W. G., et al. “Coaxial and Digital Impedance Bridges for Capacitance Measurements at the nF Range”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 66, n. 6, pp. 1553–1559, June 2017. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/TIM.2017.2662498.
- [124] KÜRTE IHLENFELD, W. G., DE BARROS E VASCONCELLOS, R. T. “A Digital Five-Terminal Impedance Bridge”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 66, n. 6, pp. 1546–1552, June 2017. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/TIM.2017.2659878.
- [125] RIBEIRO, A., MIMOSO, J., SOUSA, J., et al. “Uncertainty related with the use of linear regression analysis for the correction of calibrated instruments”. In: *Proceedings, XVII IMEKO World Congress*, pp. 22–27, 2003.

- [126] SVENSSON, S. *Power Measurement Techniques for Nonsinusoidal Conditions: The Significance of Harmonics for the Measurement of Power and Other AC Quantities*. Chalmers Tekniska Hogskola (Sweden), 1999.

Apêndice A

Expansão ortogonal de séries

Partindo-se da definição de ortogonalidade, caso a propriedade apresentada na equação (A.1) seja observada, o conjunto de funções $\phi_m(t)$ e $\phi_n(t)$ pode ser dito ortogonal. As funções $\phi_m(t)$ e $\phi_n(t)$ são ortogonais para o caso em que a integral é igual a zero, ou seja, $\phi_m(t) \perp \phi_n(t)$. A equação (A.2) apresenta condições mais restritivas. Caso elas também sejam atendidas, as funções são ditas ortonormais. As séries de Fourier são, por definição, funções ortonormais [73].

$$\int_0^{T_0} \phi_n(t) \phi_m(t) dt \begin{cases} = 0, & \forall n \neq m \\ \neq 0, & \forall n = m \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$\int_0^{T_0} \phi_n(t) \phi_m(t) dt = \begin{cases} 0, & \forall n \neq m \\ 1, & \forall n = m \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

A.1 Funções periódicas

A definição de uma função periódica $f(t)$, com frequência f_0 e período T_0 é dada por:

$$f(t) = f(t + T_0), \quad (\text{A.3})$$

onde T_0 é dado em segundos e f_0 em Hz, sendo $T_0 = 1/f_0$.

É importante dizer que uma função periódica pode ser classificada como par ou ímpar. Se a relação estabelecida pela equação (A.4) for verdadeira, pode-se dizer que $f(t)$ é par. Caso a relação apresentada pela equação (A.5) seja verdadeira, considera-se $f(t)$ uma função ímpar.

$$f(t) = f(-t), \quad (\text{A.4})$$

$$f(t) = -f(-t), \quad (\text{A.5})$$

Pode-se representar uma função arbitrária $f(t)$ pela soma das componentes par e ímpar, conforme apresentado na sequência:

$$f(t) = f_{par}(t) + f_{impar}(t), \quad (A.6)$$

onde:

$$f_{par}(t) = \frac{1}{2}f(t) + \frac{1}{2}f(-t) \quad (A.7)$$

$$f_{impar}(t) = \frac{1}{2}f(t) - \frac{1}{2}f(-t) \quad (A.8)$$

Vale mencionar que as funções $\cos(n\omega_0 t)$ e $\sin(n\omega_0 t)$ são, respectivamente, funções par e ímpar do tempo. Além disso, uma função periódica $f(t)$ tem simetria de meia onda quando a propriedade representada pela equação (A.9) é satisfeita:

$$f(t) = -f\left(t + \frac{T_0}{2}\right) \quad (A.9)$$

A.2 A Série de Fourier

O MDH faz uso das características das séries de Fourier e, por consequência, no desenvolvimento da metodologia proposta nesta tese. A representação por coeficientes complexos utilizada pelo MDH favorece a estruturação de dados para uso das RNA, assim como a montagem das matrizes para base de dados necessária ao treinamento. A utilização da ferramenta torna inteligível a adoção de uma variedade de sinais *single* ou *multi-tone*, de acordo com o objetivo da caracterização.

A.2.1 Forma Trigonométrica

A expansão em série de Fourier de um sinal periódico $f(t)$ de período T_0 pode ser obtida, em sua forma trigonométrica, por meio da expressão:

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)], \quad (A.10)$$

onde $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ e os coeficientes da série de Fourier consistem em:

$$a_0 = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) dt, \quad (A.11)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad (A.12)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt, \quad (\text{A.13})$$

Pode-se representar a equação (A.10) pela seguinte expressão:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (\text{A.14})$$

onde

$$A_0 = \frac{1}{2} a_0, \quad (\text{A.15})$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (\text{A.16})$$

$$\theta_n = \arctan \left(-\frac{b_n}{a_n} \right), \quad (\text{A.17})$$

Pela teoria de circuitos elétricos, sabe-se que o coeficiente A_0 refere-se à componente DC, enquanto A_n e θ_n dizem respeito à magnitude e ao ângulo da n -ésima componente harmônica.

A.2.2 Forma Exponencial

Um determinado harmônico n é descrito pelos coeficientes a_n e b_n ,

$$f(t) = a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \text{sen}(n\omega_0 t), \quad (\text{A.18})$$

Utilizando a fórmula de Euler e substituindo *sen* e *cos*, obtem-se a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} f_n(t) &= \frac{a_n}{2} (e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}) - j \frac{b_n}{2} (e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}) \\ &= C_n e^{jn\omega_0 t} + C_{-n} e^{-jn\omega_0 t}, \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

onde

$$C_n = \frac{1}{2} (a_n - j b_n) = C_{-n}^*, \quad (\text{A.20})$$

onde * significa complexo conjugado. Para $n = 0$ tem-se o caso especial em que:

$$C_0 = \frac{a_0}{2}. \quad (\text{A.21})$$

A n -ésima componente harmônica da equação A.2.2 também pode ser apresentada na forma polar por

$$C_n = |C_n| \angle \theta_n = \frac{1}{2} A_n \angle \theta_n, \quad (\text{A.22})$$

A equação (A.10) pode ser reescrita a partir de C_n

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (\text{A.23})$$

onde a série de Fourier é obtida em sua forma complexa. Os coeficientes complexos também podem ser obtidos a partir da solução da integral:

$$C_n = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (\text{A.24})$$

A representação da função contínua e periódica $f(t)$ é dada pela expressão (A.24).

A.2.3 Convoluções

No caso de funções contínuas, a convolução de duas funções é definida por um operador integral. Para o caso de funções discretas, define-se a convolução a partir de um somatório [73].

Convolução no domínio do tempo

Sejam duas funções contínuas $x(t)$ e $h(t)$. A convolução entre ambas é definida pela seguinte integração:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(\tau) d\tau. \quad (\text{A.25})$$

Em notação simbólica, tem-se a seguinte expressão:

$$y(t) = x(t) * h(t). \quad (\text{A.26})$$

A convolução no tempo-discreto de $x[n\Delta T]$ e $h[n\Delta T]$ é dada por:

$$y[n\Delta T] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[n\Delta T - m\Delta T] h[m\Delta T]. \quad (\text{A.27})$$

ou

$$y[n\Delta T] = x[n\Delta T] * h[n\Delta T]. \quad (\text{A.28})$$

Convoluções no domínio da frequência

Sejam as funções contínuas expressas por $F(\omega)$ e $H(\omega)$. A convolução no domínio da frequência entre ambas será dado por:

$$Y[\omega] = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega - v)H(v)dv. \quad (\text{A.29})$$

ou

$$Y(\omega) = F(\omega) \otimes H(\omega) \quad (\text{A.30})$$

A convolução na frequência-discreta de $F[n\omega_0]$ e $H[n\omega_0]$ é dada pela seguinte expressão:

$$Y[n\omega_0] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} F[n\omega_0 - m\omega_0]H(m\omega_0). \quad (\text{A.31})$$

ou

$$Y[n\omega_0] = F[n\omega_0] \otimes H[n\omega_0]. \quad (\text{A.32})$$

Apêndice B

Algoritmo de Levenberg-Marquardt

O algoritmo de *Levenberg-Marquardt* foi desenvolvido com o objetivo de minimizar funções que são somas quadráticas de outras funções não-lineares. Trata-se de uma variação do método de Newton, baseado na série de Taylor de 2ª ordem. O algoritmo mostra-se bastante adequado para utilização no treinamento das RNA, no qual o índice de desempenho é o erro quadrático médio (do inglês, *mean square error* - MSE) [61]. O algoritmo básico pode ser apresentado considerando que o índice de desempenho é uma soma quadrática. Sabe-se que o método de Newton para otimizar o índice de desempenho de $F(\mathbf{x})$ é dado por:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \mathbf{A}_k^{-1} \mathbf{g}_k, \quad (\text{B.1})$$

onde:

$$\mathbf{A}_k \equiv \nabla^2 F(\mathbf{x})|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} \quad e \quad \mathbf{g}_k \equiv \nabla F(\mathbf{x})|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k}. \quad (\text{B.2})$$

Considerando $F(\mathbf{x})$ como uma função de soma quadrática, tem-se:

$$F(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N v_i^2(\mathbf{x}) = \mathbf{v}^T(\mathbf{x}) \mathbf{v}(\mathbf{x}), \quad (\text{B.3})$$

onde o j -ésimo elemento do gradiente é:

$$[\nabla F(\mathbf{x})]_j = \frac{\partial F(\mathbf{x})}{\partial x_j} = 2 \sum_{i=1}^N v_i(\mathbf{x}) \frac{\partial v_i(\mathbf{x})}{\partial x_j}. \quad (\text{B.4})$$

Em sua forma matricial, o gradiente pode ser expresso por:

$$\nabla F(\mathbf{x}) = 2\mathbf{J}^T(\mathbf{x}) \mathbf{v}(\mathbf{x}) \quad (\text{B.5})$$

,

onde

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial v_1(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial v_1(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial v_1(\mathbf{x})}{\partial x_n} \\ \frac{\partial v_2(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial v_2(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial v_2(\mathbf{x})}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial v_N(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial v_N(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial v_N(\mathbf{x})}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

é a matriz Jacobiana. Em seguida, deseja-se encontrar a matriz Hessiana. O elemento k, j da matriz hessiana seria

$$[\nabla^2 F(\mathbf{x})]_{k,j} = \frac{\partial^2 F(\mathbf{x})}{\partial x_k \partial x_j} = 2 \sum_{i=1}^N \left[\frac{\partial v_i(\mathbf{x})}{\partial x_k} \frac{\partial v_i(\mathbf{x})}{\partial x_j} + v_i(\mathbf{x}) \frac{\partial^2 v_i(\mathbf{x})}{\partial x_k \partial x_j} \right]. \quad (\text{B.7})$$

A forma matricial da matriz Hessiana é dada por:

$$\nabla^2 F(\mathbf{x}) = 2\mathbf{J}^T(\mathbf{x})\mathbf{J}(\mathbf{x}) + 2\mathbf{S}(\mathbf{x}), \quad (\text{B.8})$$

onde

$$\mathbf{S}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N v_i(\mathbf{x}) \nabla^2 v_i(\mathbf{x}). \quad (\text{B.9})$$

Considerando que o termo $S(x)$ é pequeno, a matriz Hessiana pode ser aproximada por:

$$\nabla^2 F(\mathbf{x}) \cong 2\mathbf{J}^T(\mathbf{x})\mathbf{J}(\mathbf{x}). \quad (\text{B.10})$$

Substituindo as equações (B.5) e (B.10) na equação (B.1), o método *Gauss-Newton* pode ser obtido:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - [2\mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{J}(\mathbf{x}_k)]^{-1} 2\mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{v}(\mathbf{x}_k) \quad (\text{B.11})$$

$$= \mathbf{x}_k - [\mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{J}(\mathbf{x}_k)]^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{v}(\mathbf{x}_k). \quad (\text{B.12})$$

A principal vantagem do método de *Gauss-Newton* em relação ao método padrão de *Newton* consiste no fato de que não são necessários cálculos de derivadas segundas.

Uma questão ligada ao método de *Gauss-Newton* é que a matriz $\mathbf{H} = \mathbf{J}^T \mathbf{J}$ pode não ser invertível. O problema pode ser sanado utilizando-se uma aproximação da matriz Hessiana:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H} + \mu \mathbf{I}. \quad (\text{B.13})$$

Pode-se mostrar como obter o inverso da matriz, supondo que os autovalores e autovetores de $\mathbf{H}$ são $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ e $(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_n)$, respectivamente. Por conseguinte:

$$\mathbf{G}\mathbf{z}_i = [\mathbf{H} + \mu \mathbf{I}]\mathbf{z}_i = \mathbf{H}\mathbf{z}_i + \mu \mathbf{z}_i = \lambda_i \mathbf{z}_i + \mu \mathbf{z}_i = (\lambda_i + \mu) \mathbf{z}_i. \quad (\text{B.14})$$

A partir do desenvolvimento apresentado pela equação (B.14), pode-se concluir que os autovetores de $\mathbf{G}$ os mesmos de $\mathbf{H}$, e os autovalores de $\mathbf{G}$ são dados por $(\lambda_i + \mu)$. Define-se $\mathbf{G}$ positiva aumentando μ até que $(\lambda_i + \mu) > 0$ para todo i e, dessa forma, a matriz será invertível. Tal desenvolvimento leva ao algoritmo de *Levenberg-Marquardt* [61]:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - [\mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{J}(\mathbf{x}_k) + \mu_k \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{v}(\mathbf{x}_k) \quad (\text{B.15})$$

ou

$$\Delta \mathbf{x}_k = -[\mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{J}(\mathbf{x}_k) + \mu_k \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{v}(\mathbf{x}_k) \quad (\text{B.16})$$

Ao passo que μ_k aumenta, o algoritmo *Levenberg-Marquardt* se aproxima do algoritmo gradiente descendente com pequena taxa de aprendizado, ao mesmo tempo em que se aproxima do algoritmo *Gauss-Newton* quando μ_k é reduzido a zero:

$$\mathbf{x}_{k+1} \cong \mathbf{x}_k - \frac{1}{\mu_k} \mathbf{J}^T(\mathbf{x}_k)\mathbf{v}(\mathbf{x}_k) = \mathbf{x}_k - \frac{1}{2\mu_k} \nabla F(\mathbf{x}). \quad (\text{B.17})$$

Com tal estratégia, pode-se dizer que o algoritmo *Levenberg-Marquardt* fornece uma combinação eficiente entre a velocidade do método de Newton e a convergência do gradiente descendente.

Verificando a aplicação do algoritmo *Levenberg-Marquardt* ao treinamento de RNA multicamadas, cabe lembrar que o índice de desempenho adotado é o MSE, que é a soma dos erros quadráticos sobre os elementos “alvo”, tal qual a seguir:

$$F(\mathbf{x}) = \sum_{q=1}^Q (\mathbf{x}_q - \mathbf{a}_q)^T (\mathbf{x}_q - \mathbf{a}_q) = \sum_{q=1}^Q \mathbf{e}_q^T \mathbf{e}_q = \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{S^M} (e_{j,q})^2 = \sum_{i=1}^N (v_i)^2, \quad (\text{B.18})$$

onde $e_{j,q}$ é o j -ésimo elemento do erro para o q -ésimo par entrada/“alvo”. A equação (B.18) é equivalente ao índice de desempenho apresentado na equação (B.3), tornando possível a adaptação do algoritmo *Levenberg-Marquardt* para o treinamento de RNA. [61]

Apêndice C

Conceitos metrológicos básicos

C.1 Estimação de incertezas segundo o GUM

O documento “Guia para a Expressão de Incerteza de Medição”, parte integrante do JCGM 100:2008, conhecido como GUM, oferece orientações e referências para estimar as incertezas de medição [55]. Para facilitar o entendimento a respeito do tratamento de incertezas da modelagem, decidiu-se por apresentar os principais pontos da metodologia GUM, devido à sua utilização na estimação de incerteza dos sistemas de medição utilizados na caracterização metrológica dos transdutores de medição.

1. Definição do mensurando, das suas grandezas de entrada e do modelo de medição.

Ao realizar uma medição, a grandeza de saída é o mensurando, e este precisa estar definido com clareza. Adicionalmente, também devem ser definidas as grandezas de entrada que, direta ou indiretamente, influenciam na determinação do mensurando. Outro ponto importante é definir o modelo de medição, ou seja, a equação de medição que resulta no mensurando a partir das grandezas de entrada. A equação C.1 apresenta um exemplo onde o mensurando y representa uma função de medição com as seguintes grandezas de entrada: x_1, x_2, x_3, x_4 .

$$y = f(x_1, x_2, x_3, x_4) = \frac{x_1(x_2 + x_3)}{x_4^2} \quad (\text{C.1})$$

2. Estimação da incerteza das grandezas de entrada.

De acordo com o GUM, as incertezas podem ser classificadas como dois tipos: “Tipo A”, obtidas a partir de análise estatística das medições; e “Tipo B”, determinadas a partir de certificados de calibração, informações de manual ou

da experiência pessoal do metrologista. A seção C.2 desse apêndice apresenta as definições formais do VIM [109] para tais conceitos.

Segundo orientação do GUM, incertezas do tipo A são estimadas pelo desvio padrão da média. Uma incerteza $u(x)$ devido à repetibilidade de um conjunto de n medições da grandeza x pode ser expressa da seguinte forma:

$$u(x) = s(\bar{x}) = \frac{s(x)}{\sqrt{n}}, \quad (\text{C.2})$$

onde $\bar{x}$ é média das n medições e $s(x)$ é seu desvio padrão e $s(\bar{x})$ é o desvio padrão da média. É importante destacar que a estimação das incertezas do tipo B necessitam de uma análise baseada em observações científicas do procedimento e do aparato de medição [56].

3. Propagação de incertezas.

A metodologia GUM baseia-se na lei de propagação de incertezas. Derivada de um conjunto de aproximações para simplificação dos cálculos, é válida para uma ampla gama de modelos de medição [55]. A aproximação é viável tendo em vista que as incertezas apresentam ordens consideravelmente inferiores quando comparadas ao valor das grandezas. Sendo assim, o tratamento de um modelo onde o mensurando y é expresso em função de N variáveis $x_1, \dots, x_N$, dado pela equação C.3, consiste na expressão geral para propagação de incertezas dado pela equação C.4.

$$y = f(x_1, \dots, x_N) \quad (\text{C.3})$$

$$u_y^2 = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u_{x_i}^2 + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) \left(\frac{\partial f}{\partial x_j} \right) \text{cov}(x_i, x_j) \quad (\text{C.4})$$

onde u_i é a incerteza padrão combinada para o mensurando y e u_{x_i} é a incerteza para a i -ésima variável de entrada. Para o caso onde não exista a correlação entre as entradas, a equação C.4 pode ser simplificada e escrita como

$$u_y^2 = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u_{x_i}^2. \quad (\text{C.5})$$

4. Avaliação da incerteza expandida.

O resultado fornecido pela equação C.5 consiste em um intervalo correspondente a um único desvio padrão, contendo aproximadamente 68.2% das medições. Visando aumentar o nível de confiança do resultado, a orientação do

GUM é expandir este intervalo por meio da distribuição *t de student*. A equação C.6 apresenta a fórmula Welch-Satterthwaite, que permite estimar os graus de liberdade efetivos v_{eff} para distribuição-t.

$$v_{eff} = \frac{u_y^4}{\sum_{i=1}^N \frac{u_{x_i}^4}{v_{x_i}}} \quad (C.6)$$

Estimados os graus de liberdade v_{eff} , pode-se definir o fator de abrangência k , que para cada distribuição corresponde a uma probabilidade de abrangência específica. A incerteza expandida pode ser então estimada por meio da equação C.7.

$$U_y = k u_y. \quad (C.7)$$

C.2 Definições do VIM

Apresenta-se alguns termos e conceitos metrológicos básicos, os quais são utilizados ao longo do desenvolvimento desta tese. As definições apresentadas são extraídas, integralmente, do VIM [109].

C.2.1 Exatidão de medição

“Grau de concordância entre um valor medido e um valor verdadeiro dum mensurando.”

C.2.2 Precisão de medição

“Grau de concordância entre indicações ou valores medidos, obtidos por medições repetidas, no mesmo objeto ou em objetos similares, sob condições especificadas.”

C.2.3 Erro de medição

“Diferença entre o valor medido duma grandeza e um valor de referência.”

C.2.4 Erro sistemático

“Componente do erro de medição que, em medições repetidas, permanece constante ou varia de maneira previsível.”

C.2.5 Erro Aleatório

“Componente do erro de medição que, em medições repetidas, varia de maneira imprevisível.”

C.2.6 Correção

“Compensação dum efeito sistemático estimado.”

C.2.7 Repetibilidade de medição

“Precisão de medição sob um conjunto de condições de repetibilidade (Condição de medição num conjunto de condições, as quais incluem o mesmo procedimento de medição, os mesmos operadores, o mesmo sistema de medição, as mesmas condições de operação e o mesmo local, assim como medições repetidas no mesmo objeto ou em objetos similares durante um curto período de tempo).”

C.2.8 Reprodutibilidade de medição

“Precisão de medição conforme um conjunto de condições de reprodutibilidade (Condição de medição num conjunto de condições, as quais incluem diferentes locais, diferentes operadores, diferentes sistemas de medição e medições repetidas no mesmo objeto ou em objetos similares).”

C.2.9 Comparabilidade metrológica

“Comparabilidade de resultados de medição que, para grandezas duma dada natureza, são rastreáveis metrologicamente à mesma referência.”

C.2.10 Método de medição

“A descrição genérica duma organização lógica de operações utilizadas na realização duma medição.”

C.2.11 Incerteza de medição

“Parâmetro não negativo que caracteriza a dispersão dos valores atribuídos a um mensurando, com base nas informações utilizadas.”

C.2.12 Avaliação do Tipo A da incerteza de medição

“Avaliação duma componente da incerteza de medição por uma análise estatística dos valores medidos, obtidos sob condições definidas de medição.”

C.2.13 Avaliação do Tipo B da incerteza de medição

“Avaliação duma componente da incerteza de medição determinada por meios diferentes daquele adotado para uma avaliação do Tipo A da incerteza de medição.”

C.2.14 Incerteza-padrão

“Incerteza de medição expressa na forma dum desvio-padrão.”

C.2.15 Incerteza-padrão combinada

“Incerteza-padrão obtida ao se utilizarem incertezas-padrão individuais associadas às grandezas de entrada num modelo de medição.”

C.2.16 Balanço de incerteza

“Formulação e apresentação duma incerteza de medição e de suas componentes, assim como de seu cálculo e combinação.”

C.2.17 Incerteza de medição expandida

“Produto duma incerteza-padrão combinada por um fator maior do que o número um.”

C.2.18 Intervalo de abrangência

“Intervalo, baseado na informação disponível, que contém o conjunto de valores verdadeiros de um mensurando, com uma probabilidade determinada.”

C.2.19 Calibração

“Operação que estabelece, sob condições especificadas, numa primeira etapa, uma relação entre os valores e as incertezas de medição fornecidos por padrões e as indicações correspondentes com as incertezas associadas; numa segunda etapa, utiliza esta informação para estabelecer uma relação visando a obtenção dum resultado de medição a partir duma indicação.”

C.2.20 Rastreabilidade metrológica

“Propriedade dum resultado de medição pela qual tal resultado pode ser relacionado a uma referência através duma cadeia ininterrupta e documentada de calibrações, cada uma contribuindo para a incerteza de medição.”

C.2.21 Sistema de medição

“Conjunto dum ou mais instrumentos de medição e frequentemente outros dispositivos, compreendendo, se necessário, reagentes e insumos, montado e adaptado para fornecer informações destinadas à obtenção dos valores medidos, dentro de intervalos especificados para grandezas de naturezas especificadas.”

C.2.22 Transdutor de medição

“Dispositivo, utilizado em medição, que fornece uma grandeza de saída, a qual tem uma relação especificada com uma grandeza de entrada.”

C.2.23 Classe de exatidão

“Classe de instrumentos de medição ou de sistemas de medição que satisfazem requisitos metrológicos estabelecidos, destinados a manter os erros de medição ou as incertezas de medição instrumentais dentro de limites especificados, sob condições de funcionamento especificadas.”

C.2.24 Padrão de medição de referência

“Padrão de medição estabelecido para a calibração de outros padrões de grandezas da mesma natureza numa dada organização ou num dado local.”

Apêndice D

Sistemas de medição - suplementário

D.1 Ponte de medição de impedância (DigBrid)

Uma ponte de medição em quadratura digital foi desenvolvida no Inmetro para medições de impedância e parâmetros auxiliares, tanto em fase quanto em quadratura, apresentando tempo de calibração reduzido [124]. A DigBrid é capaz de realizar comparações em fase (como impedâncias) ou em quadratura. Essa configuração pode comparar resistores AC com capacitores ou qualquer par de impedâncias de quatro terminais em uma ampla faixa de frequência, de 50 Hz a 3 kHz. Valores de impedância de cerca de 1 nF a 1 μ F ou de 10 Ω a 100 k Ω podem ser medidos. Esse trabalho pioneiro do Inmetro em pontes de impedância digital foi feito utilizando geradores digitais de dupla onda senoidal alimentando um braço de duas impedâncias a serem comparadas. A DigBrid difere de outros desenvolvimentos por sua regulação digital adaptativa de fase, que é realizada digitalmente por meio do controle de frequência adaptável digital DDSs para alcançar o equilíbrio da ponte. As relações de tensão são medidas por amostragem de sinal síncrono com um voltímetro de amostragem digital de alta resolução.

A Figura D.1 apresenta um diagrama esquemático simplificado da configuração de medição do DigBrid. As fontes ACX e ACP são responsáveis por fornecer sinais de tensão para a impedância em teste Z_X e a impedância padrão Z_S , que pode ser uma capacitância ou uma resistência AC. Tanto o ACX quanto o ACP são controlados pelo multiplexador, contendo todos os amplificadores, microcontrolador e relés (partes analógicas e digitais). O rastreamento de tensão em amplitude e fase entre as duas fontes AC é executado para neutralizar as flutuações de tensão devido à sua inerente instabilidade de amplitude ao longo do tempo. O DDSF gera a frequência de amostragem do multiplexador a partir do sinal DMM 10 MHz. DDSX e DDSP geram a frequência de clock de 32,333 MHz do sinal sintetizado pelas fontes ACX e ACP, respectivamente. O contador está vinculado a um padrão de tempo

de césio de 10 MHz e mede a frequência do sinal sintetizado pela fonte ACP. O equilíbrio da ponte é obtido controlando a amplitude e a mudança de fase dos sinais sintetizados digitalmente. Mais detalhes sobre a construção, operação e incertezas da ponte podem ser encontrados em [123] e [124].

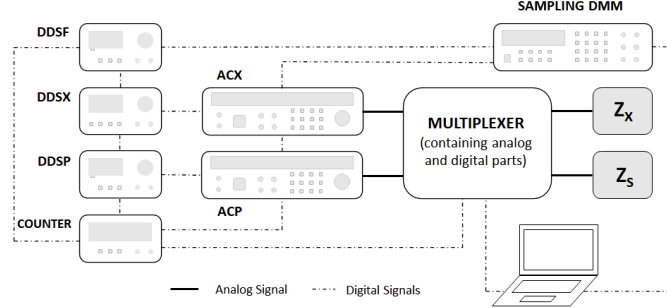


Figura D.1: Diagrama esquemático simplificado do *setup* de medição da DigBrid.

D.2 Sistema de Medição Multi-harmônico (SMMH)

D.2.1 Modos de amostragem do digitalizador DMM 3458A

O DMM 3458A possui três modos de amostragem:

- DC Voltage (DCV): o modo DCV é o modo básico de medição DC, onde o DMM 3458A tem sua melhor performance em termos de exatidão. Apesar de sua largura de banda ser de 150 kHz, com frequência de amostragem máxima de 100 kSa/s, sua melhor condição de operação se concentra na faixa de frequência limitada em 10 kHz, onde se consegue incertezas da ordem de unidades de 10^6 . A relação entre a taxa de amostragem e o tempo de abertura são definidos pelo seu conversor analógico-digital de integração, cujo tempo de abertura é selecionável entre 500 ns e 1 s. Outra característica importante é que o modo DCV garante uma alta impedância de entrada da ordem de *gigaohms*, fator que minimiza o efeito de carga quando da utilização de transdutores na aquisição dos sinais.

- Direct Sampling (DSDC): o modo DSDC se utiliza de um tempo abertura fixo de 2 ns e utiliza uma técnica que congela o sinal em um instante de amostragem e, então, o digitaliza por um conversor A/D integrador. O pequeno tempo de abertura garante uma largura de banda bem superior ao modo DCV. Porém, o modo DSDC apresenta ruído mais elevado e resolução reduzida mesmo para sinais em frequências mais baixas. A impedância de entrada neste modo é da ordem de 1 M ω , fator que torna o efeito de carga do DMM no secundário do transdutor consideravelmente significativo.

- Sub-Sampling (SSDC): o modo SSDC usa o mesmo tipo de circuito do modo DSDC. Utiliza-se da técnica de amostragem de tempo equivalente e, por consequên-

cia, é capaz de estender a taxa de amostragem para até 100 MSa/s, propiciando uma largura de banda de até dezenas de MHz. Entretanto, além das questões apresentadas para o modo DSDC, a amostragem de tempo equivalente requer sinal periódico perfeitamente estável sem a presença de interharmônicos.

D.2.2 Faixas de entrada de dos DMMs

O DMM 3458A admite tensões de entrada dentro de um intervalo de dezenas de mV até 1000 V, dividido em cinco faixas de operação, que diferem em nível de tensão, resolução e impedância de entrada. Conforme apresentado em [126], o DMM 3458A possui melhor desempenho em diversos aspectos na faixa de 10 V. Conforme exposto na descrição do modo DCV, para a faixa citada, o DMM garante impedância de entrada de ordem superior a 10 gigaohms, característica que minimiza o efeito de carga junto aos transdutores na aquisição. A resolução de 100 nV atende aos objetivos de obtenção de correções e incertezas na ordem de unidades em 10^6 .

D.2.3 Defasamento entre os DMMs

O DMM 3458A possui algumas pequenas incorreções no que tange à base tempo que podem influenciar no nível de exatidão do desenvolvimento proposto para determinação do defasamento entre os sinais medidos. Embora o *clock* do DMM 3458A seja baseado em um cristal de quartzo preciso com temperatura compensada [126], quando se utiliza a amostragem simultânea de sinais, algumas outras questões se apresentam, tais quais a diferença entre as bases de tempo de referência dos dois multímetros. Por menor que seja, pensando-se numa aquisição de considerável quantidade de dados, tal problema pode se acumular dentro de um trem de amostras. Ainda que se utilize a premissa de realizar o *trigger* a cada ciclo, outro problema pode surgir, que diz respeito à variação inerente ao acionamento do *trigger*.

Tais complicações somam-se a características individuais de cada DMM 3458A como a variação do jitter [117, 126], a latência, exatidão e a incerteza do acionamento do *trigger*, a largura de banda de cada faixa, a flutuação do tempo de abertura, entre outros, e implicam na necessidade de uma investigação referente à identificação das diferenças de operação dos dois instrumentos, assim como suas pequenas contribuições individuais. Implementações em *Labview* específicas dentro do software de operação e o mapeamento da diferença de acionamento dos dois *clocks*, imediatamente antes da execução de uma série de trem de amostras, a qual é denominada *preset*, e é realizada contendo apenas os dois DMMs no circuito, são as ações iniciais propostas para investigação do problema. Outras questões como erros de quantização, possíveis não-linearidades das faixas dos multímetros, ruído, precisão para diferentes níveis dentro da faixa, que podem influenciar não apenas

em um erro do ângulo de fase do transdutor sob teste, mas na amplitude dos sinais single e multitone aplicados.

D.2.4 Aquisição de dados do SMMH

Analisando-se o diagrama esquemático apresentado na figura 3.8, pode-se notar a interligação entre a instrumentação e o PC por meio de uma conexão tracejada. Através de um conector USB, utiliza-se uma interface USB-GPIB para realizar a comunicação e o controle do gerador de sinais, do dispositivo para controle de trigger externo e dos DMMs 3458A. Dadas as necessidades evidentes de automação do SMMH, aliada ao nível de controle sobre a exatidão das medições e detalhamento inerente à aquisição de sinais distorcidos para dentro de uma análise com abordagem *multitone*, foi desenvolvido um software básico para operação e controle dos multímetros 3458A, na plataforma *LabView*, da National Instruments.