

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Denise Fonseca Resende**

**Equalização Adaptativa de Transformadores de Medição para Aplicações em  
Qualidade de Energia Elétrica**

Juiz de Fora

2024

Denise Fonseca Resende

Equalização Adaptativa de Transformadores de Medição para Aplicações em  
Qualidade de Energia Elétrica

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração em Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Dr. Sc. Carlos Augusto Duque

Coorientador: Dr. Eng. Erivelton Geraldo Nepomuceno

Juiz de Fora

2024

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Resende, Denise Fonseca.

Equalização Adaptativa de Transformadores de Medição para Aplicações  
em Qualidade de Energia Elétrica / Denise Fonseca Resende. – 2024.

139 f. : il.

Orientador: Carlos Augusto Duque

Coorientador: Erivelton Geraldo Nepomuceno

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, . PROGRAMA  
DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2024.

1. Equalização adaptativa de canal. 2. Equalização cega. 3. Transformadores de instrumentação. 4. Qualidade de energia elétrica. I. Duque, Carlos Augusto, orient. II. Nepomuceno, Erivelton Geraldo, coorient. III. Título.

**Denise Fonseca Resende**

**Equalização Adaptativa de Transformadores de Medição para Aplicações em Qualidade de Energia Elétrica**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 22 de março de 2024.

**BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Dr. Carlos Augusto Duque** - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Erivelton Geraldo Nepomuceno** - Coorientador

Maynooth University

**Profa. Dra. Mariane Rembold Petraglia**

Universidade Federal do Rio de Janeiro

**Prof. Dr. Antônio Carlos Siqueira de Lima**

Universidade Federal do Rio de Janeiro

**Prof. Dr. Leandro Rodrigues Manso Silva**

**Prof. Dr. Marcelo Antônio Alves Lima**

Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 19/02/2024.



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Augusto Duque, Coordenador(a)**, em 22/03/2024, às 16:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Leandro Rodrigues Manso Silva, Professor(a)**, em 22/03/2024, às 16:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Erivelton Geraldo Nepomuceno, Usuário Externo**, em 22/03/2024, às 16:43, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Mariane Rembold Petraglia, Usuário Externo**, em 24/03/2024, às 18:24, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Antonio Alves Lima, Professor(a)**, em 25/03/2024, às 21:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Antonio Carlos Siqueira de lima, Usuário Externo**, em 22/04/2024, às 15:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf ([www2.ufjf.br/SEI](http://www2.ufjf.br/SEI)) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1708880** e o código CRC **AD1D211D**.

À toda minha família e aos meus amigos.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a DEUS, que em sua imensa sabedoria e dentro do seu tempo, sempre conduziu meu caminho.

À minha filha, Luísa, pelo amor que me incentivou a vencer esta etapa.

Ao meu marido, Neimar, agradeço pela ajuda, incentivos, compreensão e carinho.

Ao meu irmão, Diego, minha eterna saudade.

Aos meus pais, Nida e Tarcísio, que sempre me apoiaram e acreditaram em mim.

A todos os familiares pelo apoio e orações ao longo desses anos.

Ao professor Duque pela orientação. Um exemplo de paciência e compreensão. Com sua sabedoria tornou tudo mais simples e agradável. Agradeço por me ensinar tanto.

Ao professor Erivelton pela coorientação. O senhor esteve presente em todos os momentos acadêmicos que vivi, agradeço pela parceria e motivação.

Aos meus amigos pelas conversas e incentivos.

À banca examinadora, por terem paciência e dedicação com este trabalho.

Agradeço à Capes, pelo apoio financeiro.

Agradeço também à UFJF, NIPS e ao INERGE.

Enfim, a todos que de alguma forma contribuíram na conclusão deste trabalho.

“Uma mente que se abre a uma nova ideia  
jamais voltará ao seu tamanho original.”

Albert Einstein.



## RESUMO

Este trabalho apresenta uma proposta para implementar um esquema de equalização cega em transformadores de instrumentação, visando a correção de medições harmônicas por meio da aplicação de técnicas de filtragem adaptativa e algoritmos genéticos. A equalização adaptativa cega, também conhecida como deconvolução, é uma tarefa desafiadora, mas tem se destacado recentemente como uma ferramenta promissora para casos em que não se tem acesso direto ou conhecimento prévio do sinal de interesse em um sistema. Nos sistemas de potência, os sinais capturados nos transformadores de medição (como os de tensão e corrente) são originalmente senoidais, mas podem ser distorcidos por harmônicos e ruído branco. Esses transformadores, em geral, introduzem distorções significativas, principalmente em componentes de ordem harmônica elevada. Transformadores com uma resposta constante na banda de frequência de interesse (até o harmônico de ordem 50, por exemplo) são muito caros. A maioria dos métodos discutidos na literatura para corrigir a resposta em frequência de transdutores é baseada no domínio da frequência e requer testes em laboratório, o que dificulta a equalização de transdutores já instalados. Além disso, a resposta em frequência desses transformadores é influenciada por fatores como temperatura e impedância de carga, tornando o processo de calibração em laboratório muitas vezes inadequado. Portanto, uma abordagem de equalização cega online se mostra crucial para a medição harmônica. No entanto, muitos modelos de transformadores possuem resposta em frequência com ganho zero em frequências específicas, dificultando o uso de filtros adaptativos do tipo FIR (Resposta ao Impulso Finito). Para contornar esse obstáculo, um filtro com um polo fixo é introduzido no processo de equalização, e a localização desse polo é identificada por meio de algoritmos genéticos (AG). Assim, algoritmos adaptativos baseados em filtros FIR, como Mínimos Quadrados Médios (LMS) ou Mínimos Quadrados Recursivos (RLS), podem ser aplicados no processo de equalização. Além disso, para que métodos convencionais possam ser empregados na equalização dos medidores de corrente e tensão, é necessário pré-processar o sinal. Este estudo conseguiu adaptar as técnicas comumente utilizadas na equalização de sistemas de comunicação de dados, superando as dificuldades específicas, a fim de tornar viável a sua aplicação na equalização de transdutores de corrente e tensão em sistemas de distribuição e transmissão de energia apresentando resultados promissores na correção de erros dos transformadores de instrumentação.

Palavras-chave: Equalização Cega. Transformadores de Instrumentação. Algoritmos Genéticos. Qualidade de Energia Elétrica. Estimação Harmônica. Filtros Adaptativos.

## ABSTRACT

This work presents a proposal to implement a blind equalization scheme in instrumentation transformers, aiming to correct harmonic measurements through the application of adaptive filtering techniques and genetic algorithms. Blind adaptive equalization, also known as deconvolution, is a challenging task but has recently emerged as a promising tool for cases where there is no direct access or prior knowledge of the signal of interest in a system. In power systems, the signals captured in measurement transformers (such as voltage and current transformers) are originally sinusoidal but can be distorted by harmonics and white noise. These transformers generally introduce significant distortions, especially in high-order harmonic components. Transformers with a constant response in the frequency band of interest (up to the 50th harmonic, for example) are very expensive. Most methods discussed in the literature for correcting the frequency response of transducers are based on the frequency domain and require laboratory testing, making it impractical for equalizing already installed transducers. Furthermore, the frequency response of these transformers is influenced by factors such as temperature and load impedance, often making the laboratory calibration process inadequate. Therefore, a real-time blind equalization approach is crucial for harmonic measurement. However, many transformer models have zero gain frequency response at specific frequencies, making it challenging to use adaptive FIR (Finite Impulse Response) filters. To overcome this obstacle, a filter with a fixed pole is introduced into the equalization process, and the pole's location is identified through genetic algorithms (GA). Thus, adaptive algorithms based on FIR filters, such as Least Mean Squares (LMS) or Recursive Least Squares (RLS), can be applied in the equalization process. Additionally, for conventional methods to be employed in equalizing current and voltage meters, signal preprocessing is necessary. This study successfully adapted techniques commonly used in data communication systems equalization, overcoming specific challenges, in order to make their application viable in current and voltage transducers equalization in power distribution and transmission systems, presenting promising results in correcting errors of instrumentation transformers.

Keywords: Blind Equalization. Instrumentation Transformers. Genetic Algorithms. Power Quality. Harmonic Estimation. Adaptive Filters.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquema de Conexão de um Transformador de Corrente . . . . .	23
Figura 2 – Circuito Equivalente de um Transformador de Corrente . . . . .	25
Figura 3 – Circuito Equivalente de um TC Referido ao Secundário . . . . .	25
Figura 4 – Esquema de Conexão de um Transformador de Potencial . . . . .	26
Figura 5 – Circuito Equivalente de um TP Referido ao Secundário . . . . .	27
Figura 6 – Classe de Equalização de Canais . . . . .	38
Figura 7 – Metodologia para Equalização Adaptativa Não-Cega . . . . .	38
Figura 8 – Diagrama de Polos e Zeros . . . . .	39
Figura 9 – Extração do Ruído . . . . .	40
Figura 10 – Circuito Equivalente - Transformador de Potencial Indutivo . . . . .	41
Figura 11 – Resposta em Frequência Ideal . . . . .	42
Figura 12 – Resposta em Frequência . . . . .	43
Figura 13 – Resposta em Frequência - Detalhe . . . . .	44
Figura 14 – Filtro de Erro Preditor Linear à Frente . . . . .	46
Figura 15 – Classe de Equalização de Canais . . . . .	47
Figura 16 – Metodologia para Equalização Adaptativa Cega . . . . .	49
Figura 17 – Fluxograma da Equalização Cega e Não-Cega com AG . . . . .	51
Figura 18 – Região dos Polos . . . . .	52
Figura 19 – Tratamento Estatístico dos Casos Simulados . . . . .	58
Figura 20 – Caso 1. Circuito Equivalente . . . . .	58
Figura 21 – Caso 1. Resposta em Frequência . . . . .	59
Figura 22 – Caso 1. Diagrama de Polos e Zeros . . . . .	60
Figura 23 – Caso 1. Evolução Algoritmo Genético . . . . .	61
Figura 24 – Caso 1. Resposta em Frequência com Equalização . . . . .	62
Figura 25 – Caso 1. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Não-Cega . . . . .	64
Figura 26 – Caso 1. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Cega . . . . .	66
Figura 27 – Caso 1. Erro Total do Vetor - TVE . . . . .	67
Figura 28 – Caso 2. Circuito Equivalente . . . . .	68
Figura 29 – Caso 2. Resposta em Frequência . . . . .	69
Figura 30 – Caso 2. Diagrama de Polos e Zeros . . . . .	69
Figura 31 – Caso 2. Evolução Algoritmo Genético . . . . .	71
Figura 32 – Caso 2. Resposta em Frequência com Equalização . . . . .	72
Figura 33 – Caso 2. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Não-Cega . . . . .	74
Figura 34 – Caso 2. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Cega . . . . .	77
Figura 35 – Caso 2. Erro Total do Vetor - TVE . . . . .	79
Figura 36 – Caso 3. Circuito Equivalente . . . . .	79
Figura 37 – Caso 3. Resposta em Frequência . . . . .	80

Figura 38 – Caso 3. Diagrama de Polos e Zeros . . . . .	81
Figura 39 – Caso 3. Evolução Algoritmo Genético . . . . .	82
Figura 40 – Caso 3. Resposta em Frequência com Equalização . . . . .	83
Figura 41 – Caso 3. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Não-Cega . . . . .	85
Figura 42 – Caso 3. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Cega . . . . .	87
Figura 43 – Caso 3. Erro Total do Vetor - TVE . . . . .	88
Figura 44 – Caso 4. Circuito Equivalente . . . . .	88
Figura 45 – Caso 4. Resposta em Frequência . . . . .	89
Figura 46 – Caso 4. Diagrama de Polos e Zeros . . . . .	90
Figura 47 – Caso 4. Evolução Algoritmo Genético . . . . .	91
Figura 48 – Caso 4. Resposta em Frequência com Equalização . . . . .	92
Figura 49 – Caso 4. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Não-Cega . . . . .	94
Figura 50 – Caso 4. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Cega . . . . .	96
Figura 51 – Caso 4. Erro Total do Vetor - TVE . . . . .	97
Figura 52 – Tratamento Estatístico dos Casos Reais . . . . .	98
Figura 53 – Configuração de Aquisição . . . . .	99
Figura 54 – Configuração Experimental e Aquisição do Sinal . . . . .	100
Figura 55 – Caso 5. Evolução Algoritmo Genético . . . . .	101
Figura 56 – Caso 5. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Não-Cega . . . . .	103
Figura 57 – Caso 5. Erro Total do Vetor - TVE . . . . .	104
Figura 58 – Caso 6. Evolução Algoritmo Genético . . . . .	105
Figura 59 – Caso 6. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Cega . . . . .	107
Figura 60 – Caso 6. Erro Total do Vetor - TVE . . . . .	108
Figura 61 – Comparação: Caso 1 (Não-Cego) X Caso 5. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Não-Cega . . . . .	109
Figura 62 – Comparação: Caso 1 (Não-Cego) X Caso 5 - TVE . . . . .	110
Figura 63 – Comparação: Caso 1 (Cego) X Caso 6. Resposta de Magnitude e Fase - Equalização Cega . . . . .	111
Figura 64 – Comparação: Caso 1 (Cego) X Caso 6 - TVE . . . . .	112
Figura 65 – Equalização Online . . . . .	113
Figura 66 – Caso 1. Filtro Inverso . . . . .	114
Figura 67 – Caso 1. Taxa de Erro Filtro Inverso . . . . .	115
Figura 68 – Caso 2. Filtro Inverso . . . . .	116
Figura 69 – Caso 2. Taxa de Erro Filtro Inverso . . . . .	116
Figura 70 – Classe de Identificação . . . . .	137
Figura 71 – Classe de Equalização de Canais . . . . .	137
Figura 72 – Classe de Predição . . . . .	138
Figura 73 – Classe de Interferência . . . . .	138

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classe de Exatidão dos TCs . . . . .	24
Tabela 2 – Classe de Exatidão dos TPs . . . . .	27
Tabela 3 – Caso 1. Polos Encontrados pelo AG . . . . .	60
Tabela 4 – Caso 1. Erros de magnitude e de fase - Equalização Não-Cega . . . . .	63
Tabela 5 – Caso 1. Erros de magnitude e de fase - Equalização Cega . . . . .	65
Tabela 6 – Caso 2. Polos Encontrados pelo AG . . . . .	70
Tabela 7 – Caso 2. Erros de magnitude e de fase - Equalização Não-Cega . . . . .	73
Tabela 8 – Caso 2. Erros de magnitude e de fase - Equalização Cega . . . . .	76
Tabela 9 – Caso 3. Polos Encontrados pelo AG . . . . .	81
Tabela 10 – Caso 3. Erros de magnitude e de fase - Equalização Não-Cega . . . . .	84
Tabela 11 – Caso 3. Erros de magnitude e de fase - Equalização Cega . . . . .	86
Tabela 12 – Caso 4. Polos Encontrados pelo AG . . . . .	90
Tabela 13 – Caso 4. Erros de magnitude e de fase - Equalização Não-Cega . . . . .	93
Tabela 14 – Caso 4. Erros de magnitude e de fase - Equalização Cega . . . . .	95
Tabela 15 – Caso 5. Polos Encontrados pelo AG . . . . .	101
Tabela 16 – Caso 5. Erros de magnitude e de fase - Equalização Não-Cega . . . . .	102
Tabela 17 – Caso 6. Polos Encontrados pelo AG . . . . .	105
Tabela 18 – Caso 6. Erros de magnitude e de fase - Equalização Cega . . . . .	106

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SEP	Sistemas Elétricos de Potência
QEE	Qualidade de Energia Elétrica (do inglês, <i>Power Quality</i> )
SG	Redes Elétricas Inteligentes (do inglês, <i>Smart Grids</i> )
LMS	Mínimos Quadrados Médio (do inglês, <i>Least-Mean-Square</i> )
RLS	Mínimos Quadrados Recursivo (do inglês, <i>Recursive Least-Square</i> )
FP	Fator de Potência
GD	Geração Distribuída
PMU	Unidades de Medição Fasorial (do inglês, <i>phasor measurement units</i> )
POW	Ponta-na-Onda (do inglês, <i>Point-On-Wave</i> )
MU	Unidades de Fusão (do inglês, <i>Merging Units</i> )
TCs	Transformadores de Corrente
TPs	Transformadores de Potencial
TIs	Transformadores de Instrumentação
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
NBR	Norma Brasileira
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
FIR	Resposta ao Impulso Finita (do inglês, <i>Finite Impulse Response</i> )
IIR	Resposta ao Impulso Infinita (do inglês, <i>Infinite Impulse Response</i> )
ISI	Interferência Intersimbólica (do inglês, <i>Intersymbol Interference - ISI</i> )
FFT	Transformada Rápida de Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i> )
SOS	Estatísticas de Segunda Ordem (do inglês, <i>Second Order Statistics</i> )
HOS	Estatísticas de Ordem Superior (do inglês, <i>High-Order Statistics</i> )
SISO	Entrada Única e Saída Única (do inglês, <i>single input single output</i> )
LPE	Erro de Predição Linear (do inglês, <i>linear prediction error</i> )
WSS	Estacionários de Sentido Amplo (do inglês, <i>Wide-Sense Stationary</i> )
MSE	Erro Quadrático Médio (do inglês, <i>Mean Square Error</i> )
AG	Algoritmo Genético (do inglês, <i>Genetic Algorithm</i> )
TVE	Erro Total do Vetor (do inglês, <i>Total Vector Error</i> )
RLC	Resistivo, Indutivo, Capacitivo
AT	Alta Tensão
MT	Média Tensão
FPGA	Arranjo de Porta Programável em Campo (do inglês, <i>Field-Programmable Gate Array</i> )
RNA	Redes Neurais Artificiais (do inglês, <i>Artificial Neural Networks</i> )
SNR	Relação sinal-ruído (do inglês, <i>Signal to Noise Ratio</i> )
PSD	Densidade Espectral de Potência (do inglês, <i>Power Spectral Density</i> )
ML	Aprendizado de Máquina (do inglês <i>Machine Learning</i> )
AWGN	Ruído Gaussiano Aditivo Branco (do inglês <i>Additive White Gaussian Noise</i> )

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>14</b>
1.1	Publicações Decorrentes do Trabalho . . . . .	20
1.2	Estrutura do Texto . . . . .	20
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>	<b>21</b>
2.1	Transformadores de Instrumentação . . . . .	21
<b>2.1.1</b>	<b>Transformador de Corrente . . . . .</b>	<b>23</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Transformador de Tensão . . . . .</b>	<b>25</b>
2.2	Estado da Arte . . . . .	28
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA PROPOSTA . . . . .</b>	<b>35</b>
3.1	Equalização Adaptativa Não-Cega . . . . .	35
3.2	Modelagem e Análise da Resposta em Frequência de Transdutores . . . . .	41
3.3	Equalização Adaptativa Cega . . . . .	45
3.4	Algoritmos Genéticos . . . . .	50
<b>4</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>57</b>
4.1	Experimento Simulado . . . . .	57
<b>4.1.1</b>	<b>Caso 1 . . . . .</b>	<b>58</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Caso 2 . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Caso 3 . . . . .</b>	<b>79</b>
<b>4.1.4</b>	<b>Caso 4 . . . . .</b>	<b>88</b>
4.2	Experimento Real . . . . .	97
<b>4.2.1</b>	<b>Implementação em Laboratório . . . . .</b>	<b>98</b>
<b>4.2.2</b>	<b>Caso 5 (Não-Cego) . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>4.2.3</b>	<b>Caso 6 (Cego) . . . . .</b>	<b>104</b>
4.3	Comparação entre Experimentos . . . . .	108
4.4	Simulação para Cenário Variante no Tempo . . . . .	112
4.5	Filtros de Pós-Compensação . . . . .	113
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>118</b>
5.1	Propostas para Trabalhos Futuros . . . . .	120
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>121</b>
	<b>ANEXO A – Filtros Adaptativos . . . . .</b>	<b>136</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A expansão dos Sistemas Elétricos de Potência (SEP) tem se tornado cada vez mais complexa (128). A necessidade de energia elétrica tem crescido exponencialmente, e praticamente todos os setores industriais, de serviços e domésticos dependem dela, tornando a demanda por eletricidade maior a cada dia (97).

Nos últimos anos, aprimorar a Qualidade de Energia Elétrica (QEE) tem se tornado uma prioridade tanto para engenheiros e pesquisadores quanto para as concessionárias de energia (37). Isso se justifica pelas implicações de uma QEE inadequada que pode determinar importantes perdas financeiras e influenciar o desenvolvimento sustentável das empresas por meio dos efeitos gerados (7). Para prevenir tais consequências, espera-se que um SEP forneça aos consumidores sinais de tensão e corrente senoidais, sem distorções, de forma contínua, mantendo valores e frequências nominais. Essa abordagem visa garantir uma fonte de energia elétrica confiável e eficaz.

Um fator de grande impacto na QEE diz respeito às cargas instaladas nos sistemas elétricos de potência. O SEP alimenta variados tipos de cargas que drenam correntes distorcidas da rede, ou seja, não puramente senoidais (131). Geralmente, essas cargas possuem circuitos eletrônicos chaveados que geram harmônicos e inter-harmônicos no sistema (22, 151). Dentre elas, destacam-se os reguladores de luminosidade, os *dimmers*, reatores eletrônicos para iluminação, equipamentos industriais de alta eficiência energética, controladores eletrônicos de velocidade para motores e os capacitores em derivação (*shunt*) para aprimoramento do Fator de Potência (FP), entre outros.

Recentemente, a geração de energia a partir de fontes renováveis tem sido associada ao aumento da distorção harmônica dos sinais elétricos, devido à conexão das fontes primárias de geração à rede elétrica por meio de conversores eletrônicos de potência. Isso é particularmente evidente nas fontes de energia eólica e solar (136).

Dentro do contexto da QEE, identificar ou mesmo minimizar esses problemas se tornam cruciais, principalmente diante das chamadas redes elétricas inteligentes, do inglês *Smart Grids (SG)*, que incentivam o uso de fontes de geração distribuída (GD). Com a proliferação da utilização de sistemas fotovoltaicos e eólicos e das cargas não lineares, observa-se um aumento significativo da distorção harmônica e interharmônica que impactam negativamente os sistemas industriais, comerciais e residências (153).

Uma das ações necessárias para melhorar a QEE corresponde à medição e monitoramento dos harmônicos nos níveis de distribuição e transmissão de energia (53). Os dispositivos de medição que operam com base na suposição de frequência constante, podem degradar seu desempenho com qualquer desvio de frequência do valor nominal 50/60 Hz (85). Por esse motivo, os operadores e planejadores do sistema começaram a solicitar a coleta de dados de alta resolução, com sincronização de tempo e sob as condições de



frequência fundamental variante (139).

Um dispositivo utilizado para análise e coleta de dados é a Unidade de Medição Fasorial, do inglês *Phasor Measurement Units* (PMUs) (89). Um sistema de medição fasorial sincronizado é composto basicamente de três elementos: unidades de medição, uma fonte de sincronismo e o concentrador de dados (6). Mais recentemente, há uma demanda crescente por dados ponto-na-onda, do inglês *point-on-wave* (POW), com sincronização de tempo e alta resolução, que podem revelar mais sobre as condições locais e de área ampla sem a filtragem e o processamento que ocorrem em uma PMU.

Em uma medição utilizando PMU, com base na tensão e na corrente, é possível realizar a estimação da magnitude e do ângulo de fase de uma senoide a cada ciclo da frequência nominal. Já para uma medição utilizando POW, as formas de onda são amostradas diretamente a uma taxa mais alta do que os dispositivos PMU atuais, geralmente de 256 amostras/ciclo (139). Atualmente, as Unidades de Fusão, do inglês *Merging Units* (MU), são dispositivos que podem coletar e condicionar dados brutos de sensores, como transformadores de corrente e tensão, a taxa de 256 amostras/ciclo. Assim, as MU desempenham um papel fundamental na obtenção e condicionamento de dados de alta resolução, incluindo dados POW, fundamentais para a medição precisa e detalhada da QEE (24).

Está explícito que uma medição ruim dos dados coletados da rede, bem como a falta de dados arquivados de alta resolução e longa duração está limitando a capacidade de entender e diagnosticar condições e eventos da rede. Levando isso em conta, um equipamento essencial no processo de medição são os transformadores de instrumentação (TIs). Os transformadores de instrumentação funcionam como a ponte entre a rede elétrica e os instrumentos de medição/processamento (130). Dada a grande importância dos transformadores de instrumentação, uma análise mais apurada destes é cada vez mais investigada na literatura (114, 144, 47, 58, 84, 56).

Esses transdutores têm o papel de reduzir os níveis de tensão e corrente a valores compatíveis com os equipamentos de medição e monitoramento (121). Os transformadores de instrumento são usados para transformar as altas tensões e correntes em níveis de fácil processamento eletroeletrônico. Comumente, esses transformadores produzem nos secundários valores normalizados em 120 V e 5 A, que são níveis tradicionais nos sistemas de proteção, medição e controle em subestações de energia elétrica (102).

Os transformadores para instrumentação são separados em duas classes: os Transformadores de Potencial (TPs) e os Transformadores de Corrente (TCs). Os TPs, também conhecidos como Transformadores de Tensão, são dispositivos monofásicos que desempenham um papel fundamental em medições elétricas. Sua função principal é reduzir a tensão a ser medida para um valor seguro e mensurável, frequentemente em torno de 120V (62). No Brasil, os TPs são regulamentados pela norma NBR 6855/2015 (1) e desempenham

um papel crucial na medição precisa de tensão em sistemas elétricos. Além disso, eles podem ser classificados em duas categorias principais: TPs indutivos e TPs capacitivos, com diferentes construções que se adaptam a aplicações específicas.

Já os TCs, regidos pela norma NBR 6856/2015 (2), são projetados para reduzir as correntes em sistemas elétricos para níveis mensuráveis, geralmente padronizados em 5A (62).

No âmbito internacional, a norma IEC 61869, intitulada ‘Transformadores de Instrumentação - Parte 1: Requerimentos Gerais’ (76), e o relatório técnico IEC TR 61869-103, denominado ‘Transformadores de Instrumento - o uso de transformadores de instrumento para medição de qualidade de energia’ (73), têm o propósito de fornecer orientações sobre o uso de transformadores de instrumentação de alta tensão para medição de parâmetros de qualidade de energia. Essas normas se concentram especialmente na medição de corrente, tensão, frequência e potência.

As normas internacionais fornecem parâmetros críticos para comparação em relação aos limites de erro de magnitude e deslocamento de fase em harmônicos que abrangem desde o terceiro até o quinquagésimo ( $3^{\circ}$  ao  $50^{\circ}$ ), estabelecendo um limite de 5% para o erro em magnitude e 5 graus para o erro de deslocamento de fase.

Entretanto, é amplamente reconhecido que esses transdutores têm o potencial de introduzir distorções nos sinais secundários, e isso pode ocorrer devido a várias causas distintas, listadas a seguir:

- **Acoplamento de Campo Elétrico (Acoplamento Capacitivo):** O acoplamento de campo elétrico ocorre quando a energia é transferida de um circuito para outro por meio de um campo elétrico, especialmente em alta frequência (4, 80).
- **Saturação do Núcleo:** Quando a tensão medida excede o limite de operação normal do transformador, pode ocorrer a saturação do núcleo (120, 93).
- **Carga Não Linear:** Cargas não lineares, como retificadores e dispositivos eletrônicos de comutação (26).
- **Desbalanceamento de Carga:** Sistemas elétricos com desbalanceamento de carga, alteram a distribuição das correntes na rede (163).
- **Erro de Fase e Magnitude:** Erros na relação de fase e magnitude entre os sinais secundários e primários podem introduzir distorções nas medições (49).
- **Interferência Eletromagnética:** A exposição a campos eletromagnéticos externos, como rádio frequência e interferência magnética (150).
- **Interferência de Alta Frequência:** Distúrbios de alta frequência, como transitórios e ruídos (90).

- **Problemas Ambientais:** Fatores ambientais, como variações de temperatura e umidade (155, 112).
- **Modelos Lineares:** Modelos lineares de transformadores de instrumentação, que utilizam circuitos Resistivo-Indutivo-Capacitivo (RLC) lineares (54).

Essas distorções podem comprometer a precisão dos parâmetros de QEE e deformar suas formas de onda (121). Assim, a pesquisa sobre a transferência de perturbações conduzidas em alta frequência, cobrindo tanto a análise de simulação quanto a pesquisa experimental em modelos de transformadores de instrumento, torna-se cada vez mais importante (5, 164, 109). Portanto, seu desempenho metrológico tem um grande impacto na precisão da medição.

A função de resposta em frequência é frequentemente utilizada para avaliar a medição de componentes harmônicos dos transdutores. Existem transformadores com uma boa qualidade da resposta em frequência, ou seja, que não introduzem erros nos sinais secundários, como os transformadores não convencionais à fibra óptica (152, 18) e os divisores resistivos (143, 125). Além disso, os transformadores de corrente com núcleo de *Rogowski* apresentam uma capacidade de medição precisa em uma ampla faixa de frequências, sendo adequados para medições de corrente harmônica em frequências elevadas (112, 111).

Esses transformadores apresentam desempenho muito superior a dos TIs convencionais, tanto em termos de confiabilidade quanto de precisão (160, 143). Os TIs ópticos, apesar de apresentarem características superiores em termos de desempenho e segurança em relação aos TIs convencionais, encontram dificuldades em sua inserção no mercado, como preços elevados e tecnologia pouco explorada pelos engenheiros de SEP. Esses motivos acabam afetando de forma negativa sua competitividade com os TIs convencionais.

O setor conservador acaba atrapalhando sua inserção no parque elétrico. Isso significa que, dificilmente um equipamento com nova tecnologia é instalado no sistema exceto se essa tecnologia seja bem conhecida e sua confiabilidade tenha sido comprovada.

Outros fatores que podem dificultar a inserção dos TIs ópticos no sistema são a baixa taxa de falhas dos TIs convencionais, alto valor de aquisição dos TIs ópticos e o grande parque instalado com sistemas de medição e proteção convencionais (99). Os TIs ópticos são considerados TIs eletrônicos, e seus valores de tensão na saída, muitas vezes, não são compatíveis com os instrumentos já instalados na planta. Uma alternativa é um conversor que amplifique esses sinais, mas que encarece ainda mais a aplicação dos TIs ópticos (10).

Algumas vantagens do TI óptico são: (i) manutenção reduzida, pois a inspeção nos TIs ópticos limita-se à inspeção com termovisores para detectar eventuais pontos quentes; (ii) segurança, por não utilizarem óleo isolante; (iii) saturação inexistente, pois os TCs

ópticos não apresentam o problema de saturação tão comum nos TCs convencionais, por não possuírem núcleo ferromagnético; e, por fim, (iv) uma ótima precisão, apresentando uma exatidão compatível com os melhores TCs utilizados em campo de classe 0,3, ou melhor (88).

Já para o divisor resistivo, as desvantagens são que eles não são adequados para aplicações de alta potência em redes de distribuição, pois ocorre a dissipação de excesso de calor devido aos resistores. Como alternativa, os divisores de tensão reativos são preferidos e são divididos em duas categorias: os capacitivos e os indutivos. A precisão dos transformadores indutivos e capacitivos em uso é determinada pela frequência fundamental, enquanto a resposta em frequência dos transformadores é geralmente desconhecida (125).

Entre algumas questões consideradas desvantagens para os divisores de tensão capacitivos estão a dependência da temperatura dos capacitores e a segurança, por usarem isolamento interno a óleo (71). Em contrapartida, os divisores capacitivos são precisos em uma ampla faixa de frequência com excelentes características transitórias, pois não possuem núcleos saturáveis.

Os divisores de tensão indutivos são preferidos devido à sua estabilidade ao longo do tempo e imunidade a influências ambientais. No entanto, para medições harmônicas, efeitos prejudiciais devido a não linearidades no núcleo magnético e elementos dispersos distribuídos podem degradar o desempenho do divisor indutivo, especialmente em frequências acima de 1 kHz (91).

Em relação aos transformadores com núcleo de *Rogowski*, embora eles ofereçam muitas vantagens em termos de medição precisa de corrente em frequências elevadas, eles também apresentam algumas desvantagens. Uma das principais desvantagens é a sua sensibilidade a campos magnéticos externos, o que pode resultar em medições imprecisas em ambientes com interferências magnéticas significativas (111). Além disso, a construção e o design dos transformadores de núcleo de *Rogowski* podem ser mais complexos e caros do que os transformadores convencionais, o que pode representar um desafio em termos de custo e implementação. Por fim, a calibração e a manutenção dos transformadores de núcleo de *Rogowski* podem ser mais exigentes, o que pode requerer cuidados adicionais para garantir medições precisas ao longo do tempo.

Devido a todos esses fatores e ao tamanho da infraestrutura elétrica no Brasil e em todo o mundo, torna-se inviável substituir os transformadores de instrumentação (TIs) convencionais já instalados por aqueles com melhor resposta em frequência. Isso complica o monitoramento dos harmônicos e a aquisição dos dados das formas de onda, uma vez que esses TIs não possuem a tecnologia necessária para essa função.

Uma alternativa mais econômica para lidar com as distorções em frequência geradas pelos TIs convencionais envolve a identificação de suas respostas em frequência, seja por meio de modelos matemáticos dos transformadores ou por testes práticos realizados

em laboratórios. Posteriormente, essas respostas podem ser aplicadas para corrigir as grandezas processadas (96, 141). A abordagem consiste em capturar e armazenar as respostas em frequência dos transdutores em um sistema digital, permitindo a aplicação das correções necessárias, inclusive em tempo real (109, 19, 30, 46, 59).

Com o intuito de encontrar uma solução eficaz para esse desafio, um estudo recente proposto por Resende; Duque; Nepomuceno; Lima; Silva (130) apresentou uma abordagem que utiliza o conceito de equalização de canais amplamente utilizado na teoria das comunicações. Essa abordagem visa corrigir a distorção de frequência causada pelo canal de comunicação, semelhante ao problema enfrentado na área de transdutores elétricos, onde o próprio transdutor distorce o sinal. Esta abordagem, utilizando esses conceitos, representa uma inovação. Não foram encontrados trabalhos correlatos na literatura que empregassem a metodologia de equalização de canais para corrigir erros em transformadores de instrumentação.

A abordagem proposta busca fazer uso de algoritmos de filtragem adaptativa, como o Mínimo Quadrado Recursivo, do inglês *Recursive Least-Square* (RLS) (100) e o Mínimo Quadrado Médio, do inglês *Least-Mean-Square* (LMS) (43), para equalizar os TIs. Essa equalização não se limita apenas às frequências harmônicas, abrangendo todo o espectro de interesse. Como resultado, o transformador equalizado pode ser empregado tanto na medição de harmônicos, abrangendo magnitude e deslocamento de fase, quanto na aquisição precisa de formas de onda.

A técnica de equalização mais conhecida é denominada equalização não-cega de canais, ou equalização supervisionada, uma vez que utiliza um sinal de treinamento para realizar a equalização, o sinal primário do transformador. Para o caso de equalização de TI, a utilização do sinal do lado primário não está disponível, na prática, pois o sinal primário é de alta tensão/corrente. Portanto, o objetivo deste estudo é desenvolver um algoritmo de equalização cega, ou seja, sem a necessidade de utilizar um sinal de treinamento. Na prática, isso implica em não utilizar o sinal primário do transformador, que, por ser de alta tensão, representa uma tarefa difícil. A metodologia de equalização cega eliminaria um medidor de alta tensão ou alta corrente, como um TP óptico, que é um TP de boa qualidade. O método cego envolve o uso de um Filtro de Erro de Predição à Frente, do inglês *Forward Prediction Error Filter* (LPE) para equalizar o canal, sem depender de informações prévias.

Essa abordagem torna-se particularmente atrativa, uma vez que o acesso ao circuito primário de um transdutor de instrumentação para a coleta de informações práticas seria inviável devido às altas tensões/correntes envolvidas. Essa metodologia assegura uma eficiência aprimorada na equalização, uma vez que faz uso de algoritmos genéticos para a determinação de parâmetros críticos, resultando na equalização bem-sucedida do canal e, como consequência, na recuperação das formas de onda sem distorção.

## 1.1 Publicações Decorrentes do Trabalho

A presente proposta está associada aos seguintes trabalhos, publicados em eventos especializados, sendo o último, recentemente aceito:

- de Oliveira, M. M., Aleixo, R. R., Resende, D. F., Silva, L. R., Salles, R. S., Duque, C. A., & Ribeiro, P. F. (2021). Dynamic Impedance Estimation: Challenges and Considerations. *Applied Sciences*, 11(2), 558.
- Resende, D. F., Duque, C. A., Nepomuceno, E. G., Lima, M. A., & Silva, L. R. (2022, May). Adaptive Channel Equalization for Frequency Response Correction of Instrument Transformers. In 2022 20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP) (pp. 1-6). IEEE.
- Resende, D. F., Duque, C. A., Silva, L. R., Lima, M. A. & Almeida, A. S. (2023). Equalização Adaptativa Cega de Canais para Correção de Erros em Transformadores de Instrumentação. In XV Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica - CBQEE.
- Resende, D. F., Silva, L. R. M., Nepomuceno, E. G., & Duque, C. A. (2023). Optimizing Instrument Transformer Performance through Adaptive Blind Equalization and Genetic Algorithms. *Energies*, 16(21), 7354.

## 1.2 Estrutura do Texto

No capítulo introdutório é apresentada uma contextualização sobre qualidade de energia elétrica e a influência que os transdutores de instrumentação têm na medição e monitoramento dos harmônicos da rede elétrica.

O Capítulo 2 traz uma breve revisão dos transformadores de instrumentação, além da revisão bibliográfica dos principais e mais recentes trabalhos encontrados a partir de uma extensa busca na literatura, que abordam o universo dessa pesquisa, como correção de erros introduzidos por transformadores de instrumentação que afetam diretamente a medição de parâmetros da qualidade de energia elétrica.

O Capítulo 3 apresenta os principais conceitos sobre equalização cega e não-cega, bem como sua abordagem utilizando algoritmos genéticos como ferramenta para busca de parâmetros críticos dos transdutores.

No Capítulo 4 são contemplados os resultados obtidos pelas estruturas apresentadas no capítulo anterior.

As conclusões do trabalho são apresentadas no Capítulo 5.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo inicialmente descreve, de forma resumida, uma breve introdução sobre transformadores de instrumentação, para que são utilizados, normas e especificações. Além disso, será abordado os desafios associados à correção da resposta em frequência desses dispositivos. Uma revisão abrangente dos artigos científicos publicados nos últimos anos sobre o tema foi realizada, explorando diversas abordagens para mitigar a distorção harmônica introduzida pelos TIs.

### 2.1 Transformadores de Instrumentação

Integrantes essenciais dos sistemas de energia elétrica, os transformadores de instrumentação (TIs) visam transformar corrente e tensão para valores operacionais para aplicações de medição, controle ou proteção (126). Entre as várias aplicações desse dispositivo, a medição de harmônicos é uma das mais relevantes (36) no contexto da QEE. Os TIs são divididos em duas classes, os transformadores de corrente e os transformadores de tensão, também chamados de transformadores de potencial. Na prática, a medição direta de correntes e tensões em níveis elevados torna-se inviável, o que torna esses dispositivos indispensáveis para avaliar o desempenho e a qualidade da energia elétrica.

O primeiro transformador de corrente foi patenteado pela Siemens em 1899 (102). Nesse período e nos períodos subsequentes, problemas como isolamentos, precisão, circuitos magnéticos, estados transitórios, e principalmente a medição de harmônicos, não eram levados em consideração nos transformadores de instrumentos. Embora os TIs tenham sido aplicados anteriormente, somente no final da década de 1950 surgiu o interesse por seus processos eletromagnéticos (108, 70, 87, 124).

Com o desenvolvimento construtivo dos transformadores ao longo dos anos, surgiu um novo tipo de estrutura de transformador com um princípio de funcionamento diferente. Atualmente, existem transformadores ópticos que utilizam a lei de Faraday e fibras ópticas para transmissão de sinal e dispositivos de micro-ondas com tecnologia “*Bluetooth*” (94), os transformadores com núcleo de *Rogowski* (92) e também os divisores resistivos, todos com boa resposta em frequência (103).

Conforme mencionado anteriormente, embora novas tecnologias tenham sido desenvolvidas, com transformadores que minimizam erros nas medições do sistema elétrico, essas soluções vêm geralmente acompanhadas de custos mais elevados. Como resultado, os transformadores de instrumentação indutivos ainda predominam amplamente no cenário do parque elétrico. A precisão desses TIs é afetada por uma série de fatores, incluindo as especificações de construção e as condições operacionais, que abrangem a carga e as condições ambientais, notadamente a temperatura. Esses fatores desempenham um papel significativo em toda a faixa de frequência, sendo que a temperatura tem uma influência

particularmente marcante nas proximidades das ressonâncias (155, 63, 112).

Em muitos casos, os tradicionais transformadores de instrumento, projetados para ter uma boa precisão na frequência nominal, são usados para medições de harmônicos (145, 147). No entanto, é amplamente reconhecido que os transformadores de medição tradicionais, seja em sistemas de distribuição ou transmissão, apresentam distorções em sua resposta em frequência, afetando tanto a magnitude quanto a fase. Esse fenômeno acaba introduzindo erros nas medições das componentes harmônicas (121).

Devido à relevância desta questão, numerosas pesquisas estão atualmente em andamento para explorar abordagens que possam corrigir esses erros, e uma análise detalhada dessas pesquisas será fornecida na Seção 2.2. Além disso, relatórios técnicos têm destacado a importância da escolha adequada de transformadores de tensão e corrente para medições em qualidade de energia.

No Brasil a terminologia e as especificações dos TIs são determinadas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) através da NBR 6856 (2) que diz respeito sobre os transformadores de corrente e a NBR 6855 (1) que trata do transformador de potencial indutivo.

Os padrões internacionais como o *Institute of Electrical and Electronic Engineering* (IEEE) e a *International Electrotechnical Commission* (IEC), desempenham um papel fundamental na padronização e regulamentação de equipamentos, garantindo desempenho confiável e interoperabilidade. Esses padrões não apenas estabelecem critérios de desempenho, mas também fornecem diretrizes abrangentes para garantir a segurança, a precisão dos testes, a operação em várias condições, como carga e temperatura, entre outros.

O IEEE apresenta o padrão internacional IEEE C57.13-2008 (77) que trata dos requisitos dos transformadores de instrumentos. Já o padrão IEC 61869-1 (76) aborda os requerimentos gerais sobre transformadores de instrumentação. Essa norma faz parte de uma série de padrões sobre transformadores de instrumentação. Um relatório técnico significativo dentro desta série é o IECTR 61869-103 (73) intitulado “O uso de transformadores de instrumentos para medição de qualidade de energia”, que trata justamente dos limites para erros de magnitude e deslocamento de fase em harmônicos que abrangem desde o terceiro até o quinquagésimo ( $3^{\circ}$  ao  $50^{\circ}$ ), estabelecendo um limite de 5% para o erro em magnitude e 5 graus para o erro de deslocamento de fase.

As seções seguintes irão abordar os transformadores de corrente e tensão, especificando suas construções, aplicações, classe de exatidão e erros inseridos por eles no sistema. Por fim, é apresentado o estado da arte em relação aos tipos de erros que os transformadores de instrumentação podem apresentar e as técnicas apresentadas na literatura para suas correções, sendo este o foco do trabalho.



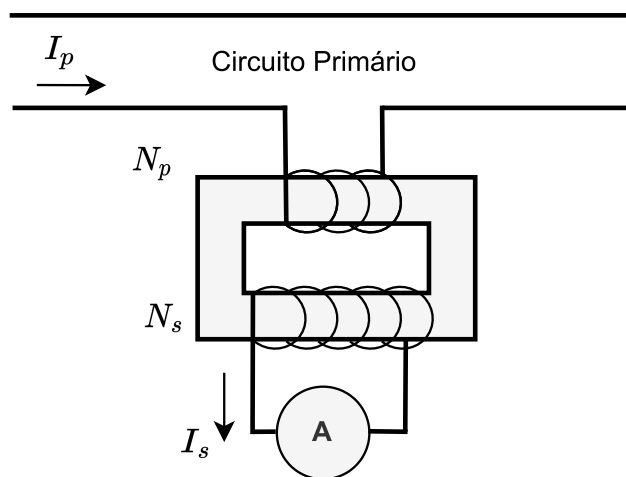
### 2.1.1 Transformador de Corrente

Os transformadores de corrente (TCs) têm como finalidade reduzir e isolar a corrente de linha do primário, para valores compatíveis com os equipamentos de medição e proteção, instalados no secundário. Geralmente, esse valor, padronizado pela norma NBR 6856, é de  $5A$  (12).

Em um cenário atual de crescente utilização de cargas e conversores de energia não lineares, as redes de distribuição e transmissão demandam que os TCs também desempenhem a função de monitorar componentes harmônicos (48). Essa evolução nas aplicações dos TCs se deve à necessidade de avaliar a qualidade da energia em sistemas elétricos mais complexos.

Usualmente, um transformador de corrente é constituído de enrolamento primário, enrolamento secundário e núcleo magnético. Os terminais do enrolamento primário são ligados em série com o circuito do sistema elétrico de alta tensão, onde normalmente o número de espiras do primário é menor que no secundário (44). Já o enrolamento secundário se destina a alimentar bobinas de correntes de instrumentos elétricos de medição e proteção ou controle, conforme apresentado na Figura 1.

Figura 1 – Esquema de Conexão de um Transformador de Corrente na Rede Elétrica.  $I_p$  é a corrente primária.  $I_s$  é a corrente secundária.  $N_p$  número de espiras no primário.  $N_s$  número de espiras no secundário.



Fonte: Grainger; Steverson (64).

Quando comparada ao circuito de alta tensão, a impedância do circuito primário pode ser desprezada, independente da carga instalada no secundário, chamada de *burden* (140). Isso implica que, a conexão do TC ao sistema não interfere nos valores de corrente do primário. Em contrapartida, o enrolamento secundário possui baixas impedâncias no intuito de não gerar altas tensões (135).

A classe de exatidão de um TC exprime nominalmente o erro esperado, levando

em conta o erro de relação de transformação e o erro de defasamento entre as correntes primária e secundária (118). Um TC pode ser enquadrado em uma ou mais classes de exatidão, conforme a sua aplicação, como mostra a Tabela 1.

Tabela 1 – Classe de Exatidão dos TCs utilizado em medição elétrica.

<b>Classe de Exatidão</b>	<b>Aplicação</b>
Menor que 0,3	TC Padrão; Medições em laboratório; Medições especiais;
0,3	Medição de energia elétrica para faturamento de consumidor;
0,6 ou 1,2	Medição de energia elétrica sem finalidade de faturamento; Alimentação de relês; Alimentação de instrumentos de controle; Voltímetro, watímetro, fasímetro, frequencímetro, varímetro, sincronoscópio;

Fonte: Adaptado da norma NBR 6856 (2).

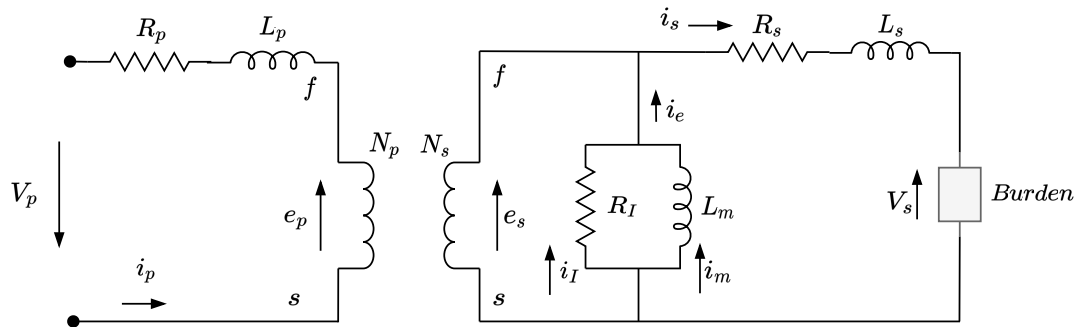
Os TCs introduzem dois principais tipos de erros nas medições. O primeiro é o erro de relação de transformação, que ocorre quando a corrente primária não corresponde à corrente lida no secundário, considerando a relação de transformação nominal. O segundo erro é o erro de ângulo de fase, medido pela diferença de fase entre as tensões primária e secundária de um TC. Esses erros afetam a precisão das medições, uma vez que a corrente secundária de um TC deveria representar, tanto em módulo quanto em fase, a corrente do primário.

A classe de exatidão para TCs destinados a aplicações de medição limita a margem de erro em 0,3%, 0,6%, 1,2% ou 3%, respectivamente, sendo que estes erros são permitidos para correntes iguais à corrente nominal. Para a classe de 3% não existe limite de erro de fase. Para TCs utilizados em proteção, as classes de exatidão podem possuir erros de 5% ou 10%, sempre considerando o componente fundamental do sistema.

O circuito elétrico equivalente de um transformador de corrente se comporta de maneira semelhante a todos os transformadores de dois enrolamentos, segundo (23) e é mostrado na Figura 2.

A tensão no enrolamento primário, devido à relação de espiras, tem valores relativamente baixos, considerado um valor desprezível em relação à tensão nominal. Portanto, é possível simplificar o circuito equivalente do TC, Figura 2 para o circuito mostrado na Figura 3. Este circuito pode ser realizado para representar qualquer TC, operando com

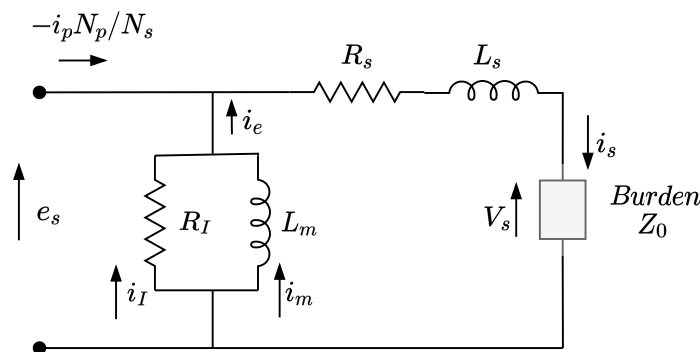
Figura 2 – Circuito linear equivalente de um transformador de corrente.  $R_p$  - resistência do enrolamento primário;  $L_p$  - indutância do enrolamento primário;  $R_s$  - resistência do enrolamento secundário;  $L_s$  - indutância do enrolamento secundário;  $Burden$  - carga do secundário;  $R_I$  - resistência do núcleo equivalente, perdas por correntes de *Foucault* e Histerese;  $L_m$  - indutância de magnetização do núcleo;  $V_p$  - tensão nos terminais do enrolamento primário;  $V_s$  - tensão nos terminais do enrolamento secundário;  $e_s$  - força eletromotriz (f.e.m.) induzida no enrolamento secundário.



Fonte: Christopoulos; Wright (23).

qualquer carga e corrente primária, sob condições de estado estacionário ou transitório, considerando frequências abaixo de 1 kHz.

Figura 3 – Circuito equivalente de um transformador de corrente referido ao secundário.  $R_s$  - resistência do enrolamento secundário;  $L_s$  - indutância do enrolamento secundário;  $Burden$  ( $Z_0$ ) - carga do secundário;  $R_I$  - resistência do núcleo equivalente, perdas por correntes de *Foucault* e Histerese;  $L_m$  - indutância de magnetização do núcleo;  $V_s$  - tensão nos terminais do enrolamento secundário;  $e_s$  - força eletromotriz (f.e.m.) induzida no enrolamento secundário.



Fonte: Christopoulos; Wright (23).

### 2.1.2 Transformador de Tensão

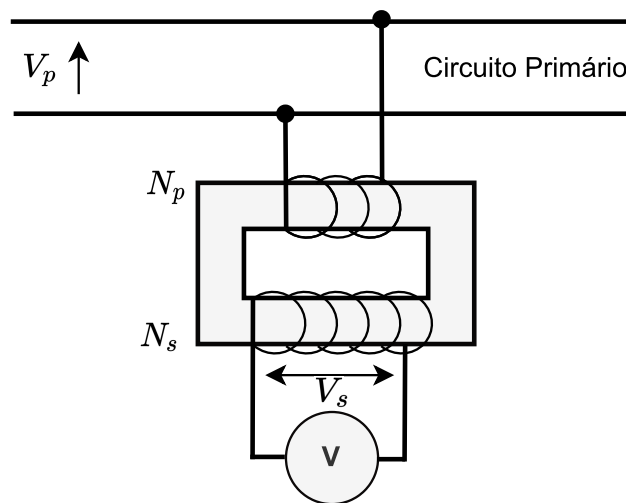
Transformadores de potencial (TPs) são utilizados para converter valores elevados de tensão do primário para valores compatíveis com os equipamentos instalados no secundário,

geralmente equipamentos de medição e proteção. Conforme a norma NBR 6855 (1), a tensão no secundário é padronizado em 115V. Além de sua função principal, os TPs desempenham um papel crucial no monitoramento de componentes harmônicas em redes de distribuição/transmissão (48).

Os TPs apresentam uma relação de transformação, sendo a razão entre a tensão no primário sobre a tensão do secundário, com ótima precisão. Isso implica que uma variação pequena na tensão do primário gera no secundário uma variação proporcional, admitindo que as medições apresentem uma incerteza muito pequena. Essa tensão secundária é utilizada para alimentar os circuitos de proteção, controle e medição das subestações de forma segura (134).

Os TPs são instalados no sistema em paralelo, como mostra a Figura 4. A diferença entre um transformador convencional e um TP é que, o TP não fornece potência para o sistema, utilizado para alimentação de equipamentos de medição, controle e proteção. São utilizados para alimentar instrumentos de alta impedância (voltímetros, bobinas de potencial de medidores, etc.) acarretando ao secundário uma corrente  $I_s$  muito pequena, funcionando quase a vazio (127).

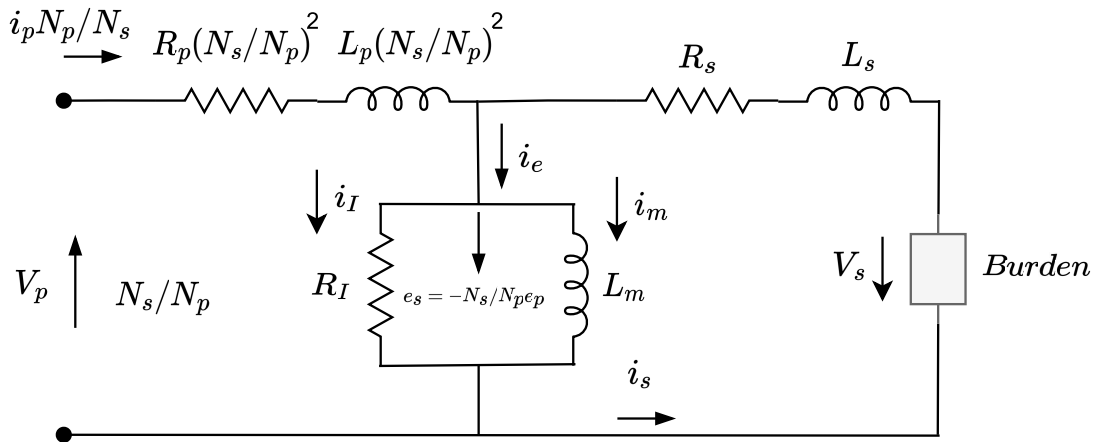
Figura 4 – Esquema de Conexão de um Transformador de Potencial na Rede Elétrica.  $V_p$  é a tensão primária.  $V_s$  é a tensão secundária.  $N_p$  número de espiras no primário.  $N_s$  número de espiras no secundário.



Fonte: Grainger; Steverson (64).

O comportamento de um transformador de potencial pode ser determinado a partir do circuito equivalente referido ao secundário, como mostrado na Figura 5. Este circuito pode ser realizado para representar qualquer TP operando com qualquer carga e tensão primária, considerando frequências abaixo de 1 kHz.

Figura 5 – Circuito equivalente de um transformador de potencial referido ao secundário.  $R_s$  - resistência do enrolamento secundário;  $L_s$  - indutância do enrolamento secundário;  $Burden$  - carga do secundário;  $R_I$  - resistência do núcleo equivalente, perdas por correntes de Foucault e Histerese;  $L_m$  - indutância de magnetização do núcleo;  $V_s$  - tensão nos terminais do enrolamento secundário;  $e_s$  - força eletromotriz (f.e.m.) induzida no enrolamento secundário.



Fonte: Christopoulos; Wright (23).

A classe de exatidão dos transformadores de potencial especifica os limites máximos dos erros. Levando em conta o erro de relação de transformação e o erro de defasamento entre as correntes primária e secundária, a limitação dos erros, está relacionada com as perdas e a corrente de magnetização (158). A Tabela 2 especifica a classe de exatidão dos TPs indutivos.

Tabela 2 – Classe de Exatidão dos TPs utilizados em medição elétrica.

Classe de Exatidão	Aplicação
0,3	Medição de energia para efeitos de faturamento.
0,6 ou 1,2	Medição de energia sem fins de faturamento e medições de controle.

Fonte: Adaptado da norma NBR 6855 (1).

Existem alguns tipos de transformador de potencial, sendo que sua classificação ocorre através dos seus aspectos construtivos, sendo eles:

- Transformador de potencial indutivo (TPI);
- Divisor capacitivo;
- Divisor resistivo;

- Divisor misto (capacitivo/resistivo);

TPs indutivos são comumente empregados em sistemas com tensões de até 145 kV, operando com base nos princípios da Lei de Faraday-Lenz. Por outro lado, TPs capacitivos são utilizados em sistemas de alta tensão, geralmente acima de 145 kV, e funcionam por meio de um divisor de tensão capacitivo. Este divisor reduz a tensão para um nível intermediário, tipicamente entre 10 kV e 15 kV, e, a partir dessa tensão intermediária, operam como TPs indutivos. Essa transição suave permite medições precisas em sistemas de alta tensão. Sua preferência em sistemas de alta tensão deve-se a características especiais, como menor perda de carga e maior capacidade de suportar tensões elevadas, proporcionando precisão e confiabilidade nas medições em sistemas elétricos de alta tensão.

Os demais transformadores são utilizados em circuitos de ensaio e em pesquisa em laboratório (13). Um exemplo muito encontrado na literatura é o uso de divisores resistivos como transformadores de referência por possuírem uma boa resposta em frequência. Eles são comumente escolhidos para fins de calibração e pesquisa em ambientes de laboratório, onde a precisão das medições é essencial.

## 2.2 Estado da Arte

Os Transformadores de Instrumentação (TIs) desempenham um papel vital nos sistemas de medição de energia elétrica, permitindo a conversão precisa de sinais de alta tensão e corrente em níveis apropriados para medição e controle. No entanto, a precisão das medições de energia depende da qualidade dos TIs (11), e erros introduzidos por esses dispositivos podem ter implicações significativas em termos de faturamento, qualidade de energia e segurança do sistema. Portanto, a compreensão e correção dos erros associados aos TIs são cruciais para garantir medições confiáveis e precisas em sistemas elétricos.

Medir os sinais de tensão e corrente com o menor erro possível assume um interesse de caráter não apenas técnico, mas também econômico. Isso ocorre porque, ao longo das etapas de produção, transmissão e distribuição de energia elétrica, as medições são realizadas pelo menos três vezes. Conseqüentemente, a precisão da medição emerge como uma característica relevante na avaliação dos transformadores de instrumentação (64). A necessidade de garantir medições precisas não apenas impacta a eficiência das operações elétricas, mas também tem implicações diretas no controle de custos e na qualidade do serviço elétrico fornecido aos consumidores.

No entanto, para atingir esse nível de precisão nas medições de energia, é essencial abordar os erros típicos associados aos Transformadores de Instrumentação (TIs). Esses erros incluem distorções em frequência, erros de saturação, erros em relação a variações de temperatura, erros relacionados a cargas e erros de relação de transformação (82). A não linearidade nos TIs pode levar a erros de magnitude (36), enquanto variações

de temperatura (155) e da resposta em frequência (95) podem afetar a estabilidade e a precisão das medições. Além disso, os erros relacionados a cargas, especialmente em cargas não lineares (79), podem influenciar significativamente a precisão das medições, uma vez que essas cargas introduzem distorções adicionais nas formas de onda elétrica que podem afetar a operação dos TIs (123). Os erros de relação de transformação se referem a discrepâncias na relação entre a entrada e saída do transformador (101).

A correção de distorções em frequência é essencial para garantir medições precisas em TIs. As técnicas de filtragem desempenham um papel fundamental na minimização dessas distorções. O processo pode ser realizado através da compensação, que envolve o uso de modelagem polinomial adaptável ou da fatoração QR. A fatoração QR é um método numérico utilizado para decompor uma matriz em dois componentes principais: uma matriz ortogonal (Q) e uma matriz triangular superior (R). Essa técnica é especialmente útil em contextos nos quais o modelo matemático precisa incorporar implicitamente a filtragem para corrigir distorções em magnitude e fase, ao mesmo tempo, em que preserva a frequência fundamental (50, 51, 48, 53). Esses filtros são projetados e ajustados de maneira apropriada para o sistema elétrico em questão, de modo a minimizar as distorções na medição dos componentes harmônicos e melhorar a precisão das medições realizadas pelos TIs (147, 109).

O erro decorrente da saturação nos transformadores de instrumentação acontece quando o núcleo magnético atinge seu limite de magnetização. Isso ocorre quando sinais de entrada são tão altos que o núcleo não pode lidar com o aumento do fluxo magnético de maneira linear. Nesse ponto, a resposta do transformador se torna não proporcional ao sinal de entrada, introduzindo erros nas medições. Uma técnica para caracterizar a saturação é através da modelagem, essa técnica ajuda na compreensão de como esses dispositivos respondem a condições operacionais variáveis (110, 129).

A técnica envolve a criação de modelos matemáticos que representem com precisão o comportamento de saturação dos transformadores diante de diferentes níveis de entrada. A utilização de redes neurais artificiais (RNA), por exemplo, é útil para corrigir distorções nas formas de onda secundárias dos TIs, em que a rede é treinada para reproduzir a função inversa do comportamento não linear do núcleo de ferro em condições de saturação (162). Esses modelos ajudam a entender e prever como a resposta do TI é afetada quando os sinais de entrada excedem os limites lineares, levando à saturação, e são fundamentais para o desenvolvimento de técnicas de compensação (65, 154).

A utilização de circuitos eletrônicos para compensar a saturação também é uma técnica viável e consiste em utilizar técnicas de processamento de sinal ou algoritmos específicos para identificar e corrigir os sinais afetados pela saturação. A aplicação dessas técnicas pode ajudar a restaurar a precisão das medições, minimizando os erros introduzidos pela saturação, e é fundamental para garantir a confiabilidade e a exatidão das leituras

realizadas pelos transformadores de instrumentação em condições variáveis de operação (157, 45, 86). É importante destacar que esta tese não procurará corrigir os erros devidos a estes fenômenos não lineares, muito comuns nas aplicações de proteção e mais raros nas aplicações de medição, o qual é o foco deste trabalho.

Um outro fator que influencia a introdução de erros dos TIs é a temperatura. Erros de temperatura podem afetar significativamente a precisão das medições dos TIs, levando a distorções nos sinais de saída. A variação da temperatura pode influenciar na frequência de ressonância comum em muitos modelos de TIs, fazendo com que a resposta em frequência sofra variações significativas de uma temperatura para outra. Para lidar com esses erros, várias técnicas são empregadas, incluindo compensações de temperatura nos circuitos eletrônicos (115), ajustes de calibração em laboratório (155) e até mesmo a implementação de sensores de temperatura para fornecer correções em tempo real. Algumas técnicas estão combinando a influencia da temperatura com outros fatores que interferem na performance dos TIs como a vibração (3) ou a umidade (112) a fim de simular um ambiente real de operação.

As compensações de temperatura nos circuitos eletrônicos referem-se ao uso de componentes ou algoritmos que respondem às variações de temperatura. Isso é frequentemente alcançado por meio de sensores de temperatura integrados ou externos que monitoram as mudanças de temperatura (17). Além disso, em certos casos, uma câmara termostática pode ser empregada para criar um ambiente controlado, permitindo simular diferentes condições térmicas durante testes e experimentos (113). Os dados de temperatura são então usados para ajustar as curvas de correções da resposta em frequência do TIs.

Os ajustes de calibração referem-se à modificação dos parâmetros de um sistema de medição para garantir sua precisão. Isso é feito normalmente por comparação com um padrão de referência conhecido e pode envolver ajustes físicos ou lógicos nos componentes do sistema de medição (114). Algumas técnicas envolvem a geração de curvas, geralmente da resposta em frequência, em diferentes temperaturas, com isso, o método busca corrigir ou modelar matematicamente essa dependência de temperatura e assim melhorar a precisão e confiabilidade dos TIs em diferentes níveis de temperatura (96, 63, 146, 145).

Outra técnica empregada na literatura para lidar com erros relacionados a temperatura é o uso de sensores de temperatura integrados ao sistema para monitorar continuamente as mudanças de temperatura em tempo real (71). Com base em leituras de temperatura, pelo uso de sensores de fibra óptica (104), ou algoritmos ou circuitos adaptativos podem ser implementados, até mesmos sem fio, para ajustar dinamicamente as saídas ou os parâmetros de operação do sistema para compensar as variações de temperatura (98). Entretanto, os sensores podem sofrer degradação ao longo do tempo devido ao desgaste, exposição a condições ambientais adversas, ou simplesmente devido a falhas técnicas. Isso pode levar a leituras imprecisas ou até mesmo a falhas completas na detecção das



mudanças de temperatura, comprometendo a capacidade do sistema.

Um parâmetro que exerce uma influência significativa na precisão dos TIs é a frequência. Dependendo da frequência do componente sendo medido a distorção na magnitude e fase podem ser diferentes, devido a resposta em frequência não constante dos TIs (38, 14, 52). A maior parte dos trabalhos de pesquisa na literatura técnica/científica procuram reduzir os erros associados à magnitude e ao deslocamento de fase (32, 81). Essas variações podem resultar em desvios consideráveis nos dados medidos, afetando a confiabilidade das informações coletadas, uma vez que um TI com boa resposta em frequência apresenta magnitude unitária e fase zero (60). Diversas técnicas são aplicadas para corrigir os erros associados à resposta em frequência, sendo a principal delas a identificação de um filtro inverso. Esse procedimento pode fazer uso de filtros digitais (161), e um passo preliminar crucial é a modelagem matemática do sistema (143).

A modelagem matemática do sistema é fundamental como etapa inicial para a concepção do filtro digital, permitindo uma compreensão aprofundada do comportamento do sistema antes da identificação e aplicação do filtro inverso para correção das distorções na resposta em frequência (141, 40, 39). A utilização de filtros digitais como os filtros FIR, IIR, Kalman, entre outros, mostra a flexibilidade da técnica para contribuir com a precisão e confiabilidade das análises (34, 165, 154).

A técnica de identificação de filtro inverso busca minimizar distorções introduzidas pelos TIs, para aproximar a saída do sistema da entrada ideal. Inicialmente, identifica-se a função de transferência do sistema por meio de testes, medições ou modelos matemáticos (55). Em seguida, calcula-se um filtro inverso, ou seja, a função de transferência inversa projetado para atenuar as distorções introduzidas pela função de transferência original (27, 33, 28, 29). Este filtro é aplicado à saída do sistema para corrigir as distorções, melhorando a precisão das medições e reduzindo os erros associados ao sistema. O objetivo final é fazer com que a saída corrigida se aproxime o máximo possível da entrada desejada, tornando as medições mais precisas e confiáveis (59, 58, 31).

Outro fator que pode tornar as medições nos TIs mais imprecisas e gerar erros nos mesmos são os diferentes tipos de cargas; elas podem afetar os TIs de maneiras distintas devido às características próprias de cada carga (123). Cargas lineares, como motores elétricos, resistências ou lâmpadas incandescentes, geralmente apresentam um comportamento mais estável ao longo do tempo (79). No entanto, cargas não lineares, como equipamentos eletrônicos modernos, conversores de energia, dispositivos de comutação rápida e fontes de alimentação chaveadas, geram distorções e ruídos nos sinais elétricos (25). Isso ocorre porque essas cargas tendem a criar harmônicos, picos de corrente repentinos e flutuações de tensão que não são harmônicos múltiplos da frequência fundamental da rede elétrica (50Hz ou 60Hz). Essas distorções não lineares introduzem erros nos TIs, afetando a precisão das medições, pois os sinais capturados não refletem fielmente a verdadeira

condição elétrica do sistema. A presença dessas cargas não lineares exige técnicas específicas de correção para mitigar esses efeitos e garantir a precisão das medições realizadas pelos TIs (148). Ainda que cargas não lineares não estejam presentes no secundário do TI, as próprias cargas lineares podem modificar a resposta em frequência do transdutor.

Algumas técnicas realizam testes de dispositivos sob cargas variadas como resistivas, indutivas ou mistas e investigam como essas mudanças afetam a precisão e o desempenho dos TIs ao medir sinais distorcidos (96). Geralmente, essas técnicas utilizam equipamentos de injeção de corrente/tensão e podem até realizar medições em tempo real. Elas avaliam os erros de magnitude e deslocamentos de fase para diferentes cargas, estabelecendo a influência da carga na precisão desses transformadores (137). A maioria dos estudos realiza testes alinhados com os padrões estabelecidos pela IEC 61869 (76) e IEEE C57.13 (77) que estabelece a classe de precisão dos transformadores de instrumentação para um tipo de carga, geralmente o fator de potência de 1.0 para cargas resistivas e 0.8 para cargas indutivas (117).

A correção de distorções causadas por cargas lineares busca minimizar os efeitos adversos introduzidos por elementos conectados aos TIs, como por exemplo, as cargas resistivas (140). Estudos mostram que ao utilizar cargas puramente resistivas nos secundários dos TIs os erros de magnitude e o deslocamento da fase dos harmônicos de ordem superior são consideravelmente reduzidos. Isso significa que, ao usar uma carga resistiva, o TI é capaz de operar em uma faixa mais ampla de frequências. Já as cargas resistivo-indutivas têm um impacto significativo nos erros de medição de corrente harmônica de ordem superior (83).

Os avanços recentes na correção de erros em transformadores de instrumentação têm impulsionado a implementação e aprimoramento contínuo das técnicas de correção, visando melhorar a precisão e a confiabilidade das medições elétricas. A literatura citada mostra os desenvolvimentos recentes nesta área e têm se concentrado em técnicas avançadas, em que a aplicação mais promissora é a Inteligência Artificial, do inglês *Artificial Intelligence* (AI) em sistemas de energia. As AIs podem prever a tensão, corrente e frequência, sendo crucial para a operação e planejamento ótimos dos sistemas de energia.

O uso de algoritmos de aprendizado de máquina, do inglês *Machine Learning* (ML) para correção de erros em TIs é uma estratégia com benefícios potenciais (119). O ML utiliza algoritmos para aprender padrões e relacionamentos nos dados para previsões. Esses algoritmos podem identificar padrões nos dados de medição e realizar ajustes dinâmicos nos transformadores, proporcionando uma correção contínua e adaptativa dos erros de relação de transformação. O ML pode identificar padrões complexos, mas requer mais dados e recursos computacionais. As redes neurais são utilizadas para treinar padrões e assim corrigir desvios nos TIs (35, 159). É notório o interesse crescente em explorar técnicas de AI para análise de dados de medição e correção de erros, visando aprimorar a

confiabilidade e a exatidão das medições realizadas pelos TIs em sistemas elétricos.

Os sistemas de energia modernos estão passando por uma rápida transição em direção a um paradigma de monitoramento e controle totalmente digitalizado com os chamados “*Future Grids*” (15, 19, 20). Há uma crescente aceitação para que os transformadores de instrumentação emitam os dados de medição, não na forma analógica, mas já digitalizados em uma rede Ethernet, conforme as especificações da família de padrões IEC 61850 (75). Isto reduz, por exemplo, o problema das cargas conectadas ao secundário, uma vez que um dispositivo padronizado, denominados MU (*Merging Unit*), que converterá o sinal analógico em digital estará conectado ao secundário do transformador. No entanto, os outros fatores de distorção na resposta em frequência, como características construtivas e variação de temperatura, ainda precisarão ser compensadas de alguma forma. O fato é que a transição dos transformadores de instrumentação convencionais para os não convencionais será um processo gradual pois apresenta desafios significativos que envolvem custos, treinamento, padronização e compatibilidade (121). Por esse motivo, as técnicas apresentadas nesta tese visam corrigir os TIs convencionais, pois se mostra uma estratégia mais viável.

As técnicas de correção dos erros apresentadas, muitas das vezes enfrentam desafios significativos devido à natureza complexa dos erros inseridos por esses dispositivos. Como foi detalhado anteriormente, o tipo de erro varia de acordo com a carga, a frequência, a temperatura e outros fatores ambientais, tornando difícil a implementação de técnicas universais de correção. As atuais técnicas de modelagem e calibração em laboratório estão limitadas, pois envolvem medir a resposta em frequência do transdutor em condições que não refletirão todas as possíveis variações que o mesmo encontrará no campo (72).

Outra técnica amplamente utilizada que apresenta limitações é a utilização de filtros de pós-compensação (138). Sua implementação é direta, envolvendo a busca pela função inversa do transdutor. No entanto, essa metodologia requer a identificação da função de transferência do transdutor, geralmente realizada em ambiente laboratorial, ampliando assim as limitações dos efeitos externos como, carga e temperatura. Além disso, o sistema obtido pode ser instável, o que pode prejudicar a implementação adequada.

Os desafios na correção de erros nos TIs demandam padrões e regulamentações claras na indústria elétrica. A falta de diretrizes unificadas para os transformadores de instrumentação pode gerar inconsistências na correção e na precisão dos resultados. Estabelecer diretrizes sólidas é essencial para garantir a confiabilidade das técnicas de correção. Enquanto a IEC 61000-4-30 (74) define a precisão dos equipamentos de medição, os requisitos de precisão nos transformadores de tensão (VTs) usados são explicitamente excluídos neste padrão. Os padrões atuais para os TIs, como a família IEC 61869 (76), definem a precisão apenas na frequência nominal. A falta de especificações para outras frequências compromete a precisão geral do sistema de medição. A IEC já reconhece esse cenário e publicou o Relatório Técnico 61869-103 (73) para lidar com a adaptação

dos transformadores de instrumentação às medições de qualidade de energia. Entretanto, ressaltou a necessidade de futuras versões dos padrões incluírem requisitos de precisão para frequências além da nominal.

A literatura mostra que a análise detalhada dos erros nos TIs revelou não apenas a extensão dessas variações, mas também sua influência direta na precisão das medições. Ficou evidente que a correção desses erros é crucial para garantir a confiabilidade dos resultados, evitando distorções significativas nos dados coletados. A expectativa para o futuro é que os avanços tecnológicos e metodologias inovadoras contribuam para minimizar essas inconsistências fechando essa lacuna.

### 3 METODOLOGIA PROPOSTA

Neste capítulo, serão apresentadas as técnicas de equalização de canais utilizadas neste trabalho para a correção da resposta em frequência dos transformadores de instrumentação. No Anexo A, há uma breve introdução sobre filtros adaptativos. Em um primeiro momento, é introduzida a técnica de equalização adaptativa chamada de Equalização Não-Cega (*Non-Blind Equalization*), também conhecida como supervisionada, em que os algoritmos *Recursive Least Square* - RLS e *Least Mean Square* - LMS serão apresentados. Neste método, é necessário informações prévias da estimativa do canal, ou alguma parte do sinal transmitido. Em seguida, a chamada Equalização Cega (*Blind Equalization*), também chamada de não supervisionada, será descrita, em que a metodologia utilizada neste trabalho será apresentada. A equalização cega do canal explora o comportamento estatístico do ruído contido no lado primário do transformador. Este método não necessita de informações prévias do canal, o que é de grande valia para o objetivo deste trabalho. Por fim, alguns modelos de transformadores podem apresentar zeros indesejados e o Algoritmo Genético (AG) será utilizado para identificar um polo igual ou próximo a este zero para cancelá-lo.

#### 3.1 Equalização Adaptativa Não-Cega

Desde a década de 1960, equalizadores adaptativos são utilizados para compensar os efeitos do canal de comunicação, impulsionados pelos trabalhos pioneiros de Widrow; Hoff (156), Lucky (106), Saltzberg (132) e Lugannani (107). Os equalizadores de canal são largamente utilizados em telecomunicações, e a principal tarefa de um sistema de comunicações é transmitir e receber informação.

Entretanto, o canal pode introduzir erros como o ruído e a interferência intersimbólica, do inglês, *Intersymbol Interference* (ISI). Um canal ideal deveria apresentar uma resposta em frequência com ganho constante em toda faixa de frequência e fase linear, além de não apresentar ruído, entretanto, na prática essa situação não ocorre (107).

O ruído está presente no canal, misturado ao sinal, modificando suas características. É comum chamar um processo aleatório como um processo branco ou um ruído branco, no caso de o ruído branco ser um sinal cujas amostras são vistas como uma sequência de variáveis aleatórias não correlacionadas com média zero e variância finita (21). Entretanto, o ruído é um processo de natureza aleatória, e a adição dele ao sinal faz com que o sinal resultante, que será tratado pelo equalizador, também tenha uma característica aleatória.

A interferência intersimbólica (ISI) é gerada quando diferentes componentes de frequência dos sinais transmitidos chegam em tempos diferentes ao receptor, fenômeno causado principalmente pela dispersão no canal (42). Em muitas situações, o ISI é reduzido pelo emprego de um equalizador que consiste em um filtro FIR adaptativo de comprimento

apropriado. O equalizador adaptativo tenta cancelar o ISI na presença de ruído com o auxílio de algoritmos adaptativos.

Sendo assim, os métodos convencionais de equalização adaptativa de canal utilizam algoritmos adaptativos como o algoritmo de mínimos quadrados médios, do inglês *Least Mean Squares* (LMS) e o algoritmo de mínimos quadrados recursivo, do inglês *Recursive Least Squares* (RLS) para determinar os coeficientes do equalizador que minimizam a média quadrática do erro de estimativa, do inglês *Mean Square Error* (MSE).

O algoritmo LMS desenvolvido por Widrow; Hoff (1960), é um dos mais utilizados na literatura. Sua ampla gama de aplicações se deve principalmente à sua robustez e simplicidade matemática. Este algoritmo é baseado no método gradiente descendente que encontra um mínimo indo na direção negativa do gradiente e faz isso ajustando os coeficientes do filtro para minimizar o erro. A dependência do desvio quadrático médio do sinal de erro de saída do filtro FIR adaptativo nos coeficientes do filtro é uma curva quadrática com um mínimo global. O sinal de saída é dado pela equação (3.1):

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{u}(n), \quad (3.1)$$

em que  $\mathbf{w}^T(n)$  é o vetor dos coeficientes do filtro transposto e  $\mathbf{u}(n)$  o vetor do sinal de entrada.

O sinal de erro é calculado como a diferença entre o sinal desejado  $d(n)$  e o sinal de saída  $y(n)$ :

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (3.2)$$

A Figura 6 ilustra um equalizador supervisionado, com filtro FIR adaptativo. A função  $H_c(z)$  representa a função de transferência do canal.

A adaptação dos pesos do filtro é dada por (3.3):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{u}(n), \quad (3.3)$$

onde  $\mu$  é o tamanho do passo do algoritmo adaptativo,  $\mathbf{w}(n)$  é o vetor dos coeficientes do filtro no instante  $n$ ,  $\mathbf{u}(n)$  é o vetor do sinal de entrada. O tamanho do passo do LMS  $\mu$  pode melhorar a taxa de convergência do filtro adaptativo.

O algoritmo RLS também é um dos mais utilizados na literatura, sendo empregado em diversas aplicações. Além disso, tem o potencial de superar a lenta convergência do algoritmo LMS (41). Seu princípio é usar o método dos mínimos quadrados para desenvolver um algoritmo recursivo para o filtro adaptativo. O objetivo é minimizar recursivamente a função de custo dos mínimos quadrados linear ponderada relacionada aos sinais de entrada.

O algoritmo RLS padrão executa as seguintes operações para atualizar os coeficientes de um filtro adaptativo. O sinal de saída é dado pela equação (3.4):

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{u}(n), \quad (3.4)$$

A estimativa de erro é:

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (3.5)$$

E a atualização dos coeficientes é dada por (3.6):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + e(n)\mathbf{K}(n), \quad (3.6)$$

onde  $\mathbf{K}(n)$  é um vetor de ganho, definido como:

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)}, \quad (3.7)$$

em que,  $\mathbf{P}(n)$  é a matriz de correlação inversa do sinal de entrada, atualizada:

$$\mathbf{P}(n+1) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n) - \lambda^{-1}\mathbf{K}(n)\mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n), \quad (3.8)$$

A escolha do fator de esquecimento  $\lambda$  depende do número de amostras  $n$  e deve ser menor que 1.

Os algoritmos LMS e RLS procuram obter filtros que se aproximem do filtro ótimo de Wiener. No filtro ótimo de Wiener a função custo é dada pela equação definida em (3.9) e o critério de minimização procura minimizar esta função, por isso o nome *Mean Square Error* (MSE) (66).

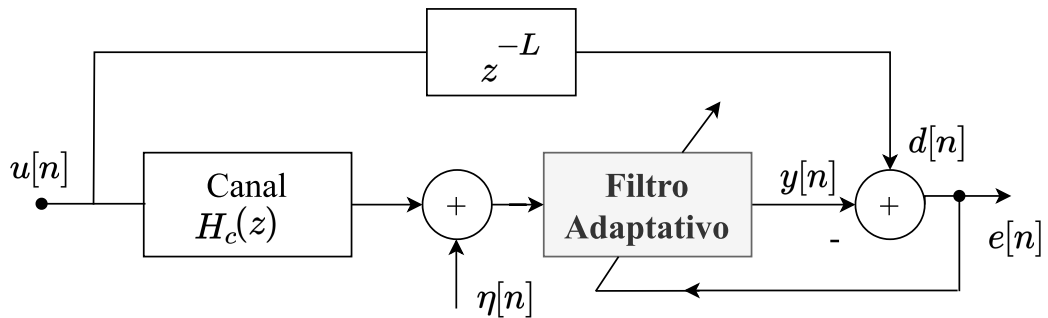
$$J \equiv E\{|e[k]|^2\} \quad (3.9)$$

Este critério envolve somente estatísticas de segunda ordem (correlações), além de servir para comparação e avaliação de estimadores projetados a partir de outros critérios de otimização.

Como mostrado no Anexo A, a ideia principal de todos os filtros adaptativos é alterar continuamente os parâmetros de acordo com um algoritmo predeterminado. Neste trabalho os algoritmos LMS e RLS, usando informações auxiliares provenientes principalmente da saída de todo o sistema serão utilizados.

O modelo apresentado na Figura 6 para equalização de canais mostra o esquema de equalização de forma adaptativa, em que o objetivo do filtro é minimizar alguma função custo que dependa do erro  $e(n)$  de forma a compensar a distorção causada pelo canal. Isso é possível pois esse método encontra uma função de transferência inversa do sistema. Além disso, essa classe utiliza o sinal de entrada atrasado como o sinal desejado.

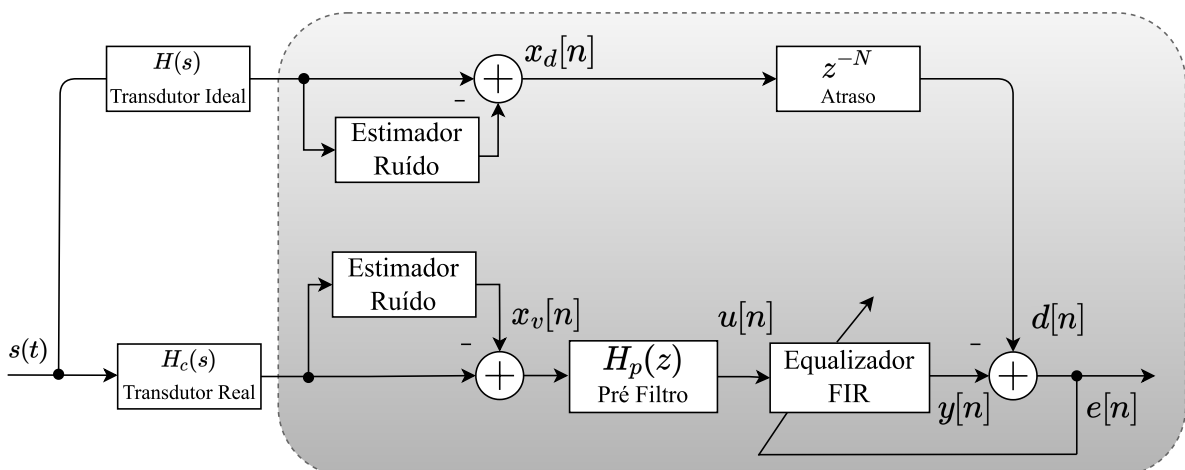
Figura 6 – Classe de Equalização de Canais (*Channel Equalization*) para aplicativos de filtragem adaptativa.



Fonte: Haykin (66).

A abordagem apresentada neste trabalho utiliza o conceito de equalização de canais amplamente empregado na teoria de comunicação. O objetivo da equalização é corrigir a distorção de frequência causada pelo canal de comunicação, assemelhando-se, desse modo, ao problema encontrado em transdutores elétricos. A Figura 7 mostra a metodologia apresentada para o equalizador não-cego, utilizado aqui para efeito de comparação em relação à estratégia proposta do equalizador cego, principal contribuição deste trabalho.

Figura 7 – Metodologia para equalização adaptativa não-cega de transdutores. O canal  $H_c$  representa o transdutor real. O bloco Estimador Ruído utiliza a FFT para separar o ruído  $x(t)$  do componente fundamental  $f(t)$  e dos harmônicos  $h(t)$ . O pré-filtro  $H_p(z)$  incorpora um filtro de polo único escolhido pelo AG. O bloco FIR é o equalizador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

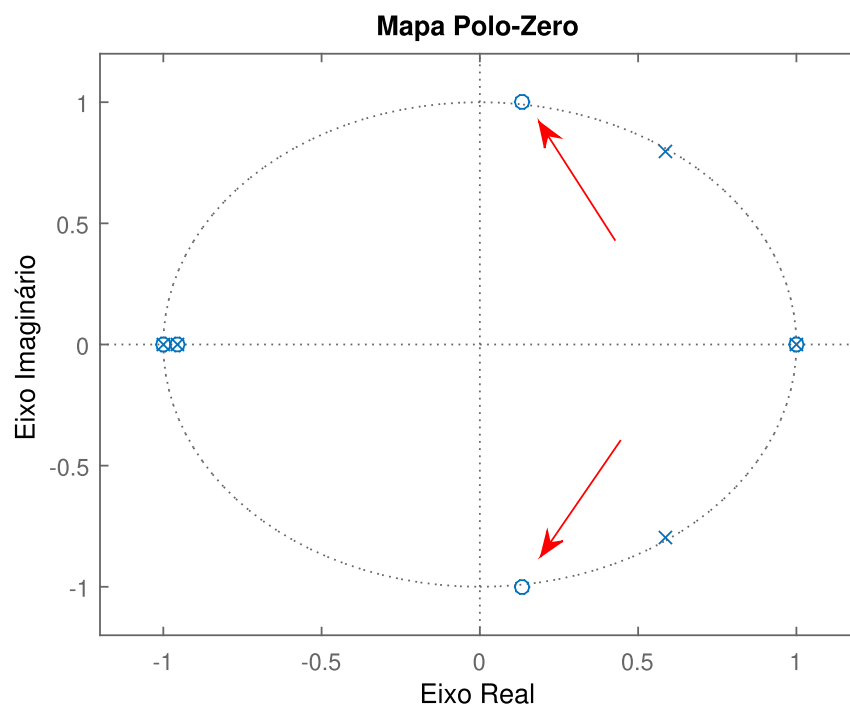


Todos os blocos dentro do retângulo cinza na Figura 7 estão no domínio do tempo discreto, portanto o sinal de saída do transdutor, deve ser discretizado por conversor analógico para digital. O esquema de equalização tem por objetivo projetar um filtro que minimize alguma função do erro  $e[n]$ , dado pela diferença entre a resposta desejada  $d[n]$  e a saída  $y[n]$  do equalizador. O sinal  $d[n]$  é uma versão atrasada do sinal de ruído  $x_d[n]$ .

O bloco  $H_p(z)$ , chamado de pré-filtro, incorpora um filtro de polo único escolhido pelo algoritmo genético, procedimento detalhado na Seção 3.4. Esse bloco é fundamental, pois ao empregar o filtro FIR no equalizador, ele não consegue cancelar possíveis zeros contidos no transdutor, necessários para a implementação do sistema inverso. Alguns transdutores possuem zeros próximos ou até mesmo fora do círculo unitário, o que dificulta o processo de equalização por filtro FIR.

A Figura 8 ilustra um exemplo de diagrama de polos e zeros, em que, a resposta de um TI apresenta um par de zeros localizado fora do círculo unitário. Nesses casos, para melhorar a equalização do sistema, é necessário encontrar um polo adicional que cancele o máximo possível esse zero. Como dito, o AG é capaz de autonomamente identificar e localizar o polo necessário para cancelar o zero. Esse processo de equalização é fundamental para assegurar a estabilidade e o desempenho adequado do sistema.

Figura 8 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) de um modelo de transformador de instrumentação. As setas vermelhas mostram um par de zeros complexos fora do círculo unitário tornando o sistema fase não mínima.



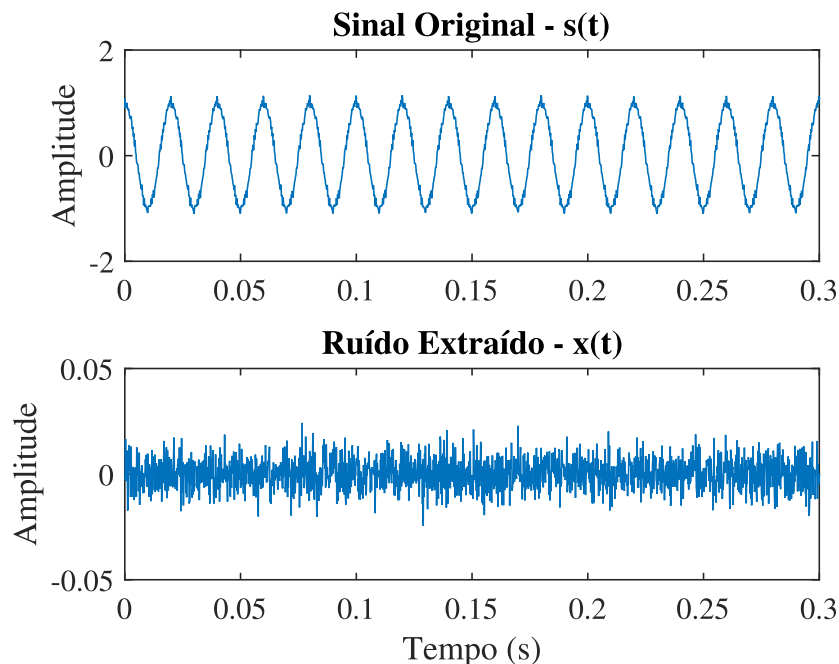
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O sinal no lado de Alta Tensão (AT) ou Média Tensão (MT) consiste no componente fundamental  $f(t)$  distorcido por harmônicos  $h(t)$  e corrompido por Ruído Gaussiano Aditivo Branco, do inglês *Additive White Gaussian Noise* (AWGN)  $x(t)$ , como na equação 3.10

$$s(t) = f(t) + h(t) + x(t) \quad (3.10)$$

O bloco chamado de “Estimador Ruído” utiliza a Transformada Rápida de Fourier, do inglês *Fast Fourier Transform* (FFT) com o objetivo de separar o ruído  $x(t)$  dos componentes fundamental  $f(t)$  e harmônicos  $h(t)$  contidos no sinal de entrada  $s(t)$ . Durante esse processo, o algoritmo identifica os harmônicos de interesse, que foram injetados nos sistema sendo  $h(t) = [5, 13, 21, 40, 45]$ , e, em seguida, o código zera esses valores na representação em frequência, juntamente com a fundamental, removendo efetivamente esses componentes do sinal. Isso significa que apenas o ruído será utilizado no processo de equalização, como mostra a Figura 9. É importante destacar que neste trabalho estamos supondo que no sinal primário circula apenas componentes harmônicos e ruído branco gaussiano.

Figura 9 – O gráfico superior representa o Sinal Original -  $s(t)$ , enquanto o gráfico inferior mostra o Ruído Extraído -  $x(t)$  usando o bloco “Estimador Ruído”.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Essa técnica possibilita a equalização através do ruído, uma abordagem oriunda da teoria das telecomunicações. Nos sistemas de comunicação digital, é comum incluir um estágio de treinamento no qual uma sequência conhecida de símbolos é transmitida através

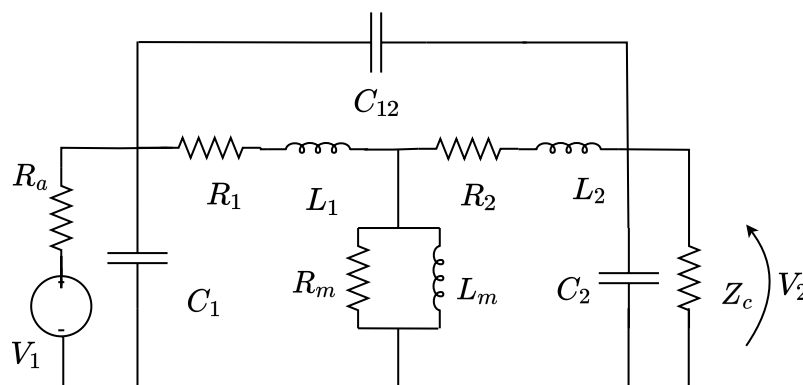
do canal. Simultaneamente, uma versão dessa sequência é gerada de forma síncrona no receptor. Geralmente, essas sequências são pseudo-aleatórias, exibindo características semelhantes a de um ruído (66).

Considerando essa perspectiva, a equalização costuma basear-se em informações estatísticas do sinal, sendo prático introduzir um ruído inicialmente branco na entrada. Ao atravessar o canal, esse ruído se transforma em um ruído colorido, e o equalizador trabalha para reestabelecer sua natureza inicial, ou seja, torná-lo branco novamente. Nesse contexto, considerando o próximo passo da metodologia que é a equalização cega, na qual não temos acesso direto ao sinal de entrada do transformador, a proposta de equalizar o transformador utilizando o ruído existente na saída do mesmo se torna promissora.

### 3.2 Modelagem e Análise da Resposta em Frequência de Transdutores

O comportamento linear de um transformador de corrente/potencial pode ser determinado a partir do circuito equivalente modelado com componentes RLC (Resistivo, Indutivo, Capacitivo), como mostra a Figura 10. Esse modelo, baseado em componentes elétricos fundamentais, permite uma representação simplificada do funcionamento do transformador para análise e predição de seu desempenho. A resistência  $R_a$  representa a impedância da fonte e foi adicionada ao circuito original apenas para fins de simulação.

Figura 10 – Circuito equivalente modelado com componentes RLC - transformador de potencial indutivo.  $V_1$  é a tensão de entrada, primária do transformador e  $V_2$  é a tensão de saída, secundária do transformador.

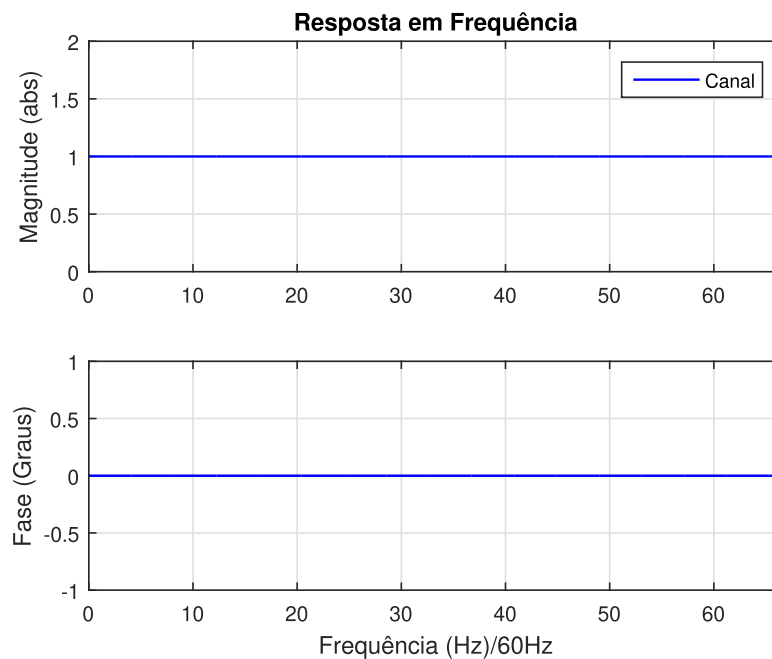


Fonte: Samesima; Oliveira; Dias (133).

O modelo RLC se torna uma ferramenta fundamental na compreensão da resposta em frequência de transformadores. Através desse modelo, é possível analisar como se comporta a resposta do transformador em diferentes frequências. Um transformador ideal

exibe uma resposta em frequência com magnitude constante unitária e uma fase nula em toda a faixa de frequência, como é possível observar na Figura 11. Essa métrica pode se tornar uma referência crucial para comparação e análise do desempenho de transformadores reais, porém é um conceito teórico, já que, na prática, devido a limitações físicas e características dos materiais utilizados na construção dos transformadores, é difícil alcançar essa resposta ideal de forma perfeita.

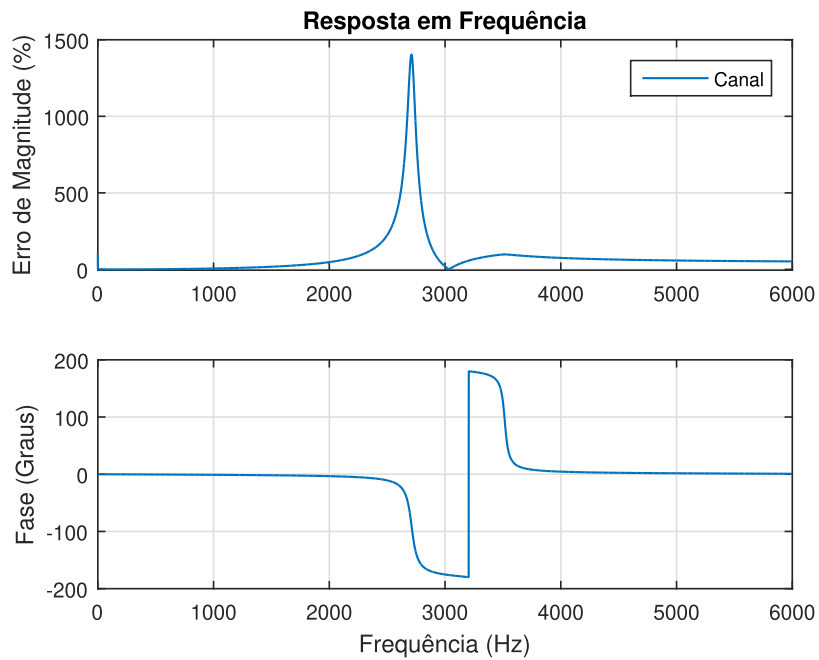
Figura 11 – Transdutor com resposta em frequência ideal. Magnitude unitária e fase zero.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O modelo RLC apresentado na Figura 10 é chamado de canal ( $H_c$ ) e exibe uma resposta em frequência típica como mostrada na Figura 12. A resposta em frequência do modelo exemplificado tem uma ressonância em torno de 2,7 kHz, o que gera um erro de magnitude próximo de 1500 % nesta frequência. Essa distorção é indesejada, pois pode interferir e introduzir erros na medição para QEE. É possível notar ainda que após o ponto de ressonância a resposta de magnitude cai para muito próximo de zero em 3,0 kHz. Isso só é possível se a função de transferência do transdutor tiver um zero próximo ou até mesmo fora do círculo unitário (42). Esta situação foi ilustrada na Seção 3.1, mais especificamente através da Figura 8, em que, o Digrama de polos e zeros mostra um par de zeros complexos fora do círculo unitário para o modelo de transformador apresentado na Figura 10.

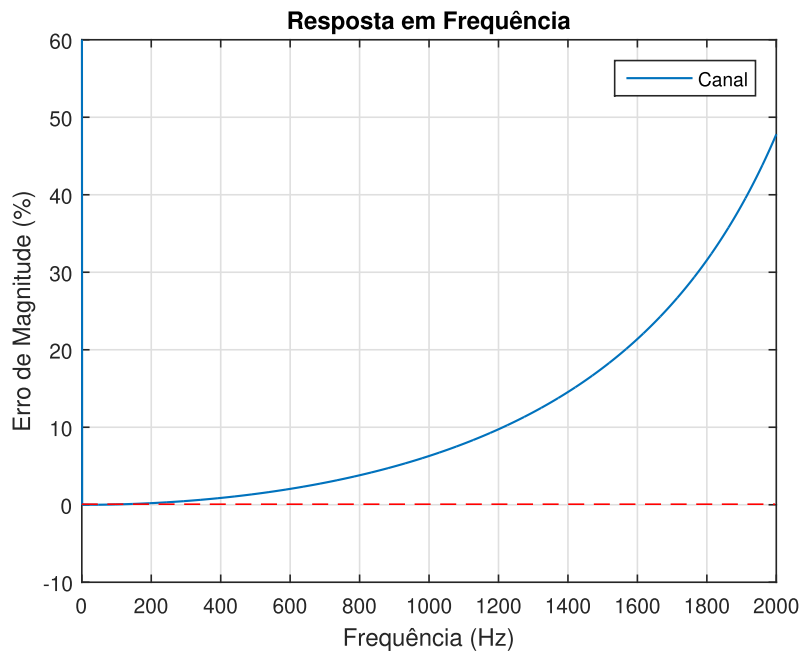
Figura 12 – Resposta em frequência do transdutor da Figura 10. Erro de Magnitude em porcentagem e ângulo de fase em graus.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Através da Figura 13 é possível notar o zoom dado na região da magnitude até 2 kHz da Figura 12 e verificar que esse transformador insere erros de aproximadamente 30% em 1800 Hz e chega a quase 50% de erro de magnitude em 2 KHz.

Figura 13 – Detalhe do Erro de Magnitude da Figura 12. Erro de Magnitude em porcentagem.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Para verificar o desempenho das técnicas de equalização não-cega e cega, serão utilizados os cálculos do erro relativo de magnitude em porcentagem e erro absoluto de fase em graus, como mostram as equações 3.11 e 3.12.

$$\text{Erro de Magnitude (h) (\%)} = \left| \frac{|\text{Magnitude Ideal (h)} - \text{Magnitude Equalizada (h)}|}{\text{Magnitude Ideal (h)}} \right| \times 100\% \quad (3.11)$$

$$\text{Erro de fase (h) (graus)} = \left| \frac{|\text{Fase Ideal em rad (h)} - \text{Fase Equalizada em rad (h)}|}{\pi} \right| \times 180 \quad (3.12)$$

em que,  $h$  é o harmônico de interesse.

Essas equações determinam como os erros na magnitude e na fase são calculados em comparação a uma resposta em frequência ideal (referência). O erro percentual na magnitude expressa a diferença entre a magnitude ideal e a magnitude equalizada como uma porcentagem da magnitude ideal. Por outro lado, o erro de fase é medido em graus e representa a diferença entre a fase ideal e a fase equalizada. Aqui,  $(h)$  se refere ao harmônico específico sob análise. Essas equações ajudam a entender quão próximo o resultado equalizado está do padrão desejado.

Será utilizado também o conceito de Erro Total do Vetor, do inglês, *Total Vector Error* (TVE), o cálculo é realizado entre o sinal ideal (ou transdutor ideal) e a saída equalizada do RLS e LMS para verificação dos resultados. O critério TVE tem o suporte da norma IEEE C37.118.2-2011 (78) e especifica que o TVE máximo deve ser de 1% na frequência nominal. O TVE é definido pela equação 3.13.

$$TVE = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r - X_r)^2 + (\hat{X}_i - X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (3.13)$$

em que,  $\hat{X}_r$  e  $\hat{X}_i$  são a parte real e imaginária, respectivamente, referentes aos valores estimados pelos algoritmos LMS e RLS e  $X_r$  e  $X_i$  são os correspondentes valores teóricos.

Ambas as métricas são vitais para avaliar o quão precisamente a equalização alcança o comportamento ideal. Elas oferecem uma maneira quantitativa de entender as discrepâncias entre os resultados desejados e os obtidos ao equalizar o canal em relação a um padrão de referência. Os resultados das simulações desta Seção foram realizados no ambiente MATLAB/SIMULINK® e serão apresentados na Seção 4.

### 3.3 Equalização Adaptativa Cega

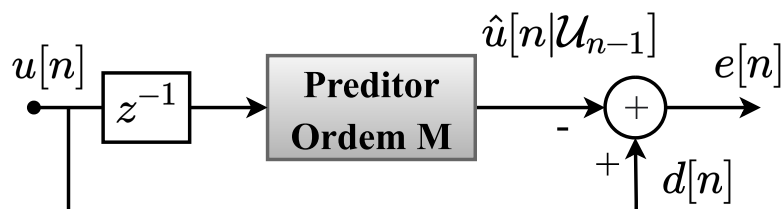
Nos problemas envolvendo algoritmos de equalização adaptativa não supervisionados ou de equalização adaptativa cega, o sinal da entrada do sistema é desconhecido. Assim, a tarefa de reconstrução do sinal é mais difícil em relação aos algoritmos de equalização supervisionados (61). Nessas condições, os equalizadores adaptativos cegos utilizam métricas estatísticas do próprio sinal transmitido para ajuste dos parâmetros (8).

A depender do tipo de informação estatística utilizada, é possível identificar duas famílias de algoritmos, os baseados em Estatísticas de Segunda Ordem, do inglês *Second Order Statistics* (SOS) e os baseados em Estatísticas de Ordem Superior, do inglês *High-Order Statistics* (HOS). O grupo SOS diz respeito a métodos que efetuam o processo de equalização utilizando as características estatísticas de segunda ordem, como variância, correlação ou potência dos sinais transmitidos, compensando suas alterações. O grupo HOS efetua o processo de equalização determinando as características estatísticas de ordem superior dos sinais transmitidos, como cumulantes estatísticos ou funções esperança, compensando suas alterações (66). No presente trabalho estamos assumindo que o ruído que se propaga pelo transdutor tem distribuição Gaussiana e portanto, não faz sentido empregar HOS, uma vez que os momentos de ordem superiores a 2 são todos zeros.

As soluções cegas de entrada única e saída única, do inglês *single input single output* (SISO) apresentam algumas desvantagens como convergência lenta e dificuldades em equalizar canais com fase não mínima, sendo canais cujos modelos de tempo discreto possuem zeros fora do círculo unitário. No caso de entradas estacionárias de sentido amplo, do inglês *Wide-Sense Stationary* (WSS), com média zero e variância  $\sigma^2$ , o sinal recebido também é WSS e apenas canais de fase mínima podem ser identificados a partir de estatísticas de segunda ordem (SOS), uma vez que a informação de fase do canal é perdida (42).

Um dos caminhos para o tratamento da equalização cega baseada em SOS inclui filtros de erro de predição linear, do inglês *linear prediction error filters* (LPE). Neste trabalho, foi utilizado o filtro LPE à frente (*Forward*) para a equalização cega. A Figura 14 exemplifica a utilização do filtro LPE *Forward*, o qual é um procedimento de processamento de sinal para estimar a amostra “presente”  $u(n)$  combinando linearmente as  $M$  amostras “passadas”  $u(n-1)$ ,  $u(n-2)$ , ...,  $u(n-M)$ , onde  $M$  é a ordem do filtro.

Figura 14 – Ilustração conceitual de um filtro de erro preditor linear à frente (*Linear Prediction Error - LPE*) de ordem  $M$ .



Fonte: Haykin (66).

Então, o sinal de erro  $e[n]$  é minimizado, utilizando algum critério estatístico, com o objetivo de obter um filtro preditor ótimo. Através deste procedimento de previsão, é possível obter os parâmetros de interesse que caracterizam  $u[n]$ , onde os  $M$  coeficientes de



um filtro FIR podem ser projetados de tal forma que a saída do filtro é:

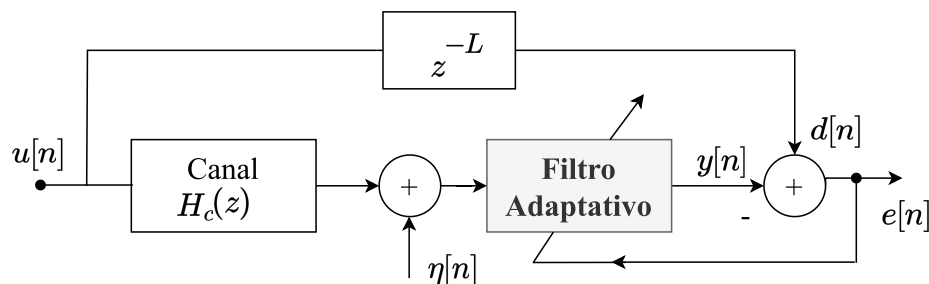
$$\hat{u}[n|\mathcal{U}_{n-1}] = \sum_{k=1}^M w_{f1k}^* \times u[n-k] \quad (3.14)$$

onde  $w_{f1k}^*$  são os coeficientes,  $\hat{u}[n|\mathcal{U}_{n-1}]$  é a saída estimada e o sinal desejado  $d[n]$  é igual ao sinal de entrada  $u[n]$ . O objetivo então é projetar um filtro ótimo que minimize o erro no sentido do Erro Quadrático Médio (MSE). Para o caso da correção de erros em transformadores de instrumentação, como não se tem acesso ao primário, é possível equalizar o transdutor utilizando-se apenas o sinal de ruído na saída do mesmo, que supostamente é um ruído colorido, sendo que a “coloração” foi causada pelo transdutor. Assim, o filtro preditor, ao “branquear” o ruído estará estimando a resposta inversa do canal e portanto equalizando o mesmo. O erro de estimativa  $e[n]$  correspondente ao erro preditor à frente é a diferença entre a saída estimada e a entrada:

$$e[n] = d[n] - \hat{u}[n|\mathcal{U}_{n-1}] \quad (3.15)$$

A Figura 6, representando o esquema de equalização de canais, é apresentada novamente como Figura 15 para facilitar a leitura.

Figura 15 – Classe de Equalização de Canais (*Channel Equalization*) para aplicativos de filtragem adaptativa.



Fonte: Haykin (66).

Para implementar a metodologia de equalização cega em TIs e alcançar um filtro ótimo utilizando o LPE, conforme descrito por Chi; Feng; Chen; Chen (21), algumas premissas precisam ser seguidas:

1. O canal (Transdutor) SISO LTI  $H_c(z)$  é estável.
2. O sinal de entrada  $u[n]$  é um processo branco WSS com variância  $\sigma_u^2$ .
3. O ruído  $\eta[n]$  é um processo WSS (branco ou colorido) de média zero.
4. O sinal de entrada  $u[n]$  é estatisticamente independente do ruído  $\eta[n]$ .

Considerando a suposição (1), para um sistema SISO LTI ser estável, todos os polos da sua função de transferência devem estar dentro do círculo unitário. Isso é equivalente a dizer que a resposta ao impulso do transdutor  $h_c[n]$  deve ser absolutamente somável, que é a condição para estabilidade. A suposição (2) teria uma variação, pois o sinal de entrada em um sistema de potência  $u[n]$  é composto por componentes senoidais harmonicamente relacionadas somadas a um ruído branco. Por esse motivo ocorreu a proposta de separar o ruído do sinal e realizar a equalização apenas com o ruído.

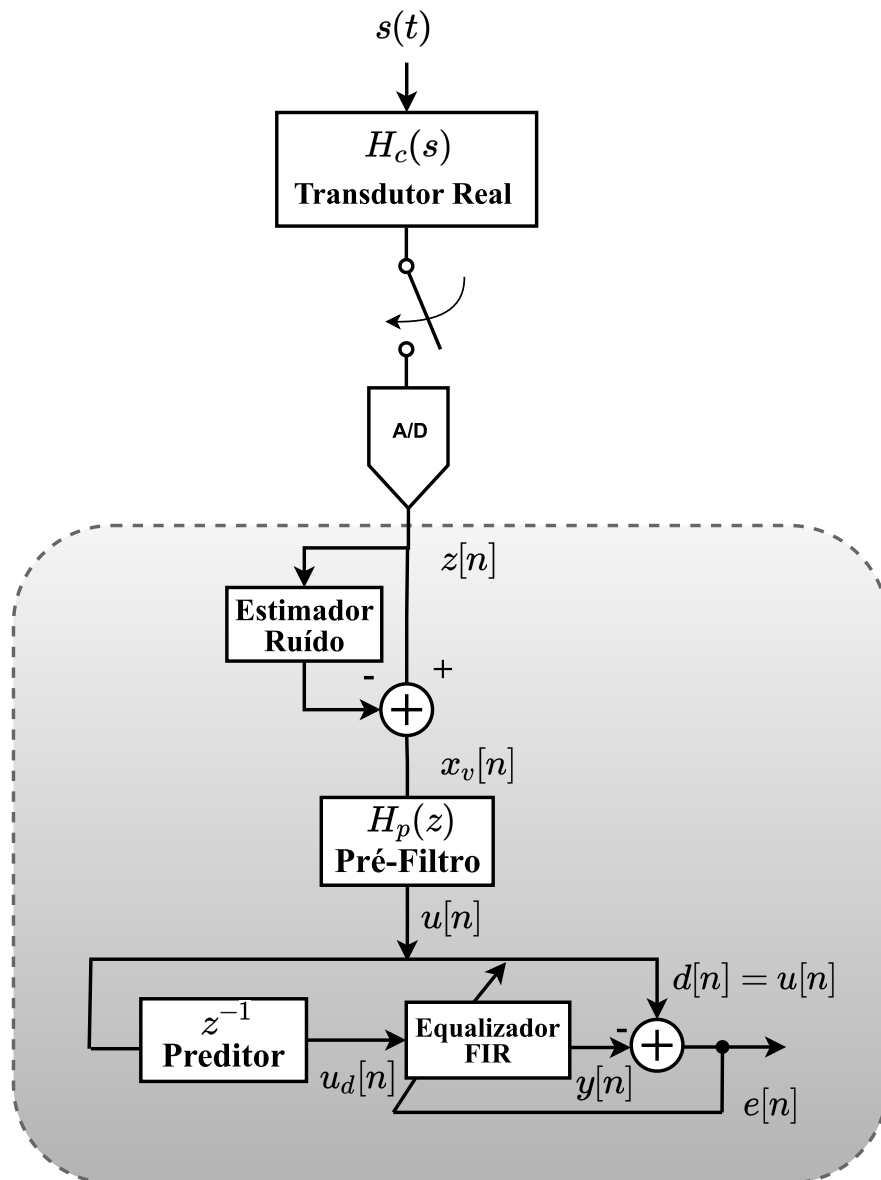
Na suposição (3) o ruído deve ser um processo branco de média zero. Por fim, na suposição (4) os sinais  $u[n]$  e  $\eta[n]$  não devem ser correlacionados, sendo estatisticamente independentes. O ruído  $\eta[n]$ , mostrado na Figura 15, está sendo desconsiderado neste trabalho e representa o ruído aditivo que considera o ruído de medição/instrumentação.

A Figura 16 apresenta o Diagrama com o esquema de equalização cega proposto. O bloco  $H_c$  é o transformador real. O sinal  $s(t)$  é o sinal no lado de Alta Tensão (AT) ou Média Tensão (MT) e consiste no componente fundamental  $f(t)$  distorcido pelos harmônicos  $h(t)$  e corrompido por Ruído Gaussiano Aditivo Branco (AWGN)  $x(t)$ , como mostra a equação 3.16.

$$s(t) = f(t) + h(t) + x(t) \quad (3.16)$$

O bloco “Estimador Ruído” foi detalhado na Seção 3.1 e seu princípio de funcionamento se aplica também na metodologia de equalização cega. Entretanto, vale ressaltar que esta função de estimação não é perfeita, pois devemos levar em conta que o sinal  $s(t)$  ao passar pelo canal  $H_c(s)$  é distorcido, além disso, o próprio ruído desencadeia um espalhamento na FFT, fazendo com que não seja possível retirar 100% da fundamental e dos harmônicos, então teremos uma aproximação do ruído de entrada.

Figura 16 – Metodologia para equalização adaptativa cega de transdutores. O canal  $H_c$  é o transdutor real. O bloco Estimador Ruído utiliza a FFT para separar o ruído  $x(t)$  do componente fundamental  $f(t)$  e dos harmônicos  $h(t)$ . O pré-filtro  $H_p(z)$  incorpora um filtro de polo único. O bloco  $z^{-1}$  representa o atraso unitário do filtro predictor linear (LPE), que, juntamente com o filtro FIR, implementa o equalizador adaptativo cego.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Como introduzido na Seção 3.1, o bloco Pré-Filtro é utilizado caso algum modelo de transdutor apresente algum zero próximo ou fora do círculo unitário. A utilização de um filtro FIR para equalização não permite que o sistema possa cancelar esse zero, então se justifica a inserção deste bloco no sistema. Ainda é relevante lembrar que a equalização cega só é possível se o sistema for fase mínima.

A saída do bloco Pré-Filtro  $u[n]$  é a entrada do filtro preditor, que irá estimar a amostra “presente”, ou seja, combinando linearmente as  $M$  amostras “passadas”. Portanto, o sinal  $u_d[n]$  é o sinal atrasado uma amostra passada e será equalizado pelo filtro FIR, onde são utilizados os algoritmos RLS e LMS, que foram apresentados na Seção 3.1.

Os blocos dentro do retângulo cinza na Figura 16 são sistemas digitais implementados dentro de um sistema de medição digital, como microprocessadores ou FPGA (Field Programming Gate Array), os outros blocos são componentes analógicos. Portanto, o sinal de saída do transdutor deve ser discretizado por conversor analógico para digital. Os resultados das simulações desta Seção foram realizados no ambiente matemático MATLAB® e serão apresentados na Seção 4. Como explicado na Seção 3.2, os erros percentuais de magnitude e fase, bem como os TVEs também foram utilizados para avaliar os resultados desta metodologia.

Nas simulações, tanto para o equalizador não-cego quanto para o cego, surgiu um desafio na determinação do valor do polo a ser inserido no pré-filtro. Verificar se um transformador é de fase mínima é simples quando se tem acesso ao modelo. Contudo, quando essa informação não está disponível, essa tarefa se torna significativamente desafiadora.

Uma solução para contornar esse problema foi utilizar a ferramenta Algoritmo Genético, do inglês *Genetic Algorithm* (GA), que é capaz, através do princípio Darwiniano da evolução das espécies, de realizar um processo de busca baseados no princípio de sobrevivência dos mais aptos e na reprodução, encontrando o valor do polo, considerando uma função objetivo predeterminada. Sendo assim, a Seção 3.4 apresenta a metodologia para que o AG busque o polo de forma autônoma e otimize o processo.

### 3.4 Algoritmos Genéticos

O algoritmo genético, do inglês *Genetic Algorithm* (AG), representa uma meta-heurística amplamente adotada. Inspirado no mecanismo de seleção e evolução natural de Charles Darwin, este método de busca é uma abordagem popular na teoria da evolução. Sua natureza otimizada estocástica é aplicada neste trabalho para aprimorar a busca de um parâmetro na metodologia de equalização adaptativa, abarcando tanto o cenário cego quanto o não-cego.

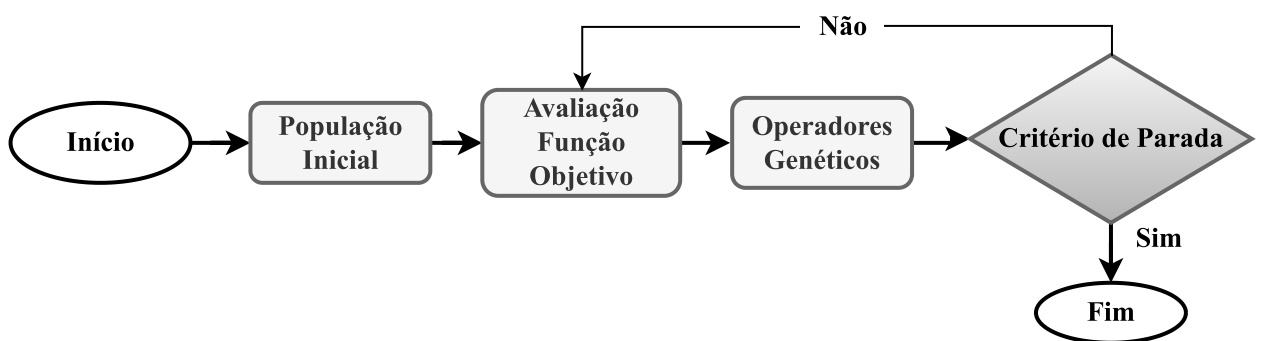
A técnica do AG foi introduzida pelos trabalhos de Holland (67, 69, 68), destina-se à otimização de sistemas, analisando estruturas como mutação e recombinação genética.

Esses algoritmos são modelados para resolver problemas de otimização, empregando uma população de representações abstratas denominadas cromossomos, que correspondem às soluções candidatas, ou seja, os indivíduos, evoluindo em direção às melhores soluções disponíveis.

Neste trabalho, foi implementado o Algoritmo Genético Real-Polarizado (AG-RP) (149) para determinar o valor do polo na equalização de canal, uma vez que esta abordagem utiliza uma codificação dos parâmetros de otimização em formato real, diferente do AG com codificação binária, permitindo assim, uma representação mais precisa e flexível dos dados.

A Figura 17 mostra o fluxograma do modelo do AG proposto para equalização cega e não-cega. O algoritmo inicia gerando aleatoriamente um número ( $N$ ) de vetores (indivíduos). Em seguida, uma série de operações é realizada sequencialmente: cruzamento, mutação, avaliação, cálculo da função de ajuste (ou função de aptidão, chamada de “*fitness function*”), seleção e elitização. Isso resulta na geração de uma nova população com o mesmo número de indivíduos.

Figura 17 – Fluxograma do Modelo Proposto para Equalização Cega e Não-Cega utilizando Algoritmo Genético.

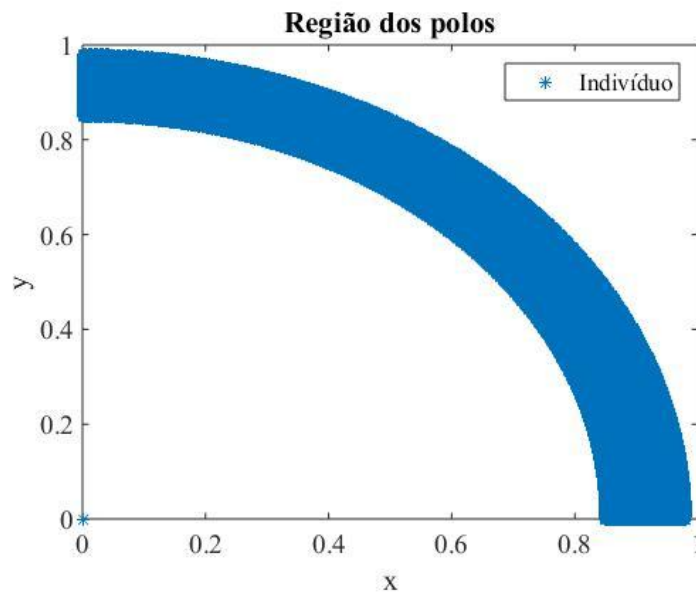


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Inicialmente, o código define o número de gerações e de indivíduos na população, gerando uma população inicial aleatória dentro das faixas admissíveis para os parâmetros de projeto. Uma função é responsável por gerar a região dos polos. A matriz resultante dessa criação representa a população inicial de indivíduos candidatos, cujos valores de polo são selecionados de forma aleatória pelo algoritmo. Cada indivíduo na população corresponde a um valor de polo na região predefinida, e esses valores são posteriormente utilizados no processo de evolução do AG. A função polo oferece uma estrutura flexível para gerar uma ampla variedade de polos iniciais, possibilitando uma exploração abrangente do espaço de soluções durante a otimização da equalização do canal, como mostra a Figura 18. A região de polos apresentada na Figura 18 corresponde a modelos de transformadores observados

na prática. É comum que alguns transformadores apresentem ressonância devido a polos que caíam no primeiro quadrante. Outros modelos não possuem essa ressonância e portanto apresentam polos na origem. É claro que a posição dos polos, no modelo em tempo discreto, depende da frequência de amostragem utilizada no processamento.

Figura 18 – Região dos Polos - População inicial de indivíduos candidatos. Os polos são gerados em coordenadas polares e depois convertidos para coordenadas retangulares.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A escolha estratégica na geração da região dos polos revela um entendimento aprofundado das necessidades do sistema. A inclusão do valor “0” reflete a consideração de que em alguns cenários um transformador pode não demandar um polo específico, e o AG deve ter a liberdade de escolher esse valor para não inserir um polo onde não é necessário. Já a região próxima ao círculo unitário, representa a busca por um polo desejado, mas mantendo o sistema estável. Esse cuidado é crucial, especialmente para modelos de transdutores que apresentam zeros fora do círculo unitário, de fase não-mínima, evitando instabilidades indesejáveis no sistema de equalização. A utilização do AG permite essa busca estratégica por valores de polos que atendam aos requisitos de estabilidade do sistema de equalização do canal, contribuindo para a otimização e a estabilidade desse processo.

A função objetivo é essencial para avaliar a performance do AG. A função objetivo utilizada neste trabalho foi o Erro Médio Absoluto, do inglês Mean Absolute Error (MAE) dos algoritmos RLS e LMS. Esse erro representa a diferença entre a saída dos algoritmos RLS e LMS e a saída desejada (referência) para cada iteração. O sinal de referência utilizado é o ruído extraído pelo bloco “Estimador Ruído”. Portanto, o valor do polo que resulta no menor erro médio absoluto será escolhido como o indivíduo a ser utilizado no

bloco Pré-Filtro ( $H_p$ ). O pseudo código 1 ilustra a função objetivo utilizada.

---

**Algoritmo 1** Função Objetivo - Equalização Cega

---

```

for Testar todos os indivíduo na População Inicial do
  Testando o polo (i)
  for i = 1: Experimento Monte Carlo do
     $x = std * randn(1, Npt);$                                 ▷ Gera o Ruído
     $s = f + h + x;$                                           ▷ Sinal com ruído
     $z = filter(b, a, s);$                                     ▷ Transdutor processando o sinal
    Estimador FFT
    Pré-filtro  $H_p^i(z)$ 
    for Filtro LPE do                                       ▷ Uma amostra passada
      Calcular saída do RLS
      Calcular erro do RLS
      Calcular saída do LMS
      Calcular erro do LMS
      Atualizar coeficientes do RLS
      Atualizar coeficientes do LMS
    end for
    Calcular erro médio absoluto para o indivíduo atual
    Média  $Erro_{RLS} \leftarrow Mean(erro_{RLS})$ 
    Média  $Erro_{LMS} \leftarrow Mean(erro_{LMS})$ 
  end for
end for

```

---

A etapa de cruzamento (*crossover*) em um algoritmo genético ocorre inicialmente dividindo a população inicial em duas metades, representando o conjunto de “pais” que serão cruzados para gerar novos indivíduos (“filhos”). Para cada par formado, verifica-se se vai ou não ocorrer cruzamento, com probabilidade de ocorrência de 0,5. Quando o cruzamento ocorre, são gerados dois novos indivíduos de acordo com a equação 3.17

$$x_g = \alpha \cdot x_1 + (1 - \alpha) \cdot x_2 \quad (3.17)$$

em que,  $x_g$  representa o novo indivíduo gerado,  $x_1$  e  $x_2$  são os indivíduos ancestrais. Nesse processo, é essencial observar a restrição  $J(x_2) < J(x_1)$ , em que,  $J(\cdot)$  é a função objetivo a ser minimizada. A determinação de  $\alpha$  depende da polarização do cruzamento e tem probabilidade de 0,3. Quando não polarizado,  $\alpha$  é escolhido de maneira uniforme dentro do intervalo de valores possíveis para ambos os novos indivíduos  $-0,1 < \alpha < 1,1$ . Se polarizado,  $\alpha$  é calculado como:

$$\alpha = 1,4 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 - 0,2 \quad (3.18)$$

sendo  $\beta_1$  e  $\beta_2$  valores aleatórios escolhidos independentemente com uma distribuição uniforme no intervalo de  $[0, 1]$ . Um dos novos indivíduos sempre será escolhido sem polarização. A equação (3.17) é aplicada com dois valores distintos de  $\alpha$ , um polarizado e outro não-polarizado, gerando assim dois novos indivíduos.

Essa operação de cruzamento, definida dessa forma, pode resultar em indivíduos localizados fora dos limites aceitáveis de parâmetros, como por exemplo, um polo fora do círculo unitário. Se isso ocorrer, um procedimento comum em sistemas digitais para lidar com essa situação é usar a técnica de inversão do polo. Isso é feito calculando o recíproco do polo original. Se um novo indivíduo gerado  $x_g$  está fora do círculo unitário, então o indivíduo recíproco  $x_r$  é dado por  $x_r = \frac{1}{x_g^*}$ , em que  $x_g^*$  é o conjugado complexo de  $x_g$ .

Este exemplo mostra o procedimento quando existe um polo  $x_g = 0.8 + 0.8i$  que está fora do círculo unitário. Para garantir a estabilidade do sistema, é possível inverter esse polo para encontrar o polo recíproco. O polo recíproco  $x_r$  é calculado como o recíproco do conjugado complexo de  $x_g$ :

$$x_r = \frac{1}{x_g^*}$$

em que,  $x_g^*$  é o conjugado complexo de  $x_g$ . O primeiro passo é encontrar o conjugado complexo de  $x_g$ :

$$x_g^* = 0.8 - 0.8i$$

Agora, é possível calcular o polo recíproco:



$$x_r = \frac{1}{x_g^*} = \frac{1}{0.8 - 0.8i}$$

Assim, o polo recíproco é:

$$x_r \approx \frac{1}{0.8 - 0.8i} \approx \frac{1}{0.8 - 0.8i} \times \frac{0.8 + 0.8i}{0.8 + 0.8i} \approx \frac{0.8 + 0.8i}{0.8^2 + 0.8^2}$$

$$x_r \approx \frac{0.8 + 0.8i}{0.64 + 0.64} \approx \frac{0.8 + 0.8i}{1.28} \approx 0.625 + 0.625i$$

Portanto, o polo recíproco é aproximadamente  $0.625 + 0.625i$ , que está dentro do círculo unitário e garante a estabilidade do sistema.

Outro operador genético utilizado no AG é a mutação (*mutation*). A mutação é um processo fundamental em algoritmos genéticos que introduz diversidade na população. Neste contexto específico, a mutação é aplicada a cada indivíduo com uma probabilidade de 0,02. Quando ocorre a mutação, um vetor de perturbação ( $\delta$ ) é adicionado ao indivíduo ( $x$ ), como mostra a equação (3.19).

$$\delta_i = 0,05\beta_i(x_R)_i \quad (3.19)$$

Este vetor é calculado considerando componentes aleatórias ( $\beta_i$ ) que seguem uma distribuição gaussiana, com média zero e variância um. O tamanho e a direção desse vetor são controlados por essas variáveis aleatórias e multiplicados pela diferença entre os limites superiores e inferiores dos parâmetros  $x_R = (x_U - x_L)$ .

Essencialmente, a mutação funciona como uma exploração do espaço de busca, adicionando pequenas variações aleatórias aos indivíduos para potencialmente descobrir novas regiões do espaço de solução que poderiam conter soluções melhores. Isso contribui para manter uma diversidade genética na população, ajudando-a a escapar de mínimos locais e a buscar soluções mais ótimas no espaço de busca.

Dando sequência ao processo de evolução, a seleção dos indivíduos será realizada. Esse processo de seleção visa preservar os indivíduos mais adaptados (aqueles com melhores valores de *fitness*). Ela determina os indivíduos a serem selecionados, calculando suas probabilidades de seleção de acordo com suas aptidões relativas.

Esses indivíduos são então ordenados de acordo com suas probabilidades e os melhores são escolhidos para a próxima geração. A garantia de manter o melhor indivíduo na próxima geração é chamada de elitização. Se o melhor indivíduo não for escolhido para a próxima geração, ele é inserido nela, com a exclusão aleatória de um elemento qualquer para manter o tamanho constante da população. Isso permite explorar diferentes soluções enquanto mantém a presença dos mais adaptados, ajudando na busca por soluções ótimas.

A função ajusta a população para atingir o tamanho constante, mantendo os melhores indivíduos e descartando os piores.

Para finalizar o AG é necessário utilizar um critério de parada, o que idealmente ocorreria quando o algoritmo encontrasse o ponto ótimo. Entretanto, na maioria dos casos, não se pode afirmar com certeza se um dado ponto ótimo corresponde a um ótimo global. Algumas opções para realizar o critério de parada podem ser realizados através do critério do número máximo de gerações, estabilização dos parâmetros ou do tempo limite de processamento.

O critério de parada utilizado neste trabalho é baseado na estabilidade do melhor indivíduo encontrado ao longo das gerações. O código busca interromper a execução do algoritmo quando a melhoria na solução se torna insignificante, ou seja, quando o melhor indivíduo permanece inalterado por um número predefinido de iterações. Isso ajuda a evitar a continuação desnecessária do processo quando já foi alcançada uma estabilidade na solução encontrada.

O código verifica se o melhor indivíduo encontrado na geração atual é o mesmo que o melhor indivíduo da geração anterior. Se forem iguais, um contador de iterações sem mudança é incrementado, caso contrário, o contador é reiniciado. Se o número de iterações consecutivas sem mudança exceder um limite (neste caso, 5), o algoritmo atende ao critério de parada.

A escolha de implementar o algoritmo genético para encontrar os polos foi motivada pela natureza do problema em questão. Considerando que os polos representam uma parte fundamental na equalização de TIs, já que a equalização é realizada por filtros FIR, o espaço de busca dos polos desempenha um papel crucial no processo de equalização, pois pode gerar instabilidade. A decisão de utilizar o algoritmo genético para determinar o polo foi fundamentada pela sua capacidade comprovada de explorar eficientemente espaços de busca e encontrar soluções ótimas ou próximas do ótimo. Ao utilizar o algoritmo genético, espera-se não apenas identificar os polos mais adequados para a equalização, mas também otimizar a estabilidade e o desempenho do sistema de equalização como um todo. Assim, a escolha do algoritmo genético é uma estratégia deliberada e específica para abordar os desafios únicos relacionados à equalização de transdutores em sistemas de energia.

## 4 RESULTADOS

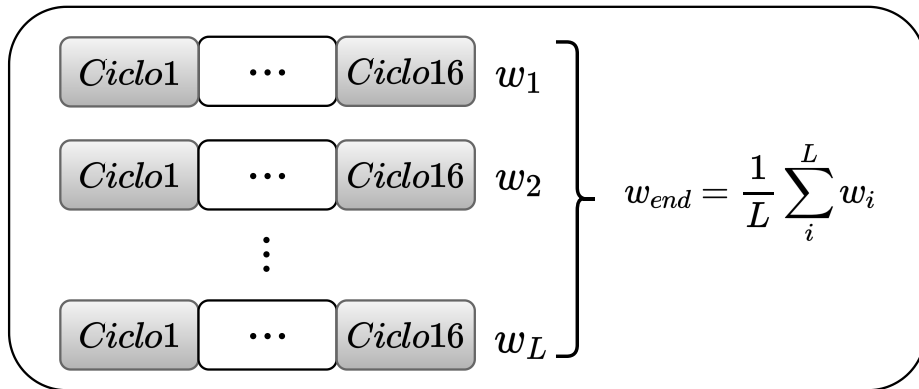
Neste capítulo é apresentada a aplicação da técnica de equalização de canais para a correção da resposta em frequência de transformadores de instrumentação. Todos os casos serão apresentados utilizando o algoritmo genético. A Seção 4.1 apresenta os resultados para os experimentos simulados em ambiente computacional. Já a Seção 4.2 demonstram os resultados para os experimentos reais, em que, um arranjo foi montado em laboratório. A Seção 4.3 compara os resultados entre os experimentos simulados e os experimentos reais. A Seção 4.4 apresenta os resultados da equalização cega online simulando diferentes condições de temperatura e carga. Por fim, é realizada na Seção 4.5 uma comparação entre a técnica proposta e uma técnica que consiste na identificação de um filtro digital com resposta em frequência igual ao inverso do transdutor, conhecido como Filtros de Pós-Compensação ou Filtros Inversos (50). Todas as simulações foram realizadas no Software Matlab® (R2015a). O computador utilizado contém as seguintes especificações: processador Intel(R) Core(TM) i5-7200U CPU @ 2.70 GHz e um sistema operacional Windows 10.

### 4.1 Experimento Simulado

Todas as simulações foram realizadas no Matlab®. O número de pontos por ciclo foi de 128 o que corresponde a uma frequência de amostragem de  $128 \times f_0$ , em que,  $f_0$  é a frequência fundamental em Hz, 50 Hz ou 60 Hz. O atraso foi determinado como metade da ordem do filtro FIR do equalizador. Foram testados diferentes níveis de relação sinal ruído, do inglês *Signal to Noise Ratio* (SNR), no primário do TI, com valores de 30, 40 e 50 dB. Os testes não foram conduzidos com equipamento saturado; em vez disso, foram realizados considerando sua operação dentro da faixa linear.

Para o experimento simulado, o tratamento estatístico consistiu em utilizar o método de Monte Carlo, consistindo na realização de 100 experimentos, sendo que cada experimento utilizou 16 ciclos do sinal para obter a convergência do parâmetro do filtro equalizador  $w$ . Essa abordagem estatística é ilustrada na Figura 19, em que, o método ao realizar as 100 realizações obtém a média para obter um resultado mais confiável de seu comportamento, contribuindo para uma compreensão mais profunda do sinal em questão.

Figura 19 – Tratamento estatístico dos sinais. A figura mostra o tratamento estatístico do experimento simulado, em que foi utilizado o método de Monte Carlo com 100 iterações, cada uma utilizando 16 ciclos do sinal.

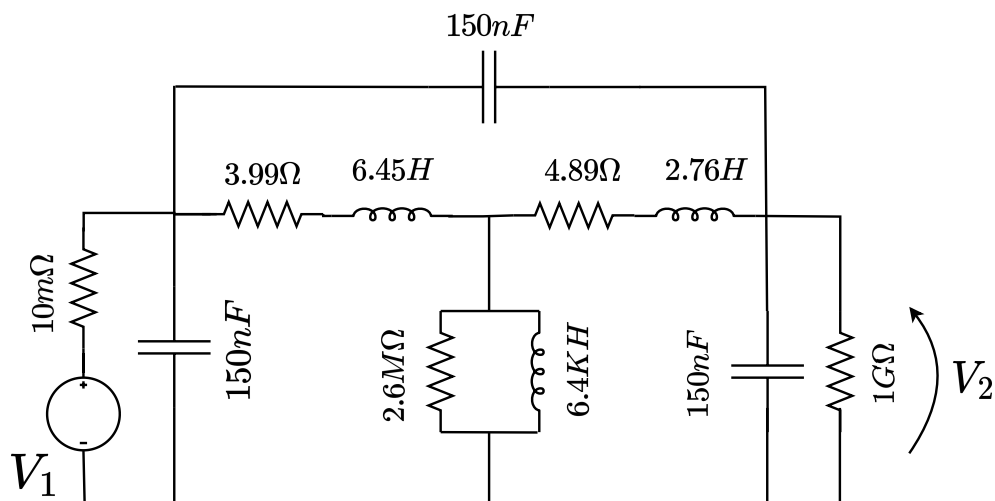


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.1.1 Caso 1

O modelo apresentado na Figura 20 de um transformador de potencial foi retirado do artigo Samesima; Oliveira; Dias (133), para análise de sua resposta em frequência e aplicação da metodologia cega e não-cega.

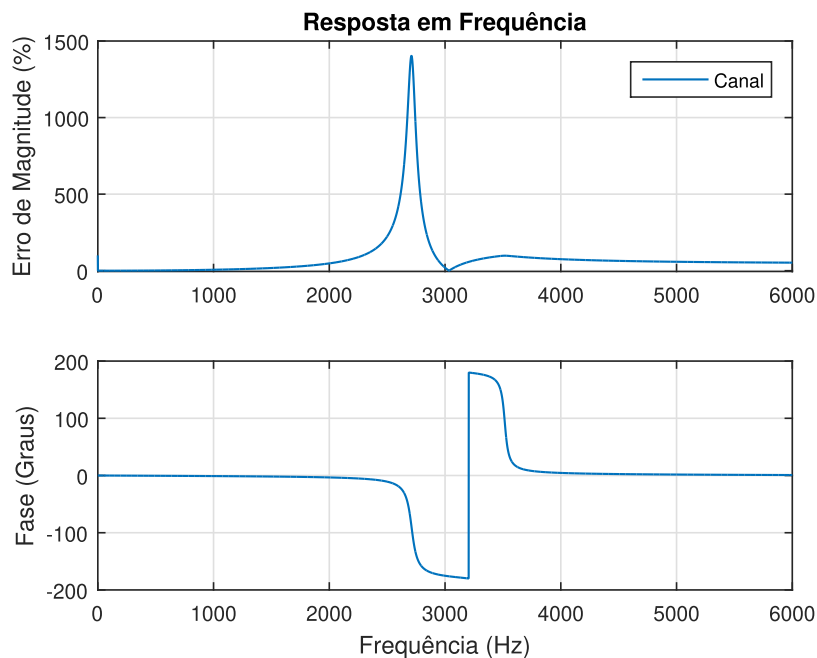
Figura 20 – Circuito equivalente modelado com componentes RLC - transformador de potencial indutivo.  $V_1$  é a tensão de entrada, primária do transformador e  $V_2$  é a tensão de saída, secundária do transformador.



Fonte: Samesima; Oliveira; Dias (133).

A análise da resposta em frequência para esse modelo é ilustrada na Figura 21. Nela, observa-se uma ressonância em 2711 Hz, acompanhada por um desvio na fase. Essas distorções são indesejadas, pois o ideal seria que o transformador apresentasse magnitude unitária e deslocamento de fase zero. O erro na magnitude foi calculado subtraindo o valor unitário da resposta em frequência e pode chegar a 1500% no ponto de ressonância e a fase se desloca por quase 200 graus. Essas distorções acarretam em imprecisões consideráveis, sobretudo próximo ao ponto de ressonância, comprometendo a precisão das informações. Assim, torna-se crucial realizar a equalização deste transformador para assegurar dados confiáveis.

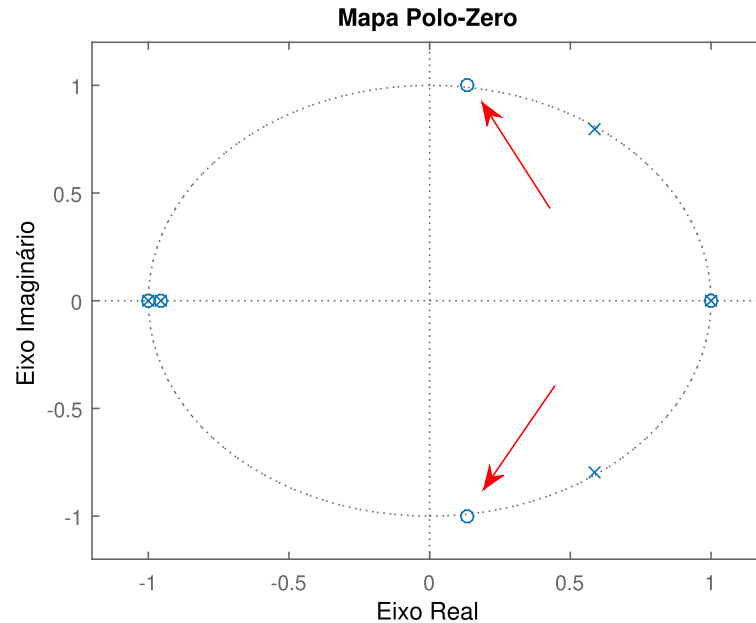
Figura 21 – Resposta em frequência do transdutor da Figura 20. Erro de Magnitude e deslocamento de fase do transformador. Ressonância em 2711 Hz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Com base no acesso ao modelo do transformador e à resposta em frequência associada, a Figura 22 exibe o Diagrama de Polos e Zeros correspondente a este cenário. Uma observação importante é que o modelo apresenta características de fase não-mínima, indicando a presença de um par de zeros da função de transferência localizados fora do círculo unitário, com valor de  $0,1334 \pm 1,0i$ . Nesse contexto, torna-se imperativo o uso do bloco Pré-Filtro (Hp) para introduzir um polo que procure reduzir os efeitos desse par de zeros. É crucial que o valor desse polo seja estável, ou seja, situado dentro do círculo unitário. A determinação desse valor de polo é uma responsabilidade atribuída ao algoritmo genético, cuja função é buscar e otimizar a seleção desse parâmetro para aperfeiçoar o comportamento do sistema.

Figura 22 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) do modelo de transformador da Figura 20 com resposta em frequência mostrada na Figura 21. As setas enfatizam a presença de um par de zeros localizados fora do círculo unitário em  $0,1334 \pm 1,0i$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Todos os experimentos foram conduzidos utilizando o algoritmo genético na busca do polo do pré-filtro, conforme detalhado na Tabela 3. Através do diagrama de polos e zeros da Figura 22 é possível conhecer o valor do zero a ser cancelado que, neste caso é igual à  $0,1334 \pm 1,0i$ . Note que os valores encontrados pelo AG são muito próximos a este valor o que acarreta em bons resultados para a equalização, tanto para o caso não-cego quanto para o cego. O tempo de simulação para o AG encontrar o valor do polo é em média de 2 horas.

Tabela 3 – Polos Encontrados pelo Algoritmo Genético para a Equalização do Modelo de Transformador na Figura 20 com Variações de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) nos Algoritmos RLS e LMS.

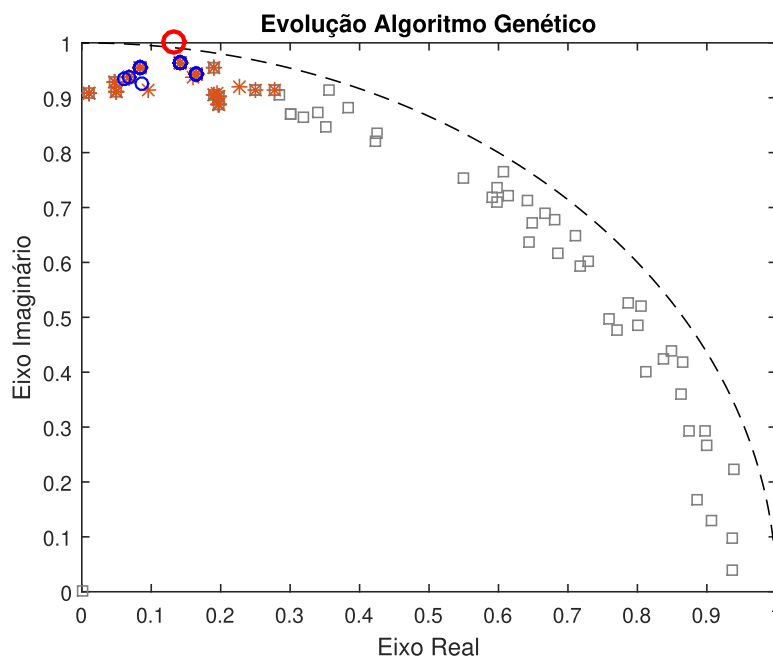
		Polo ( $H_p$ )		
Algoritmo		30 dB	40 dB	50 dB
Eq. Não-Cego	RLS	$0,1216 \pm 0,9375i$	$0,1284 \pm 0,9461i$	$0,1220 \pm 0,9174i$
	LMS	$0,1338 \pm 0,9639i$	$0,1349 \pm 0,9677i$	$0,1166 \pm 0,9216i$
Eq. Cego	RLS	$0,1442 \pm 0,9672i$	$0,1384 \pm 0,9703i$	$0,1362 \pm 0,9569i$
	LMS	$0,1311 \pm 0,9405i$	$0,1405 \pm 0,9638i$	$0,1135 \pm 0,9448i$

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 23 representa a evolução da população de soluções candidatas nas iterações

1 ( $\square$  - cinza), 4 (\* - vermelho) e 11 (o - azul). Em vermelho (O) está o zero a ser cancelado, é possível notar que existe uma tendência do algoritmo a encontrar um polo estável próximo a esse zero. Esse resultado exemplifica o Caso 1, 40 dB, LMS, em que foram necessários 9 iterações para que o AG encontrasse um valor considerado ótimo, já que para este caso o critério de parada foi atingido. A população inicial tem tamanho 70 e o número máximo de iterações é de 50.

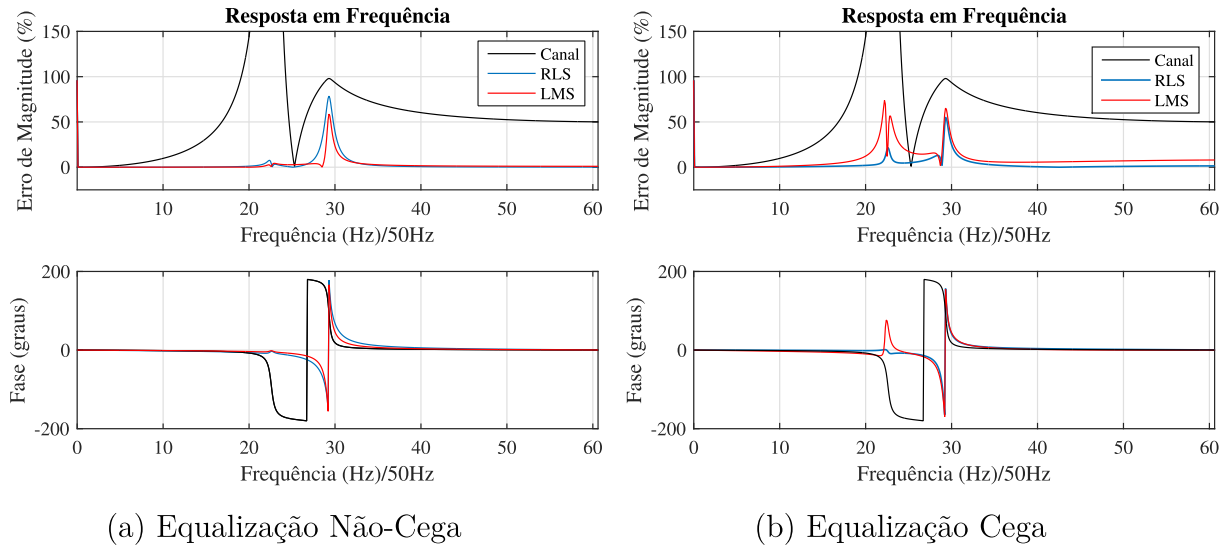
Figura 23 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) com os resultados da aplicação do AG para o Caso 1, 40 dB, LMS. São mostradas as curvas população de soluções nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 4 (\* - vermelho) e 11 (o - azul), O (Vermelho) representa o zero a ser cancelado mostrado na Figura 22.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os resultados referentes ao erro de magnitude e ao deslocamento de fase para os algoritmos LMS e RLS são apresentados para ambos os casos de equalização: não-cega Figura 24a e cega Figura 24b, considerando um SNR de 40 dB. Em preto está a resposta em frequência do canal sem equalização, em vermelho o resultado para o LMS e em azul o resultado para o RLS. É possível observar que a metodologia melhorou significativamente a resposta em frequência, diminuindo assim a interferência do transdutor na medição, pois antes da equalização o erro de magnitude chegava a próximo de 1500%. O destaque para o comportamento da equalização cega é notório, pois ela não utiliza informações nem do canal e nem do sinal de entrada e mesmo assim tem um desempenho notável.

Figura 24 – Caso 1. Experimentos Simulados para 40 dB. Erro de magnitude (zoom) e deslocamento de fase para o transdutor da Figura 20. O canal (preto) não é equalizado, as saídas LMS (vermelho) e RLS (azul) são equalizadas. A magnitude foi mostrada com um zoom na região da ressonância.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O erro relativo de magnitude e o erro absoluto de fase para o Caso 1 utilizando equalização não-cega, com uma SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB estão mostrados na Tabela 4. Os resultados foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. A Tabela 4 apresenta os erros relativos de magnitude e os erros absolutos de fase para o Caso 1, considerando equalização não-cega, em diferentes condições de SNR e índices harmônicos. Os algoritmos RLS e LMS foram comparados em relação à condição sem equalização para avaliar seu desempenho.



Tabela 4 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 1 - Equalização Não-Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Indice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,1606	3,8054	23,0039	263,01	61,333	56,015
	RLS	0,0010	0,0826	0,4850	3,7576	1,2654	1,2976
	LMS	0,0142	0,2455	0,3386	1,1215	1,0424	0,8728
40 dB	Sem Equalização	0,0823	2,4494	20,612	253,86	60,497	55,433
	RLS	0,0021	0,0605	0,2092	2,2121	0,5636	0,2894
	LMS	0,0018	0,0204	0,1180	0,6889	1,8575	1,5305
50 dB	Sem Equalização	0,0754	2,2292	20,152	251,22	60,382	55,385
	RLS	0,0003	0,0672	0,5526	5,0871	0,1376	0,6073
	LMS	0,0003	0,0816	0,6429	4,2419	1,9278	2,0205
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Indice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,1072	1,9639	3,5147	14,3026	3,6372	2,1794
	RLS	0,2138	1,0664	3,3182	8,1897	6,8077	4,1882
	LMS	0,1182	0,3852	1,5872	3,8525	3,4854	2,1613
40 dB	Sem Equalização	0,1082	0,4336	1,8872	11,9857	2,4153	1,6509
	RLS	0,1866	0,9204	2,8987	7,5750	5,7645	3,5551
	LMS	0,1084	0,5386	1,7050	4,4516	3,4699	2,1570
50 dB	Sem Equalização	0,1077	0,7772	2,1700	12,1627	2,1474	1,3956
	RLS	0,2829	1,4387	4,4155	10,7546	8,9281	5,5077
	LMS	0,2572	1,2994	3,9575	8,5396	8,4650	5,1886

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

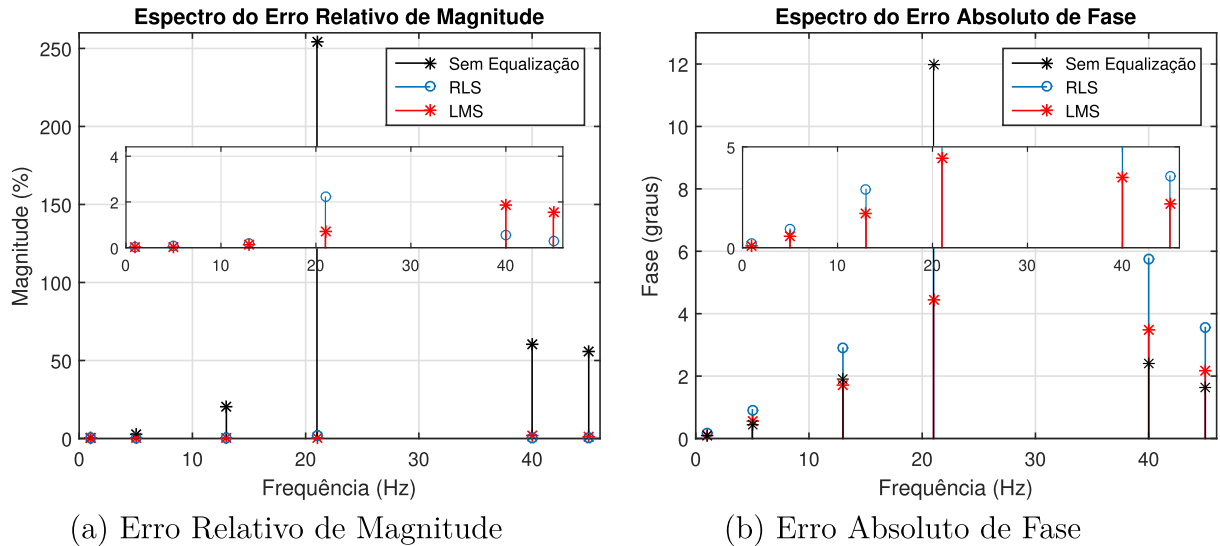
O erro relativo de magnitude e o erro absoluto de fase, ao serem avaliados nos casos equalizados utilizando RLS e LMS, permaneceram consistentemente próximos de 5% para todos os casos de erro de magnitude e próximo de 5° para 80% para os cenários de erro de fase, conforme padronizado pela norma IEC61869 (76).

Ao analisar os resultados, observa-se que o algoritmo RLS apresenta, em geral, um desempenho superior em termos de redução dos erros relativos de magnitude e absoluto de fase em comparação com o LMS. Em várias situações, o RLS alcança valores significativamente menores de erro, indicando uma capacidade mais robusta de equalização do sinal.

Entretanto, é relevante observar que o LMS também apresenta um desempenho sólido, conseguindo reduzir consideravelmente os erros em comparação com a condição sem equalização. Em alguns casos, o LMS exibe uma melhor eficácia na supressão dos erros da fase, especialmente em índices harmônicos mais elevados em comparação ao RLS. As diferenças entre os dois algoritmos são pequenas, sugerindo que a escolha entre RLS e LMS pode depender das características específicas do ambiente, SNR e requisitos da aplicação. A Figura 25 mostra o erro relativo de magnitude(a) em porcentagem e erro absoluto de fase(b) para o Caso 1, 40 dB, equalização não-cega, para efeito de visualização

do resultado apresentado na Tabela 4.

Figura 25 – Caso 1. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Não-Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao analisar os resultados de magnitude com um SNR de 40 dB para a equalização não-cega, observa-se variações significativas nas correções aplicadas pelos algoritmos RLS e LMS em comparação com a condição sem equalização. Na ausência de equalização, o sinal apresentou distorções notáveis, com erros de magnitude expressivos em todas as ordens harmônicas. A aplicação do algoritmo RLS resultou em melhorias notáveis na magnitude, especialmente em harmônicas de ordens mais elevadas, evidenciando sua capacidade de corrigir distorções em diferentes frequências. O algoritmo LMS também apresentou melhorias, embora em menor magnitude comparado ao RLS.

Analisando a fase do sinal, nota-se que o RLS não conseguiu corrigir as variações angulares em relação a ausência de equalização, apenas no harmônico 21. O RLS mostrou-se ligeiramente menos eficiente na correção de distorções angulares em comparação com o LMS, que em harmônicos de baixa ordem obteve bons resultados.

Os erros relativos de magnitude (%) e de fase para o Caso 1 utilizando equalização cega, com uma SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB serão mostrados na Tabela 5. Os resultados foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Nessa análise comparativa, os algoritmos RLS e LMS foram confrontados com a condição sem equalização, visando avaliar seu desempenho.

Tabela 5 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 1 - Equalização Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,1309	3,9519	22,654	266,99	61,195	55,593
	RLS	0,0026	0,1670	1,2296	5,5188	0,8795	0,6423
	LMS	0,0094	0,1848	0,1199	5,3921	3,3102	2,9162
40 dB	Sem Equalização	0,0587	2,0135	19,952	250,69	60,216	55,224
	RLS	0,0017	0,1542	0,7460	2,8176	0,6288	0,3064
	LMS	0,0065	0,1926	1,9706	20,931	5,6261	6,2921
50 dB	Sem Equalização	0,0593	1,8970	19,590	248,17	60,184	55,257
	RLS	0,0084	0,4455	2,8708	6,9261	4,1308	3,6680
	LMS	0,0044	0,2774	2,0540	7,1529	3,9658	6,0259
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,1060	1,6826	2,3979	11,702	0,1654	0,0007
	RLS	0,0080	0,0572	0,3925	1,1259	4,5541	3,1808
	LMS	0,2518	1,3872	3,7969	9,1824	4,9217	2,7246
40 dB	Sem Equalização	0,1084	0,4515	1,9653	12,304	2,8810	1,9790
	RLS	0,0363	0,2428	0,7426	1,2166	3,7117	2,4863
	LMS	0,2941	1,5283	4,3487	12,269	1,7209	0,4271
50 dB	Sem Equalização	0,1078	0,4048	1,7241	11,446	1,6831	1,0774
	RLS	0,0825	0,3572	0,0642	2,3032	3,6314	1,4469
	LMS	0,3165	1,5801	4,1698	2,7432	1,9137	0,1219

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

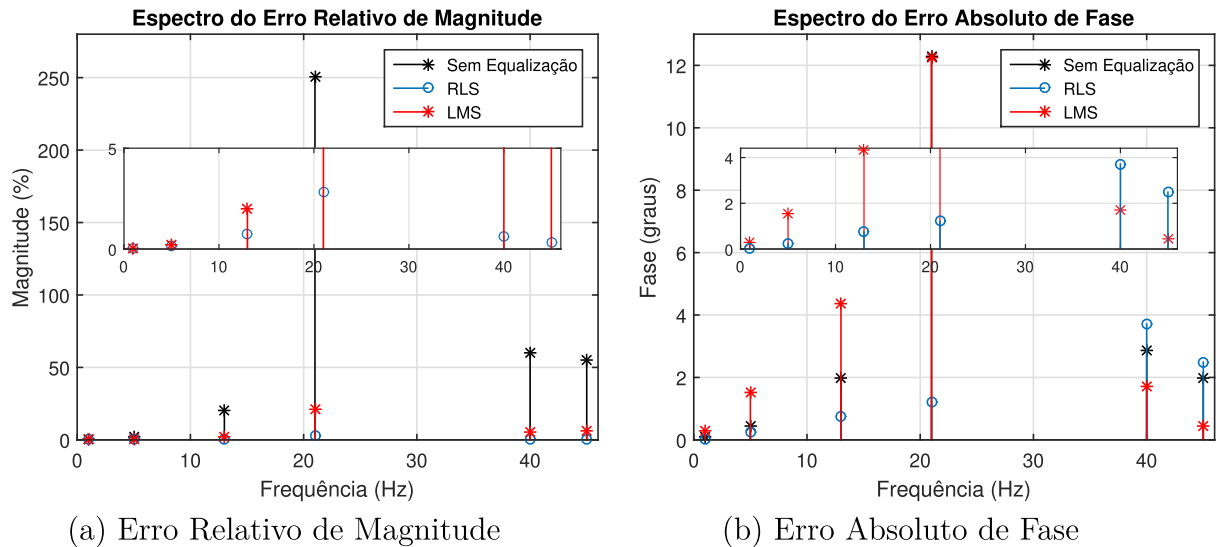
Observa-se uma tendência geral de melhoria nos resultados quando os algoritmos de equalização cega são aplicados, evidenciando uma redução significativa nos erros de magnitude e fase em comparação com a condição sem equalização. Esse aprimoramento é particularmente pronunciado em situações de SNR mais baixo, indicando que os algoritmos desempenham um papel crucial na mitigação dos efeitos adversos do ruído no sistema. Além disso, a tabela permite uma comparação direta entre os algoritmos RLS e LMS. Em geral, ambos os algoritmos apresentam eficácia na melhoria dos resultados em comparação com a condição sem equalização.

Para o caso de SNR mais baixo (30 dB), o algoritmo RLS exibe um desempenho superior, apresentando menores valores de erro de magnitude e fase em comparação com o LMS. Esta diferença é mais acentuada em índices harmônicos mais elevados. À medida que a SNR aumenta para 40 dB e 50 dB, a diferença entre os dois algoritmos diminui, e em alguns casos, o LMS alcança resultados comparáveis ou até melhores ao RLS.

No contexto da equalização cega, 90% dos casos mantiveram os erros de magnitude e fase dentro da margem de 5% e 5°, conforme especificado pela norma IEC61869 (76) para avaliação de desempenho. Em comparação com a equalização não-cega, a performance da equalização cega foi considerada satisfatória, levando em conta suas inerentes limitações.

A Figura 26 mostra o erro de magnitude(a) e deslocamento de fase(b) para o Caso 1, 40 dB, equalização cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 5.

Figura 26 – Caso 1. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

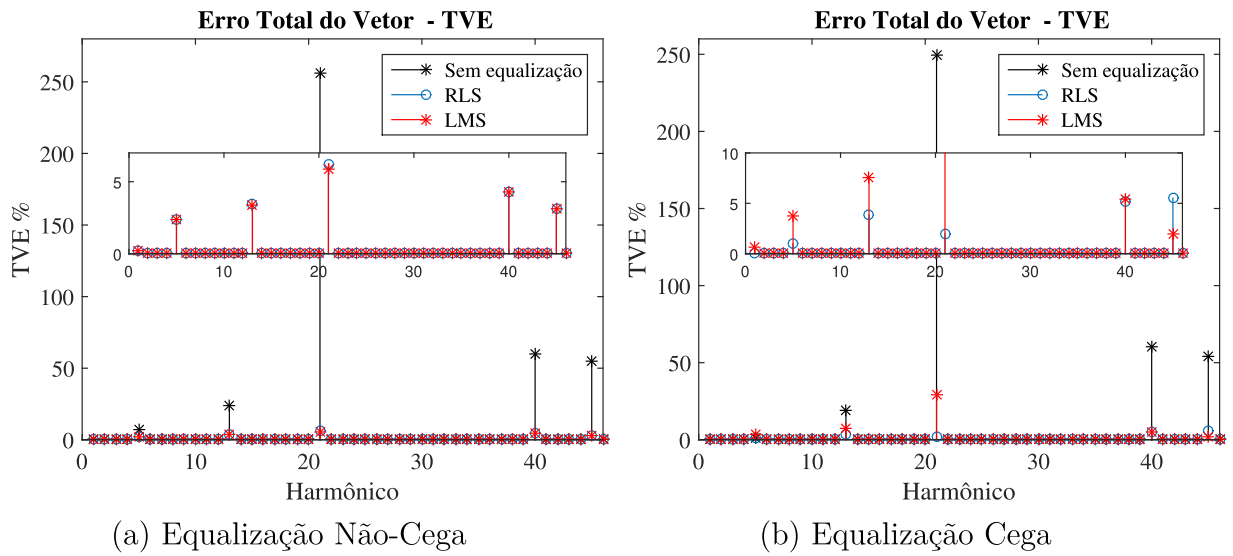
Ao avaliar os resultados de magnitude para a equalização cega no Caso 1 com uma SNR de 40 dB, percebemos que tanto o algoritmo RLS quanto o LMS apresentaram um desempenho notável em comparação com a ausência de equalização. A condição sem equalização resultou em distorções significativas em todas as ordens harmônicas, enquanto os algoritmos de equalização cega conseguiram atenuar essas distorções de maneira eficaz. Ambos os algoritmos mostraram melhorias expressivas, indicando sua capacidade de corrigir as distorções de magnitude do sinal. Neste cenário o desempenho do RLS foi superior.

Já para a fase, a equalização cega não conseguiu corrigir efetivamente as variações angulares introduzidas pela ausência de equalização. O algoritmo RLS demonstrou uma redução nos erros absolutos de fase em ordens harmônicas baixas, sugerindo uma correção eficaz das distorções angulares. O LMS, embora tenha apresentado melhorias em ordens harmônicas mais elevadas, mostrou-se menos eficiente na correção de distorções angulares de ordem baixa em comparação com ao RLS.

A Figura 27 mostra o resultado do Erro Total de Vetor (TVE), com o objetivo de avaliar o desempenho do processo de equalização em termos do erro total entre o sinal de saída do equalizador e o sinal de referência ideal. É possível observar que, para o caso não-cego tanto o RLS quanto o LMS tiveram um desempenho semelhante, mantendo a maioria dos valores de TVE próximo de 5%. Já na equalização cega o RLS obteve

melhor desempenho mantendo os valores próximo de 5%. Este comportamento pode ser atribuído possivelmente ao fato de que os valores dos polos encontrados pelo AG para o RLS (não-cego) e o LMS (cego) estiveram mais distantes do valor ideal, conforme evidenciado na Tabela 3. Essa distância do valor ideal pode ter impactado negativamente nos resultados, justificando a ligeira diferença nos desempenhos entre os algoritmos em diferentes cenários de equalização.

Figura 27 – Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho e azul resultados para o LMS e RLS, respectivamente.

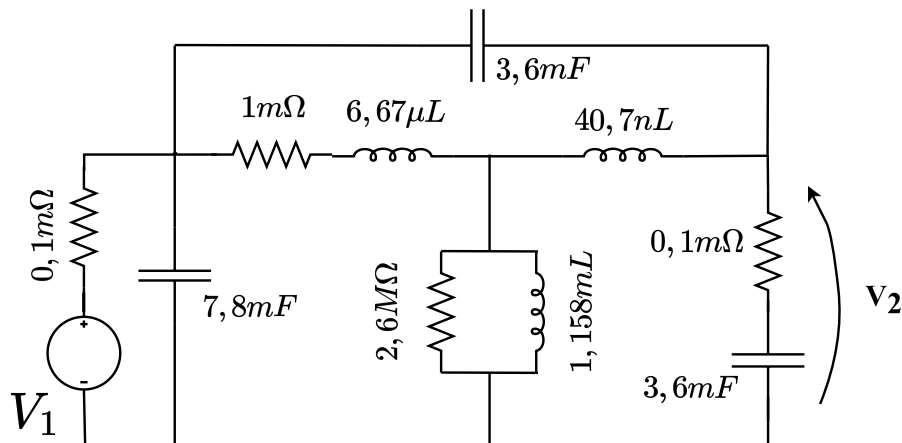


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.1.2 Caso 2

O modelo apresentado na Figura 28 de um transformador de potencial foi retirado do artigo Fuentes; Quezada (57), para análise de sua resposta em frequência e aplicação da metodologia cega e não-cega.

Figura 28 – Circuito equivalente modelado com componentes RLC - transformador de potencial.  $V_1$  é a tensão de entrada, primária do transformador e  $V_2$  é a tensão de saída, secundária do transformador.



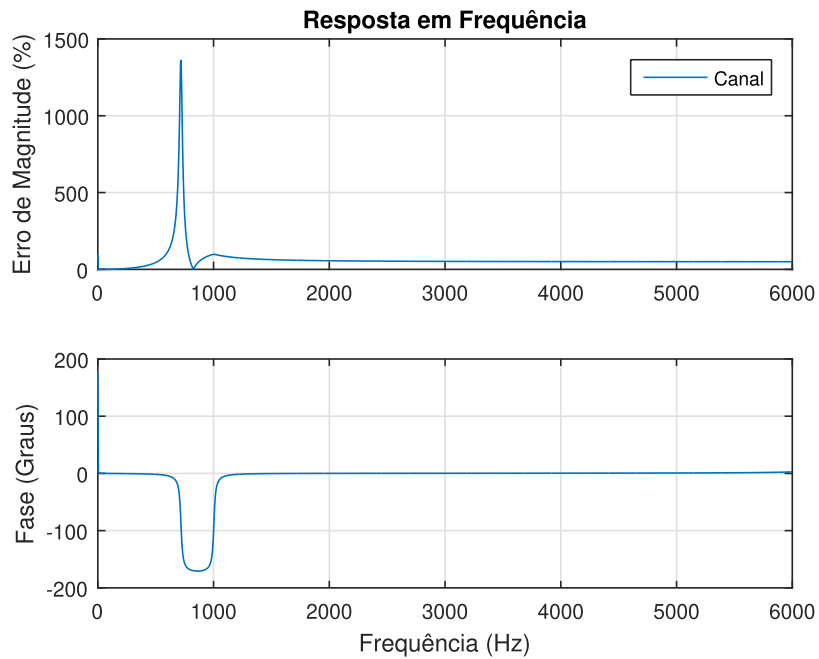
Fonte: Fuentes; Quezada (57).

A análise da resposta em frequência para esse modelo é representada na Figura 29. Nessa análise, é evidente uma ressonância em 860 Hz, acompanhada por um desvio na fase. No ponto de ressonância, o erro na magnitude pode atingir até 1400%, enquanto a fase sofre um desvio de quase 200 graus.

A Figura 30 exibe o Diagrama de Polos e Zeros correspondente ao caso 2. É possível observar que existe um par de zeros em  $0,87468 \pm 0,4767i$  a ser cancelado com a utilização do bloco Pré-Filtro (Hp). O AG deve encontrar um valor que seja estável, situado dentro do círculo unitário, mantendo o sistema fase-mínima.

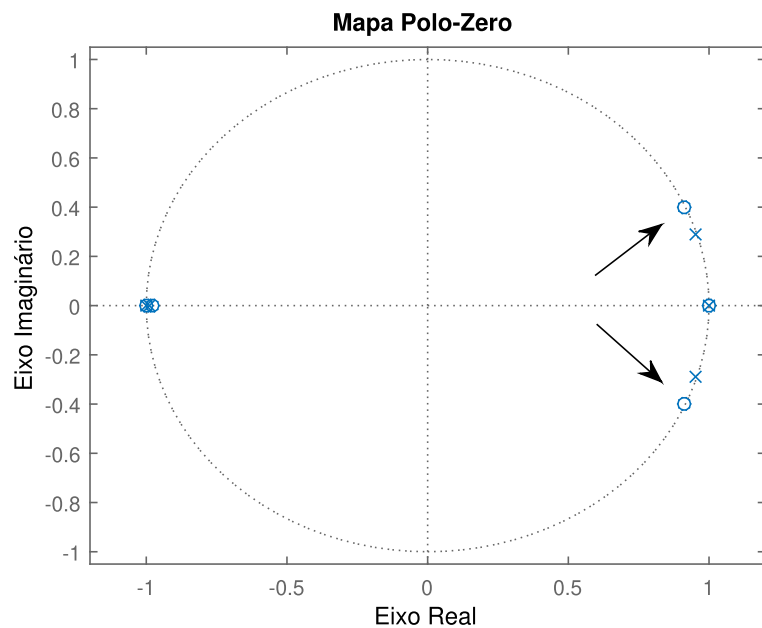
Todos os testes foram realizados utilizando o algoritmo genético para a localização do polo, conforme explicado na Tabela 6. Ao analisar o diagrama de polos e zeros da Figura 30, é possível identificar o valor dos zeros a serem eliminados, que neste caso é aproximadamente  $0,87468 \pm 0,4767i$ . É digno de nota que os valores obtidos pelo algoritmo genético estão em estreita concordância com esse valor, resultando em um desempenho eficaz na equalização, tanto para o método não cego quanto para o cego. Porém, o

Figura 29 – Resposta em frequência do transdutor da Figura 28. Erro de Magnitude e deslocamento de fase do transformador. Ressonância em 860 Hz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 30 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) do modelo de transformador da Figura 28 com resposta em frequência mostrada na Figura 29. As setas enfatizam a presença de um par de zeros localizado isolado no círculo unitário em  $0,87468 \pm 0,4767i$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

algoritmo se mostrou bem sensível a pequenas variações dos valores do polo, impedindo que os resultados fossem ainda melhores. O tempo médio de simulação para o algoritmo genético encontrar o valor do polo para este caso é de aproximadamente 2 horas.

Tabela 6 – Polos Encontrados pelo Algoritmo Genético para a Equalização do Modelo de Transformador na Figura 28 com Variações de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) nos Algoritmos RLS e LMS.

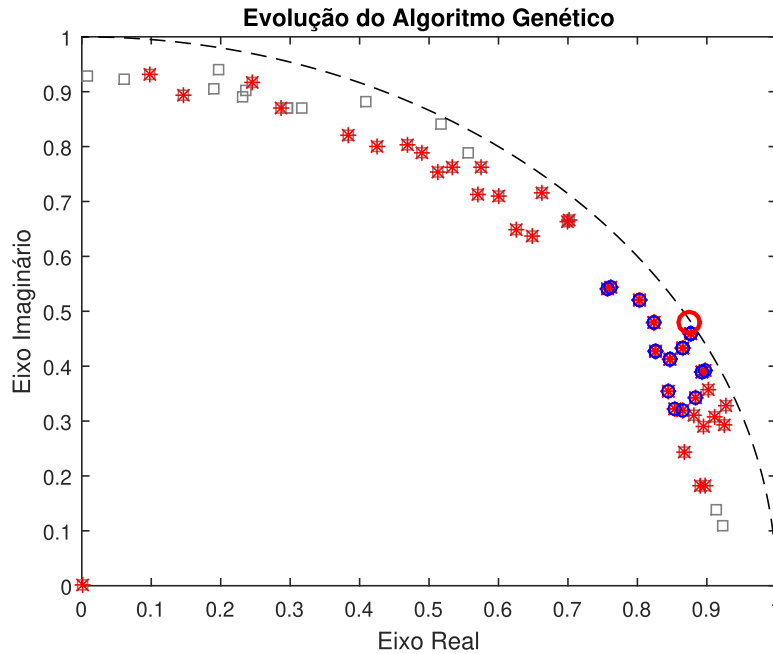
		<b>Polo (<math>H_p</math>)</b>		
<b>Algoritmo</b>		<b>30 dB</b>	<b>40 dB</b>	<b>50 dB</b>
<b>Eq. Não-Cego</b>	<b>RLS</b>	$0,86909 \pm 0,44386i$	$0,87706 \pm 0,45842i$	$0,85878 \pm 0,46273i$
	<b>LMS</b>	$0,85049 \pm 0,45826i$	$0,83412 \pm 0,43908i$	$0,80813 \pm 0,47910i$
<b>Eq. Cego</b>	<b>RLS</b>	$0,85468 \pm 0,41967i$	$0,83689 \pm 0,44415i$	$0,83994 \pm 0,43516i$
	<b>LMS</b>	$0,87345 \pm 0,44608i$	$0,86767 \pm 0,47105i$	$0,81233 \pm 0,43440i$

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 31 ilustra a evolução da população de soluções candidatas ao longo das iterações 1 ( $\square$  - cinza), 4 ( $*$  - vermelho) e 11 ( $o$  - azul). Destaca-se em vermelho ( $O$ ) o zero a ser cancelado, evidenciando uma tendência do algoritmo em encontrar um polo próximo a esse zero. Este resultado é representativo do Caso 2, com SNR de 40 dB e utilizando o método RLS. Foram necessárias 11 iterações para que o AG alcançasse um valor considerado ótimo, conforme o critério de parada, que consiste nas cinco últimas soluções candidatas serem idênticas. A população inicial era composta por 70 soluções, enquanto o número máximo de iterações foi estabelecido em 50.



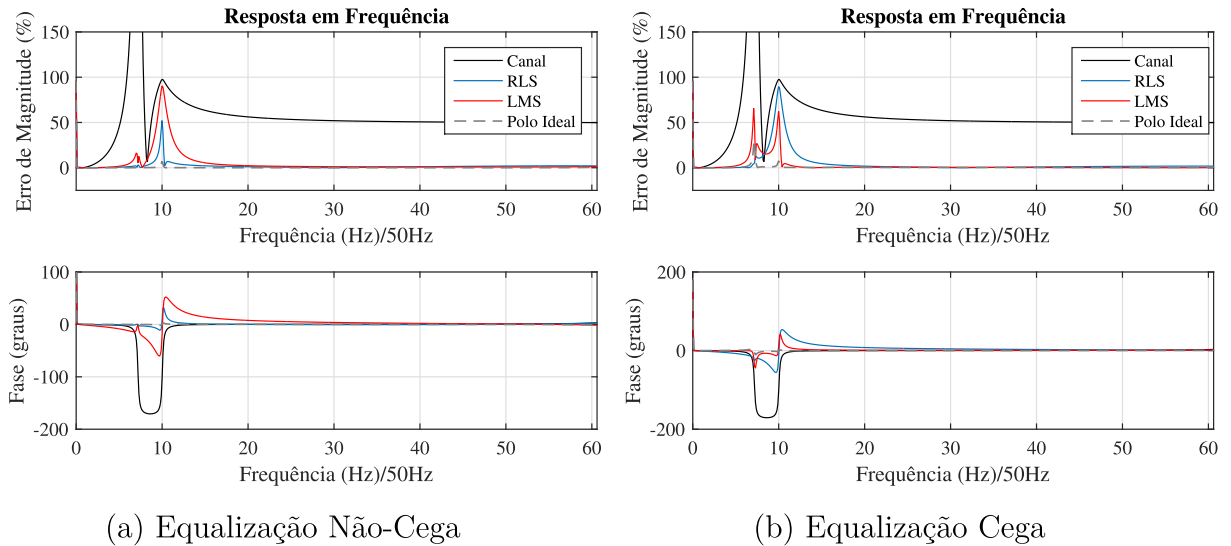
Figura 31 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) com os resultado da aplicação do AG. São mostradas as curvas população de soluções nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 4 (\* - vermelho) e 11 (o - azul), O (Vermelho) representa o zero a ser cancelado mostrado na Figura 30. Esse resultado para o Caso 2, 40 dB, RLS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os resultados para a equalização não cega e cega são exibidos na Figura 32 referentes ao erro de magnitude e o deslocamento de fase para os algoritmos LMS e RLS considerando uma relação sinal-ruído (SNR) de 40 dB. No gráfico, a resposta em frequência do canal sem equalização é representada em preto, a equalização com o valor de polo considerado ideal é representado em cinza (- -) para o RLS, para efeito de comparação, enquanto os resultados para LMS e RLS são destacados em vermelho e azul, respectivamente. É visível a notável melhoria na resposta em frequência proporcionada pela metodologia, reduzindo significativamente a interferência do transdutor nas medições. Vale ressaltar o desempenho proeminente da equalização cega, que não depende das informações do canal ou do sinal de entrada, alcançando resultados próximos a metodologia não-cega.

Figura 32 – Caso 2. Experimentos Simulados para 40 dB. Erro de magnitude (zoom) e deslocamento de fase para o transdutor da Figura 28. O canal (preto) não é equalizado, RLS (cinza (- -)) equalização com polo ideal e as saídas LMS (vermelho) e RLS (azul) também são equalizadas. A magnitude foi mostrada com um zoom na região da ressonância.



(a) Equalização Não-Cega

(b) Equalização Cega

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os erros de magnitude e de fase para o Caso 2 utilizando equalização não-cega, com um SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB serão mostrados na Tabela 7. Os resultados foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Os algoritmos RLS e LMS foram comparados em relação à condição sem equalização para avaliar seu desempenho. O caso para o polo ideal é apresentado apenas para o RLS 40 dB, apenas para efeito de comparação e validação da metodologia.

Tabela 7 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 2 - Equalização Não-Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,2911	45,8286	70,9014	55,8337	50,7064	50,3951
	RLS	0,0077	1,2984	7,0601	2,7729	0,2942	0,2085
	LMS	0,0967	3,0176	2,9943	4,2146	4,0152	3,9944
40 dB	Sem Equalização	0,4174	43,8186	69,4845	55,1231	50,7131	50,4184
	RLS	0,0246	0,5667	3,0065	1,0097	1,0563	1,4914
	LMS	0,0539	1,4554	11,1066	2,0464	0,9243	0,8770
50 dB	Sem Equalização	0,3672	44,3781	70,1866	55,4086	50,6980	50,3853
	RLS	0,0344	1,0676	1,7460	1,9245	1,7672	1,7473
	LMS	0,1946	4,1309	37,7289	24,0419	19,8599	19,5968
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,0452	1,2026	5,6568	1,4310	0,3549	0,2613
	RLS	0,0408	0,1544	0,7885	0,4033	0,5370	0,3220
	LMS	0,5045	3,5726	12,1994	3,6210	0,9589	0,6062
40 dB	Sem Equalização	0,0571	2,9844	2,2961	1,0629	0,9138	1,0324
	RLS	0,0867	0,9227	1,7732	0,1410	0,4700	0,2604
	LMS	1,2286	8,7192	21,5926	7,0749	2,0275	1,3715
50 dB	Sem Equalização	0,0519	1,2453	1,3449	0,0402	0,3490	0,4835
	RLS	0,3519	2,6672	8,2857	2,4636	0,6259	0,3718
	LMS	0,6545	3,2550	29,3079	7,0798	1,9921	1,4163
Polo Ideal - Erro Relativo de Magnitude (%)							
40 dB	RLS	0,0003	0,0049	0,0848	0,0445	0,0279	0,0195
Polo Ideal - Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
40 dB	RLS	0,0656	0,0682	0,1674	0,0085	0,1211	0,1721

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

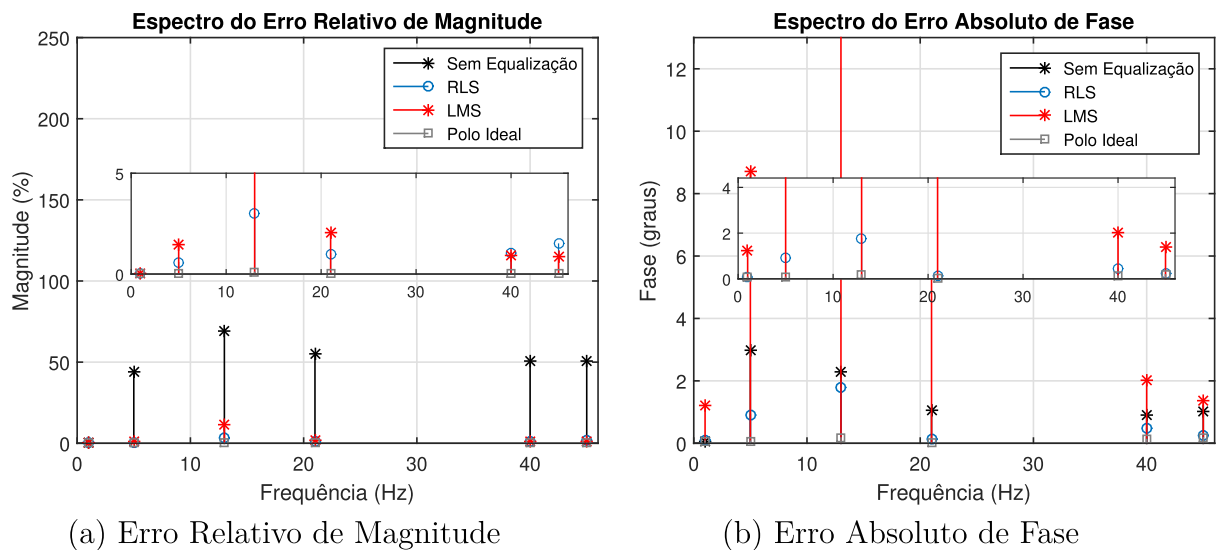
Os erros de magnitude em (%) e fase, ao serem avaliados nos casos equalizados utilizando RLS e LMS, permaneceram consistentemente abaixo de 5% e 5°, respectivamente, para aproximadamente 82% dos cenários, conforme padronizado pela norma IEC61869 (76). Em geral, ambos os algoritmos demonstraram eficácia na redução dos erros de magnitude e fase, indicando uma capacidade de atenuação dos efeitos adversos causados pelos harmônicos presentes no sinal de entrada conhecido. O RLS, em particular, exibiu consistentemente uma melhoria significativa em relação ao LMS, destacando-se na redução dos erros em diversas condições de SNR. Embora o LMS tenha apresentado resultados aceitáveis, sua performance mostrou-se mais sensível a variações no SNR e no índice harmônico, refletindo uma eficácia variável em diferentes cenários.

Ao observar o comportamento da magnitude o RLS, em geral, exibe uma consistente eficiência na redução dos erros se comparado ao LMS, que teve um desempenho ruim no SNR de 50 dB. Embora em todos os casos dos erros de magnitude ambos os algoritmos melhoraram os resultados em comparação ao caso sem equalização. Avaliando os resultados

da fase, o mesmo ocorre o RLS se mostra mais eficaz na correção dos erros de fase se comparado ao LMS. No geral, o algoritmo RLS, exibe uma consistente eficiência na redução desses erros, sugerindo uma capacidade robusta de equalizar sinais com complexidade harmônica considerável.

Os resultados da equalização são diretamente afetados pelos valores dos polos encontrados pelo AG. Ao observar a Tabela 6 é possível notar que os valores encontrados são próximos do valor ideal de polo, porém essa pequena variação interfere diretamente nos resultados. Observando o caso para RLS 40 dB, para efeito de comparação com o polo ideal, é possível notar que o algoritmo de equalização consegue ótimos resultados, demonstrando a eficácia do algoritmo e a necessidade de aprimoramento do AG. Resultados superiores foram obtidos quando o valor do polo encontrados pelo AG, tanto RLS quanto LMS, aproximou-se mais do ideal. A Figura 33 mostra o erro de magnitude(a) e fase(b) para o Caso 2, 40 dB, equalização não-cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 7.

Figura 33 – Caso 2. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Não-Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preta) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas, RLS (cinza) equalização com polo ideal.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Observando a Figura 33, em comparação com a condição sem equalização, tanto os algoritmos RLS quanto LMS demonstraram aprimoramento substancial na magnitude do sinal. O algoritmo RLS apresentou uma redução notável nos erros de magnitude em todas as ordens harmônicas, refletindo sua eficácia na minimização das distorções. De forma similar, o LMS exibiu melhorias, embora em menor escala. No âmbito da fase, a equalização não-cega revelou-se eficaz, especialmente através do algoritmo RLS, que

conseguiu atenuar as discrepâncias angulares em todas as harmônicas. Por outro lado, o LMS não exibiu melhorias, uma possível explicação para esse comportamento pode ser que o valor do polo utilizado esteja um pouco distante do ideal. Observando o caso com o valor de polo ideal, tanto para a magnitude quanto para a fase, o caso específico mostrou excelentes resultados, mantendo os valores dos erros muito próximos de zero. Esses resultados indicam que, ao utilizar um sinal de referência, os algoritmos de equalização não-cega conseguiram corrigir de forma eficiente as distorções na magnitude e na fase do sinal, evidenciando sua capacidade de adaptação e resposta às condições variáveis de SNR.

Os erros de magnitude em (%) e de fase para o Caso 2 utilizando equalização cega, com uma SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB serão mostrados na Tabela 8. Os resultados foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Nessa análise comparativa, os algoritmos RLS e LMS foram confrontados com a condição sem equalização, visando avaliar seu desempenho. O caso para o polo ideal é apresentado apenas para o RLS 40 dB, apenas para efeito de comparação.

Tabela 8 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 2 - Equalização Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0.5084	50.4623	72.4163	56.1747	50.9249	50.4245
	RLS	0.1459	1.3561	28.4213	15.3767	12.7187	12.5568
	LMS	0.0823	3.3705	17.9323	7.9735	2.2858	1.2965
40 dB	Sem Equalização	0.4237	49.3862	72.1045	56.0543	50.7864	50.3968
	RLS	0.0115	0.1474	9.8998	1.6431	0.8143	1.2137
	LMS	0.0142	2.2780	0.3955	0.6208	0.3097	0.2138
50 dB	Sem Equalização	0.3925	45.6278	70.6060	55.5536	50.7195	50.3926
	RLS	0.0085	0.6390	16.0968	6.8420	7.9207	8.4702
	LMS	0.1832	5.1873	8.4420	1.4685	3.6188	5.0557
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0.0462	3.0695	0.7466	0.2828	0.0319	0.1750
	RLS	1.1179	7.5367	14.3272	5.4177	1.8761	1.4861
	LMS	0.0188	0.6086	6.0804	3.6328	3.0179	2.7623
40 dB	Sem Equalização	0.0455	1.6556	3.3260	0.8934	0.2494	0.0744
	RLS	1.0439	7.5347	20.3199	7.1843	2.8208	2.1872
	LMS	0.0099	0.3820	3.0579	1.0751	0.6828	0.6546
50 dB	Sem Equalização	0.0509	1.6696	1.2533	0.1034	0.2759	0.4179
	RLS	1.1643	7.7414	17.7212	4.9202	0.7181	0.5633
	LMS	1.6186	9.8228	27.2803	6.5856	0.2239	0.4242
Polo Ideal - Erro Relativo de Magnitude (%)							
40 dB	RLS	0,0088	0,2850	0,3466	0,3167	0,3023	0,3061
Polo Ideal - Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
40 dB	RLS	0,1540	0,7072	0,2252	0,1035	0,0318	0,0658

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

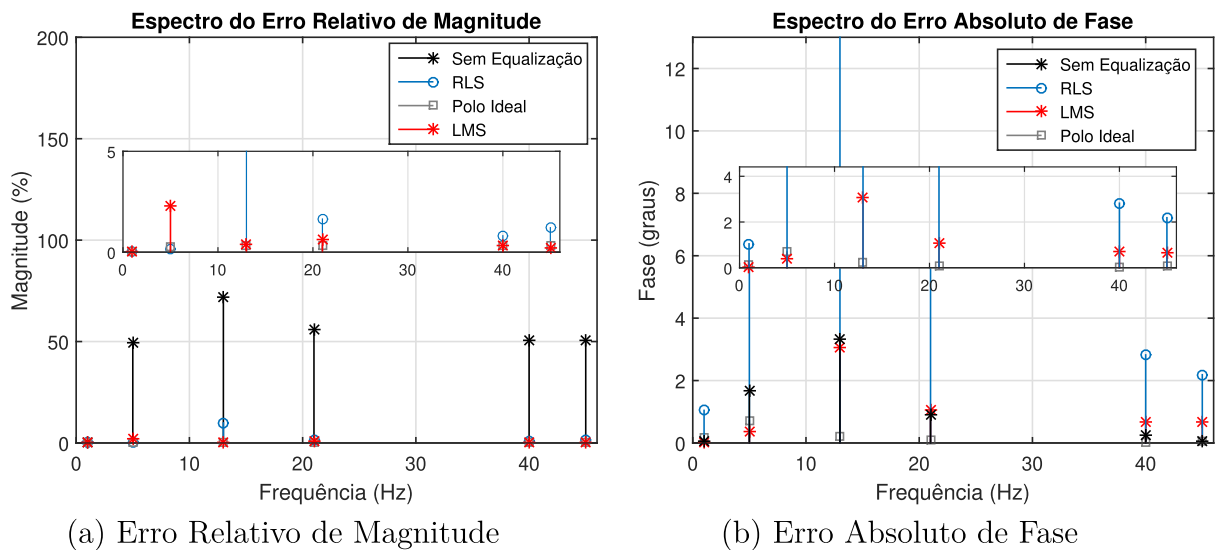
Analisando os resultados da Tabela 8, que representa os erros de magnitude e fase para o Caso 2 sob equalização cega, observamos padrões distintos em relação ao desempenho dos algoritmos RLS e LMS. Notavelmente, o algoritmo LMS mostra-se mais robusto na atenuação dos erros em relação ao RLS para harmônicos de ordens mais altas, como os de 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup>. O LMS, em geral, apresenta melhores resultados que o RLS. Embora é importante citar que o valor dos polos encontrado pelo AG interfere significativamente nos resultados, pois nos casos de 30 dB e 40 dB para o LMS os valores encontrados se aproximam do valor ideal, melhorando assim o desempenho do LMS.

Observa-se uma tendência geral de melhoria nos resultados quando os algoritmos de equalização cega são aplicados, evidenciando uma redução nos erros de magnitude e fase em comparação com a condição sem equalização. No contexto da equalização cega, aproximadamente 68% dos casos mantiveram os erros de magnitude e fase dentro da margem de 5% e 5°, conforme especificado pela norma 61869 (76) para avaliação de desempenho.

Na análise da magnitude, constatou-se que, em comparação com os valores obtidos sem equalização, tanto os algoritmos RLS quanto LMS apresentaram melhorias consistentes no desempenho do transdutor em todas as situações avaliadas. Adicionalmente, ao contrastar com a equalização não-cega, a performance da equalização cega revelou-se satisfatória, levando em consideração suas inerentes limitações. Esse resultado sugere que ao incorporar estratégia de equalização cega, foi possível efetivamente aprimorar a representação da magnitude e fase do sinal, indicando uma capacidade robusta de lidar com as complexidades presentes no ambiente de transmissão.

A Figura 34 mostra o erro de magnitude(a) e deslocamento de fase(b) para o Caso 2, 40 dB, equalização cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 8.

Figura 34 – Caso 2. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas; RLS (cinza) equalização com polo ideal.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao analisar os resultados da equalização cega com uma SNR de 40 dB, podemos observar significativas melhorias principalmente na magnitude do sinal quando comparadas à condição sem equalização. Na magnitude, a ausência de equalização resultou em distorções substanciais em todas as ordens harmônicas, evidenciadas pelos altos valores de erro relativo. Tanto o algoritmo RLS quanto o LMS mostraram uma notável capacidade de reduzir essas distorções, resultando em erros significativamente menores. O algoritmo LMS, em particular, obteve resultados excepcionais, com valores extremamente baixos de erro. Esse desempenho pode ser explicado pelo valor do polo para o LMS ser mais próximo do ideal do que o valor encontrado para o RLS. Ao observar o caso para o polo

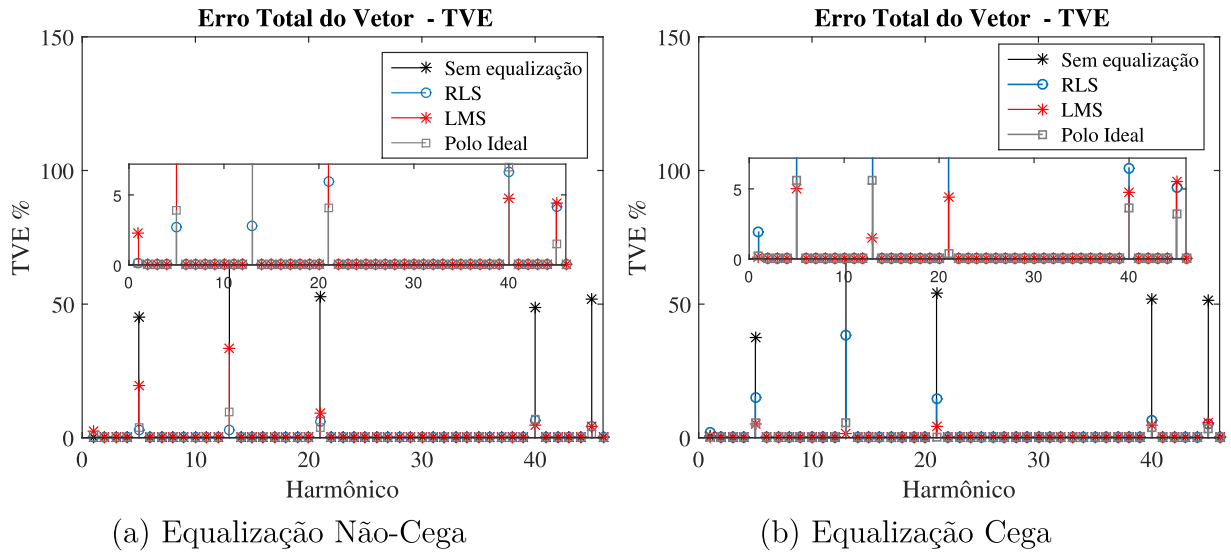
ideal, exemplo para o RLS 40 dB, os resultados são excelentes, tanto para magnitude quanto para a fase os erros ficaram próximos de zero, melhorando significativamente os erros. Isso mostra a eficácia do algoritmo de equalização cega, porém mostra também a sensibilidade do algoritmo quanto ao valor do polo encontrado, o que faz com que os valores de magnitude e fase não fiquem tão bons se comparado a este caso.

No que diz respeito à fase, a equalização cega também desempenhou um papel crucial na correção das variações angulares introduzidas pela ausência de equalização. O LMS demonstrou melhorias notáveis, reduzindo os erros absolutos de fase em comparação com a condição sem equalização para as harmônicas de baixa ordem. Já o RLS não obteve um bom desempenho, agregando a isso o valor do polo, e exemplificando a sensibilidade do algoritmo ao valor de polo encontrado pelo AG. O LMS apresentou uma eficiência particularmente elevada na correção das distorções angulares, superando o desempenho do RLS nesse aspecto.

A Figura 35 ilustra o cálculo do Erro Total de Vetor (TVE), realizado para avaliar a eficácia do processo de equalização ao medir o erro global entre o sinal de saída do equalizador e o sinal de referência ideal. É possível observar que, para o caso não-cego o RLS teve um melhor desempenho, mantendo os valores de TVE próximo de 5%. Já na equalização cega o LMS obteve melhor desempenho mantendo os valores próximo de 5%. Para os casos com polo ideal (RLS), os valores de TVE se mantiveram próximos dos limites estipulados pela norma, mostrando um bom desempenho, tanto para a equalização não cega quanto a cega. Este comportamento pode ser atribuído possivelmente ao fato de que os valores dos polos encontrados pelo AG para o LMS (não-cego) e o RLS (cego) estiveram mais distantes do valor ideal, conforme evidenciado na Tabela 6. A disparidade em relação ao valor ideal pode ter influenciado negativamente nos resultados, explicando as pequenas diferenças de desempenho observadas entre os algoritmos em diversos cenários de equalização.



Figura 35 – Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho e azul resultados para o LMS e RLS, respectivamente. O RLS (cinza) equalização com polo ideal.

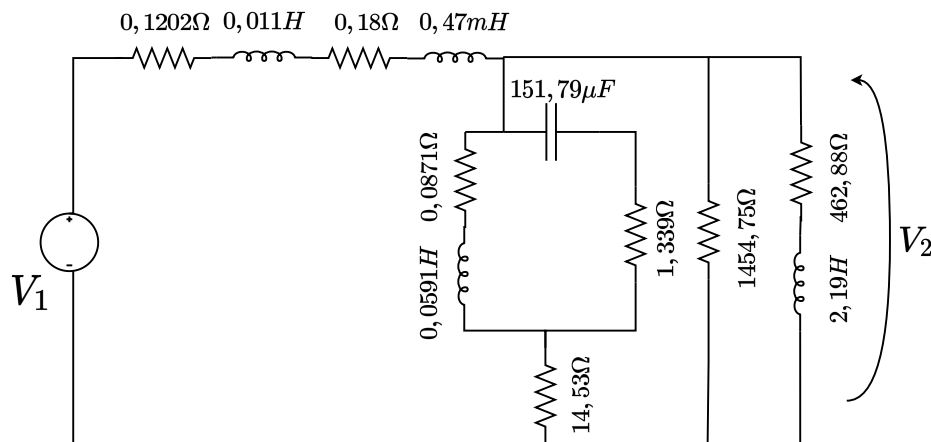


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.1.3 Caso 3

O modelo apresentado na Figura 36 de um transformador de potencial foi retirado do artigo Lucas; Keerthipala; Jayasinghe; P.G. McLaren (105) para análise de sua resposta em frequência e aplicação da metodologia cega e não-cega.

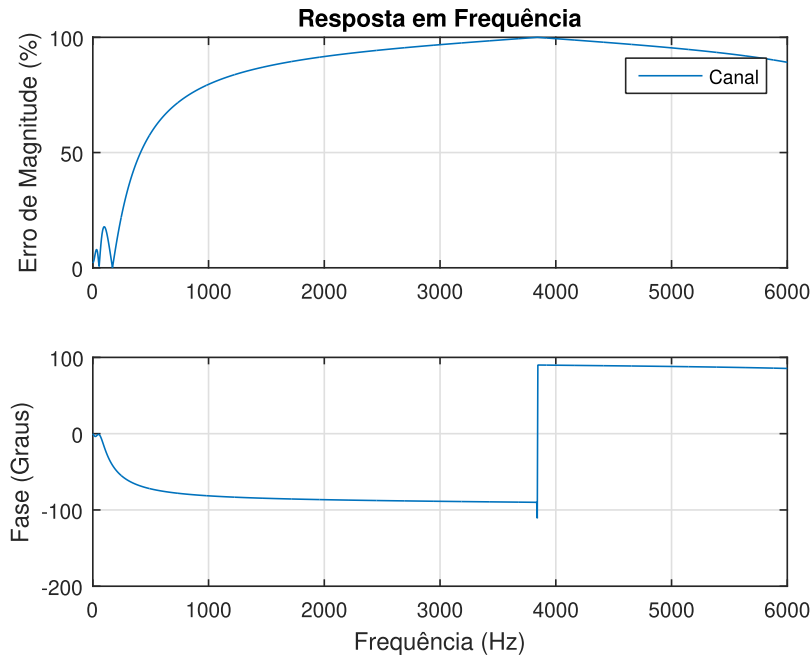
Figura 36 – Circuito equivalente modelado com componentes RLC - transformador de potencial.  $V_1$  é a tensão de entrada, primária do transformador e  $V_2$  é a tensão de saída, secundária do transformador.



Fonte: Lucas; Keerthipala; Jayasinghe; P.G. McLaren (105).

A Figura 37 apresenta a resposta em frequência para esse caso. Neste transformador ocorre uma atenuação da magnitude, em que é possível observar um erro de magnitude próximo de 100%. A fase também apresenta um desvio para próximo de 100 graus.

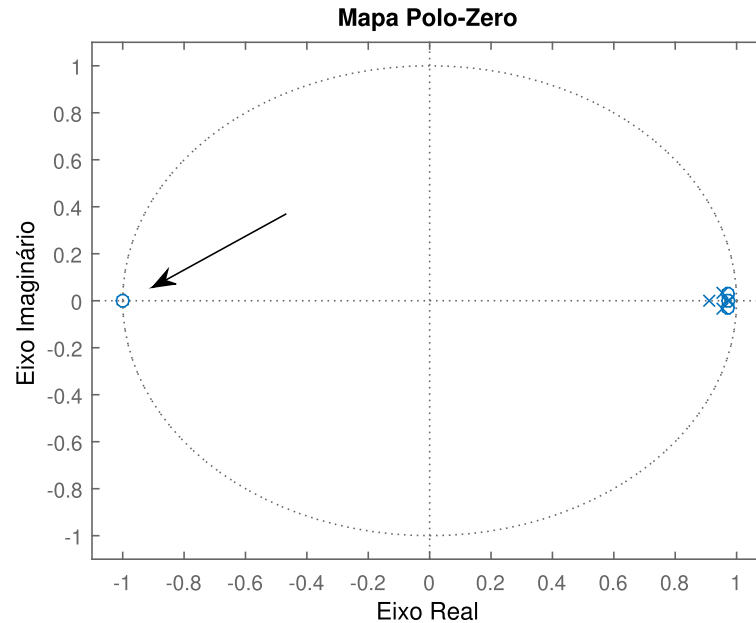
Figura 37 – Resposta em frequência do transdutor da Figura 36. Erro de Magnitude e deslocamento de fase do transformador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O Diagrama de Polos e Zeros correspondente ao Caso 3 é apresentado na Figura 38. É possível observar que existe um zero em  $-1$  a ser cancelado com a utilização do bloco Pré-Filtro (Hp). O AG deve encontrar um valor que seja estável, situado dentro do círculo unitário, mantendo o sistema fase-mínima. Vale ressaltar que para este transformador foi realizado uma pequena alteração para a equalização, considerando que a área de busca é realizada no primeiro quadrante do círculo unitário, como mostra a Figura 18. Este é um ponto que deve ser considerado no futuro para abranger todos os tipos de configurações possíveis, inclusive para aqueles transformadores que possuem duas ressonâncias.

Figura 38 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) do modelo de transformador da Figura 36 com resposta em frequência mostrada na Figura 37. A seta enfatiza a presença de um zero localizado isolado no círculo unitário,  $-1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Todos os ensaios foram conduzidos usando o algoritmo genético para localizar o polo, como descrito na Tabela 9. Através da inspeção do diagrama de polos e zeros da Figura 38, é possível identificar o valor do zero a ser eliminado, que neste caso é aproximadamente  $-1$ . É notável que os valores obtidos pelo AG se aproximam consideravelmente desse valor, resultando em um bom desempenho na equalização, tanto para o método não cego quanto para o cego. Vale lembrar que este polo é instável e o AG deve encontrar valores próximos a ele porém estáveis, ou seja, dentro do círculo unitário, configurando um sistema fase-mínima.

Tabela 9 – Polos Encontrados pelo Algoritmo Genético para a Equalização do Modelo de Transformador na Figura 36 com Variações de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) nos Algoritmos RLS e LMS.

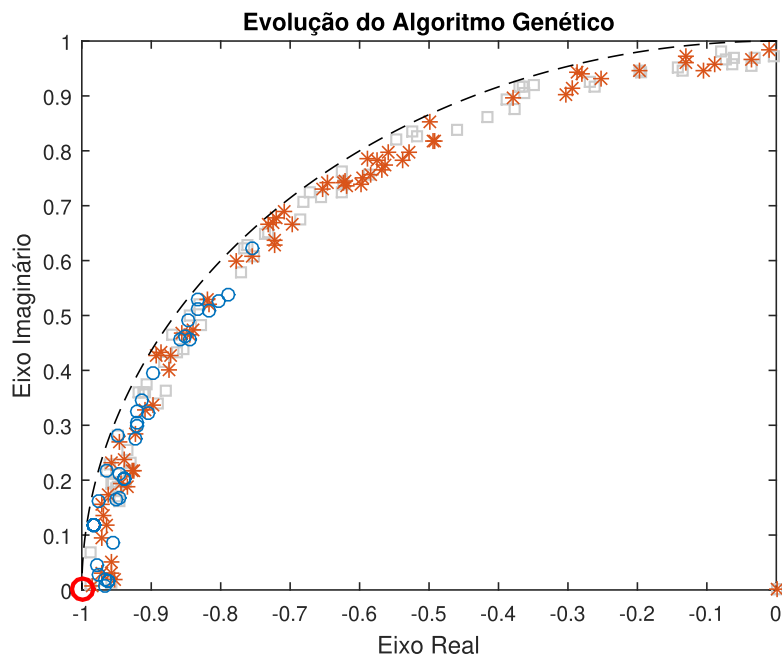
		Polo ( $H_p$ )		
Algoritmo		30 dB	40 dB	50 dB
Eq. Não-Cego	RLS	real(-0.9862+0.06841i)	real(-0.98415+0.10616i)	real(-0.9866+0.00621i)
	LMS	real(-0.9855+0.06316i)	real(-0.98676+0.040403i)	real(-0.9707+0.1603i)
Eq. Cego	RLS	real(-0.9511+0.1234i)	real(-0.9820 + 0.1180i)	real(-0.9627 + 0.1219i)
	LMS	real(-0.98056+0.1304i)	real(-0.9815+0.04018i)	real(-0.9654+0.01823i)

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 39 ilustra o desenvolvimento das soluções candidatas ao longo das iterações

1 ( $\square$  - cinza), 10 ( $*$  - vermelho), e 30 ( $o$  - azul). Destaca-se em vermelho ( $O$ ) o zero a ser anulado, evidenciando uma notável inclinação do algoritmo para identificar um polo em proximidade a esse zero. Esse padrão ilustra vividamente a dinâmica do Caso 3, 40 dB, RLS, não-cego, em que foram requisitadas 30 iterações para que o Algoritmo Genético alcançasse uma solução considerada ótima, atendendo assim ao critério de parada estabelecido. Cabe ressaltar que a população inicial era composta por 70 elementos, enquanto o número máximo de iterações estava limitado a 50. O tempo total para os casos de equalização não-cega foi em média 1 hora e 30 minutos, porém o caso 30 dB, LMS gastou 7 horas e 50 minutos. Para os casos de equalização cega o tempo médio para o AG encontrar o polo foi em média de 9 horas.

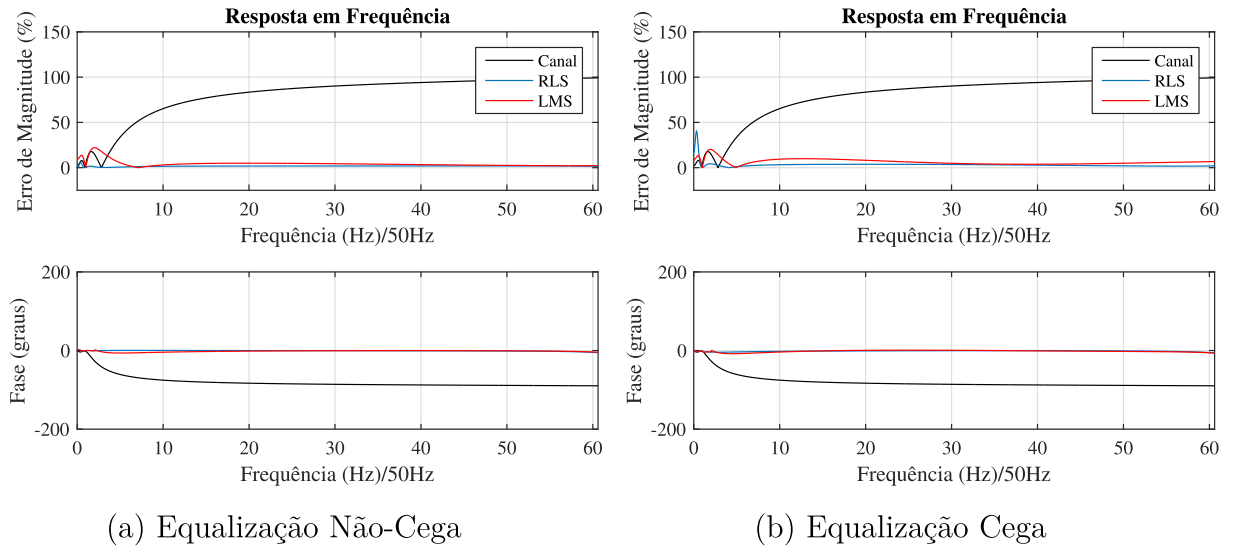
Figura 39 – Diagrama de polos ( $x$ ) e zeros ( $o$ ) com os resultados da aplicação do AG. São mostradas as curvas população de soluções nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 10 ( $*$  - vermelho) e 30 ( $o$  - azul),  $O$  (Vermelho) representa o zero a ser cancelado mostrado na Figura 38. Esse resultado para o Caso 3, 40 dB, RLS, equalização cega.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os resultados relativos a resposta em frequência do transformador referente ao erro de magnitude e ao deslocamento de fase para os algoritmos LMS e RLS são apresentados em ambos os cenários de equalização: não-cega (Figura 40a) e cega (Figura 40b), considerando uma SNR de 40 dB. As curvas em preto representam a resposta em frequência do canal sem equalização, enquanto as curvas em vermelho e azul ilustram os resultados obtidos pelo LMS e RLS, respectivamente. É notável a melhoria significativa na resposta em frequência proporcionada pela metodologia, resultando na redução da interferência do transdutor na medição levando o erro de magnitude e fase para próximo de zero.

Figura 40 – Caso 3. Experimentos Simulados para 40 dB. Erro de magnitude (zoom) e deslocamento de fase para o transdutor da Figura 36. O canal (preto) não é equalizado, as saídas LMS (vermelho) e RLS (azul) são equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Tabela 10 apresenta os erros de magnitude e fase para o Caso 3, considerando equalização não-cega, em diferentes condições de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) e índices harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Os algoritmos RLS e LMS foram comparados em relação à condição sem equalização para avaliar seu desempenho.

Tabela 10 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 3 - Equalização Não-Cega.

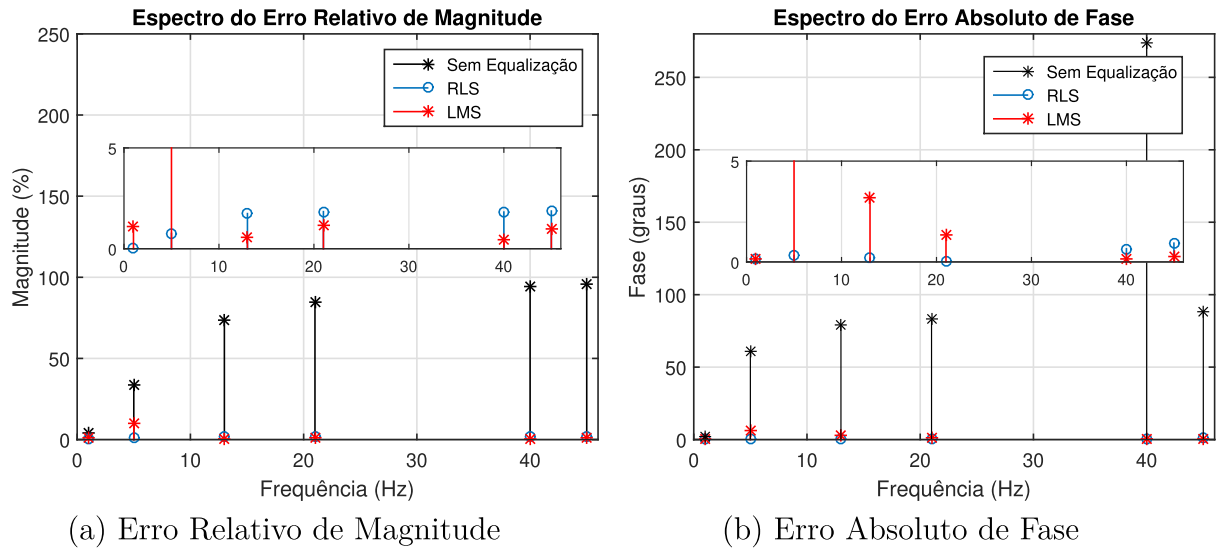
Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	4,0661	33,3543	73,1809	84,1474	93,9132	95,4006
	RLS	0,9341	4,2386	6,4910	6,7302	6,7749	6,7648
	LMS	0,9766	11,4368	0,0234	0,6178	1,9131	2,5890
40 dB	Sem Equalização	3,9402	33,4235	73,2814	84,3369	94,0759	95,5243
	RLS	0,0000	0,7590	1,7420	1,8391	1,8179	1,8687
	LMS	1,0799	9,7554	0,5761	1,1757	0,4703	0,9662
50 dB	Sem Equalização	3,9435	33,4972	73,2930	84,2903	94,0174	95,4867
	RLS	0,9106	0,7804	0,7202	0,6860	0,6753	0,6792
	LMS	0,5281	5,0350	4,2184	4,1474	0,4303	0,5172
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	2,0426	61,8137	79,4872	83,9572	275,0610	88,1554
	RLS	0,1372	2,0894	1,2007	0,8849	0,8538	0,9773
	LMS	0,8807	7,2669	3,3074	1,0939	0,2880	0,0623
40 dB	Sem Equalização	2,0105	61,1109	79,0283	83,6283	273,6301	88,1213
	RLS	0,1528	0,3204	0,1850	0,0181	0,6497	0,9307
	LMS	0,1538	6,3036	3,1560	1,3246	0,1477	0,2889
50 dB	Sem Equalização	2,0082	61,0209	78,9550	83,5718	272,6024	88,1117
	RLS	0,9159	0,1054	0,0034	0,1356	0,5460	0,7438
	LMS	0,9871	5,9896	2,3768	0,3383	0,4011	0,1501

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A análise dos resultados da Tabela 10 destaca o desempenho dos algoritmos RLS e LMS em comparação com a condição sem equalização. Para a magnitude, o RLS de 30 dB teve um pior desempenho, pois manteve o erro para valores abaixo de 7% enquanto os casos de 40dB e 50dB para o RLS mantiveram os valores de erro de magnitude abaixo de 1%. Em todos os casos, tanto o RLS quanto o LMS apresentam desempenho superior em comparação com a condição sem equalização, reduzindo significativamente os erros de magnitude. O RLS tende a ter uma ligeira vantagem em alguns casos, demonstrando uma melhor capacidade de equalização, especialmente em níveis mais altos de SNR.

Já para a fase, o RLS apresenta um desempenho melhor em comparação ao LMS. Os algoritmos apresentam melhor desempenho em harmônicos de maior ordem, justamente pelo fato do transformador apresentar distorções em harmônicos de baixa ordem. No contexto da equalização não cega, 89% dos casos mantiveram os erros de magnitude e fase dentro da margem de 5% e 5°, conforme especificado pela norma IEC61869 (76) para avaliação de desempenho. A Figura 41 mostra o erro de magnitude(a) e deslocamento de fase(b) para o Caso 1, 40 dB, equalização não cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 10.

Figura 41 – Caso 3. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Não-Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao analisar os resultados de magnitude com uma SNR de 40 dB para a equalização não-cega, é possível observar correções significativas aplicadas pelos algoritmos RLS e LMS em comparação com a condição sem equalização. Os piores resultados tanto para magnitude quanto para a fase foram no 5<sup>o</sup> harmônico, justamente onde existe uma distorção, entretanto os algoritmos melhoraram a resposta em comparação a condição sem equalização.

Os erros de magnitude e de fase para o Caso 3 utilizando equalização cega, com uma SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB serão mostrados na Tabela 11. Os resultados foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Nessa análise comparativa, os algoritmos RLS e LMS foram comparados com a condição sem equalização, visando avaliar seu desempenho.

Tabela 11 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 3 - Equalização Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	3,8127	35,5044	74,2331	84,4278	93,8476	95,4564
	RLS	0,0000	2,1833	3,7767	3,6031	3,6803	4,8724
	LMS	0,0042	11,5831	2,1967	2,1612	4,1061	4,3469
40 dB	Sem Equalização	3,9418	33,5367	73,3192	84,3345	94,0619	95,5209
	RLS	0,0000	1,0959	3,5302	3,7423	2,8446	2,4274
	LMS	0,0181	3,4602	6,3852	4,1187	0,0673	0,3868
50 dB	Sem Equalização	3,9324	33,5676	73,3390	84,3381	94,0570	95,5182
	RLS	0,0000	0,8881	0,9089	0,5211	3,4571	3,4539
	LMS	0,0352	8,5063	1,2128	0,7631	2,9932	3,6405
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	2,0222	59,9488	79,7713	85,7172	273,1208	84,3732
	RLS	0,8052	3,9010	2,7650	0,2720	2,2093	0,8812
	LMS	0,9433	5,2210	2,3233	0,7871	0,6144	0,9463
40 dB	Sem Equalização	2,0104	60,9345	78,7920	83,3674	272,3744	88,3277
	RLS	0,4096	3,6603	1,5421	0,7613	0,2874	0,5112
	LMS	1,3796	8,0176	1,8845	0,6225	0,7655	1,5010
50 dB	Sem Equalização	2,0089	60,8845	78,7999	83,4119	272,4117	88,2463
	RLS	0,9179	3,6978	1,7238	1,2314	1,7116	0,7522
	LMS	0,9184	6,3953	2,4092	0,3643	0,2364	0,9129

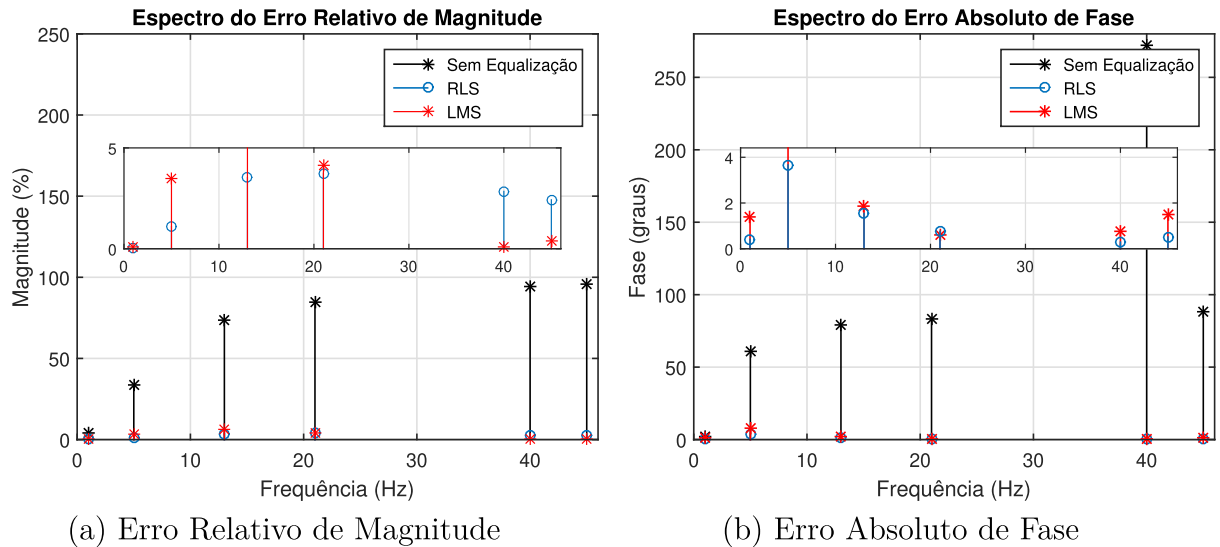
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O desempenho do RLS foi ligeiramente superior ao LMS nos erros de magnitude. Porém, ambos os algoritmos melhoraram os erros de magnitude em comparação ao caso sem equalização. Ao analisar os erros absolutos de fase, observamos que o método RLS tende a ter resultados mais favoráveis em comparação com o LMS.

Para a equalização cega, 93% dos casos mantiveram os erros de magnitude e fase dentro da margem de 5% e 5°, conforme especificado pela norma IEC61869 (76) para avaliação de desempenho. Em comparação com a equalização não-cega, a performance da equalização cega teve uma ligeira melhora, levando em conta suas inerentes limitações. A Figura 42 mostra o erro de magnitude(a) e deslocamento de fase(b) para o Caso 3, 40 dB, equalização cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 11.



Figura 42 – Caso 3. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.

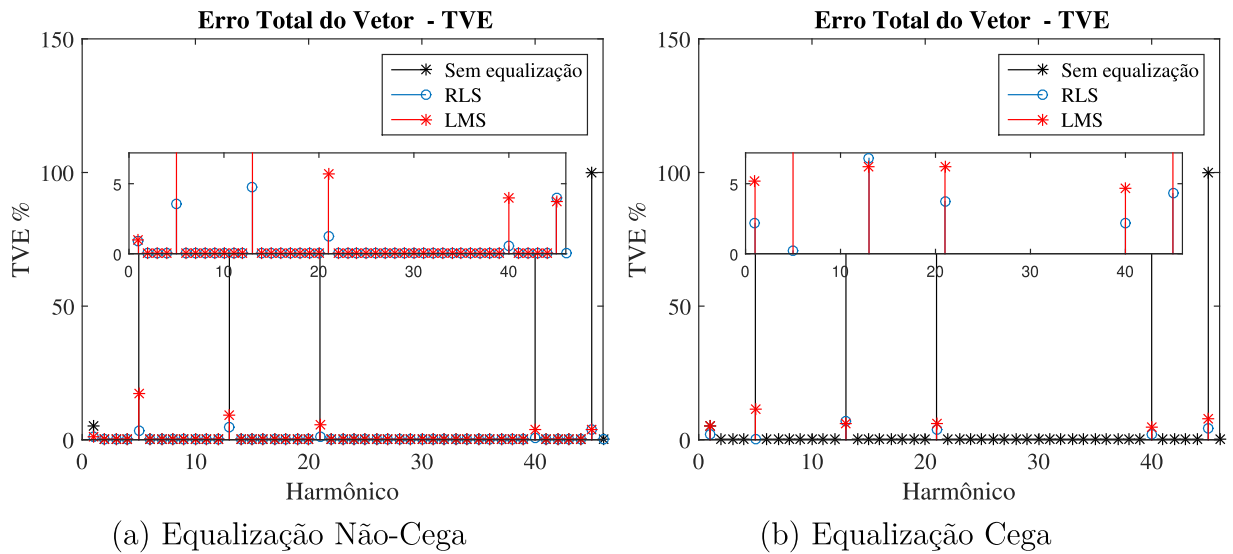


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

No Caso 3 a um SNR de 40 dB, o RLS se destaca na equalização de magnitude e fase, proporcionando os menores erros, enquanto o LMS oferece uma competência notável apenas nos harmônicos mais altos na equalização de fase. Embora o LMS tenha apresentado bons resultados, porém em menor escala que o RLS.

A Figura 43 ilustra o cálculo do Erro Total de Vetor (TVE), realizado para avaliar a eficácia do processo de equalização ao medir o erro global entre o sinal de saída do equalizador e o sinal de referência ideal. É possível observar que, para o caso não-cego o RLS teve um melhor desempenho, mantendo os valores de TVE abaixo de 5%. Na equalização cega o RLS também obteve melhor desempenho mantendo os valores próximos de 5%. Os valores dos polos encontrados pelo AG, tanto para o caso não-cego quanto o caso cego foram muito próximos, variando na terceira casa decimal para o SNR de 40dB, conforme pode ser visto na Tabela 9. Este comportamento parece não ter influenciado nos resultados, evidenciando que o RLS obteve melhor desempenho.

Figura 43 – Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho e azul resultados para o LMS e RLS, respectivamente.

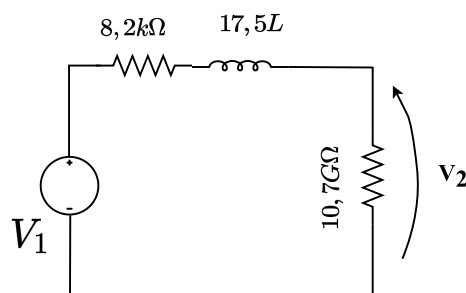


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.1.4 Caso 4

O modelo apresentado na Figura 44 de um transformador de potencial foi retirado do artigo Cataliotti et al. (16), para análise de sua resposta em frequência e aplicação da metodologia cega e não-cega.

Figura 44 – Circuito equivalente modelado com componentes RLC - transformador de potencial.  $V_1$  é a tensão de entrada, primária do transformador e  $V_2$  é a tensão de saída, secundária do transformador.

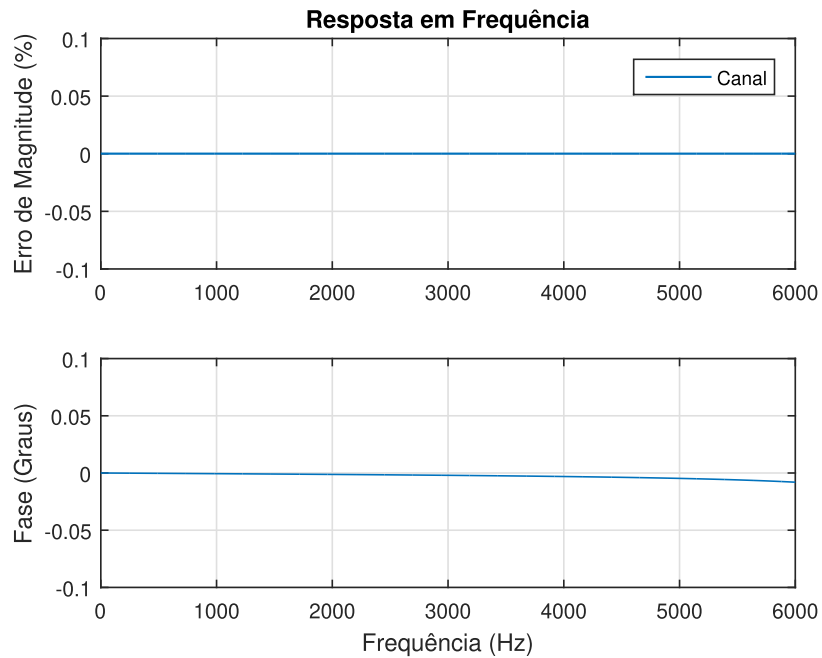


Fonte: Cataliotti et al.(16)

A Figura 45 apresenta a resposta em frequência para esse caso. Este transformador é comumente utilizado como transformador de referência devido a sua boa resposta em frequência com erro de magnitude zero e sem a ocorrência de deslocamento de fase, em toda a faixa de frequência. O objetivo de aplicar o equalizador neste transformador “quase

ideal” é verificar se a metodologia da equalização não irá deteriorar significativamente a resposta em frequência deste transdutor.

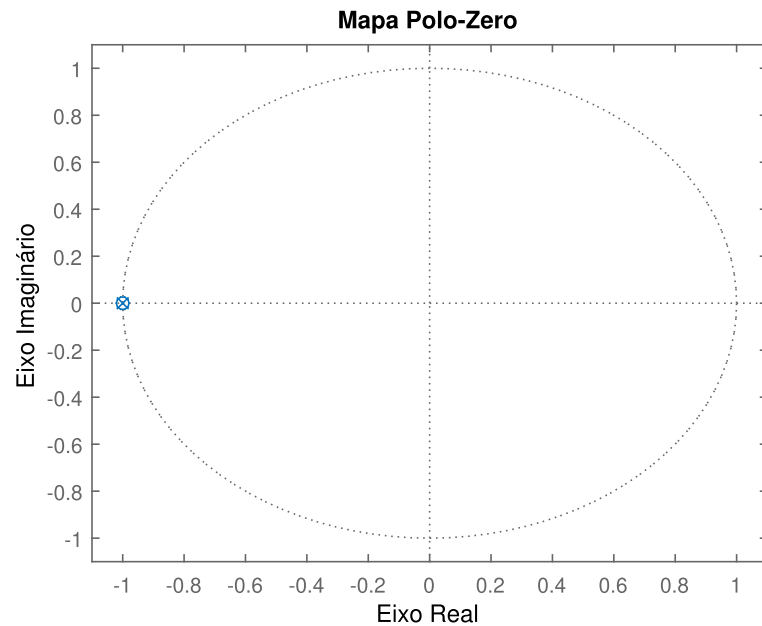
Figura 45 – Resposta em frequência do transdutor da Figura 44. Erro de Magnitude e deslocamento de fase do transformador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 46 exibe o Diagrama de Polos e Zeros correspondente ao Caso 4. É possível notar que este transformador não há a presença de zeros a serem anulados. O teste realizado visa verificar a capacidade do algoritmo genético em identificar o valor do polo igual a zero, uma vez que este transformador dispensa a utilização do bloco Pré-Filtro (Hp).

Figura 46 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) do modelo de transformador da Figura 44 com resposta em frequência mostrada na Figura 45.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Todos os ensaios foram conduzidos usando o algoritmo genético para localizar o polo, como descrito na Tabela 12. Através da inspeção do diagrama de polos e zeros na Figura 46, é possível identificar que não existe zero (o) a ser eliminado e portanto o bloco pré-Filtro ( $H_p$ ) não deve ser utilizado. É notável que os valores obtidos pelo AG são exatamente o valor esperado, ou seja, zero, tanto para o método não cego quanto para o cego. O tempo de simulação foi em média de 2 horas.

Tabela 12 – Polos Encontrados pelo Algoritmo Genético para a Equalização do Modelo de Transformador na Figura 44 com Variações de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) nos Algoritmos RLS e LMS.

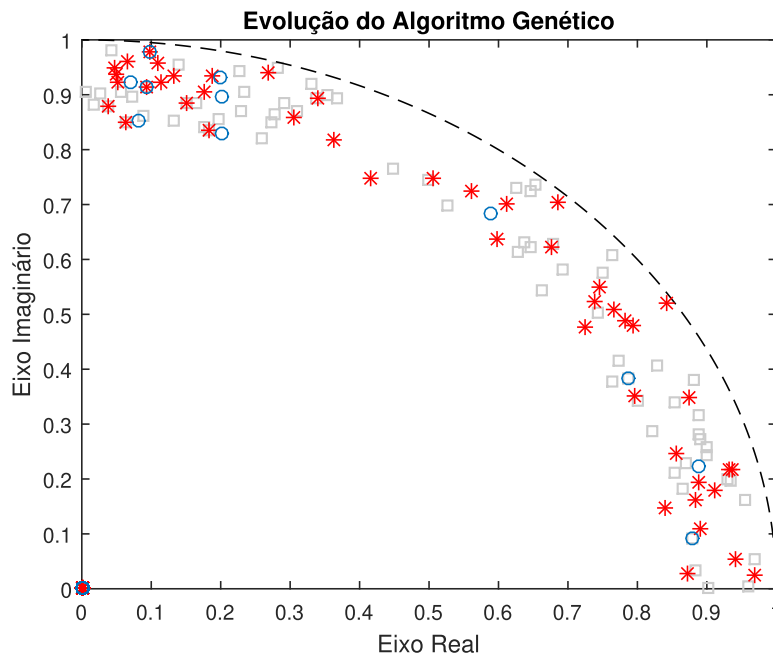
		Polo ( $H_p$ )		
Algoritmo		30 dB	40 dB	50 dB
Eq. Não-Cego	RLS	0	0	0
	LMS	0	0	0
Eq. Cego	RLS	0	0	0
	LMS	0	0	0

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 47 representa a evolução da população de soluções candidatas nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 3 (\* - vermelho) e 5 (o - azul). Esse resultado exemplifica o Caso 1, 40

dB, LMS, em que foram necessários 5 iterações para que o AG encontrasse um valor considerado ótimo, já que para este caso o critério de parada foi atingido. A população inicial era de tamanho 70 e o número máximo de iterações é de 50.

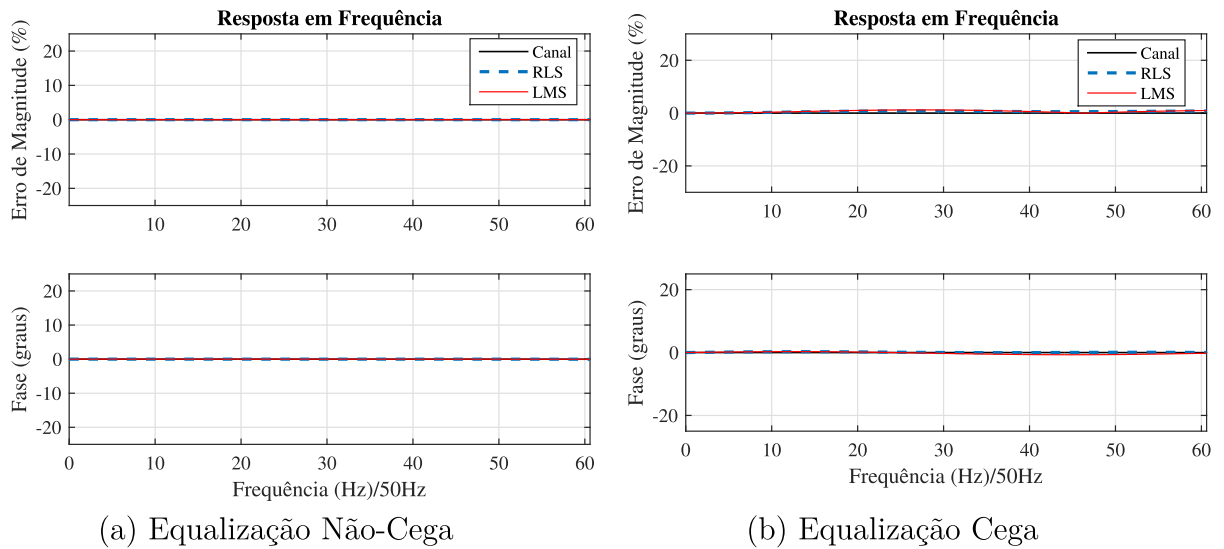
Figura 47 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) com os resultados da aplicação do AG para o Caso 4, 40 dB, LMS. São mostradas as curvas população de soluções nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 3 (\* - vermelho) e 5 (o - azul).



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os resultados referentes ao erro de magnitude e o deslocamento de fase para os algoritmos LMS e RLS considerando uma relação sinal-ruído (SNR) de 40 dB, tanto para o caso não-cego e cego serão apresentados na Figura 48. A resposta em frequência do canal sem equalização é representada em preto, enquanto os resultados para LMS e RLS são destacados em vermelho e azul (- -), respectivamente. É possível notar que a equalização manteve a resposta em frequência do transformador, não interferindo no sistema.

Figura 48 – Caso 4. Experimentos Simulados para 40 dB. Erro de magnitude (zoom) e deslocamento de fase para o transdutor da Figura 44. O canal (preto) não é equalizado, as saídas LMS (vermelho) e RLS (azul - -) são equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Serão exibidos os desvios de magnitude e fase referentes ao Caso 4, empregando equalização não-cega em cenários de SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB. Os resultados foram obtidos mediante a aplicação de um sinal de entrada conhecido, composto pela componente fundamental e pelos harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. A Tabela 13 detalha os desvios de magnitude e fase para o Caso 4, contemplando equalização não-cega, sob diferentes condições de SNR e índices harmônicos. A avaliação de desempenho comparativa entre os algoritmos RLS e LMS foi conduzida em relação à condição sem equalização.

Tabela 13 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 4 - Equalização Não-Cega.

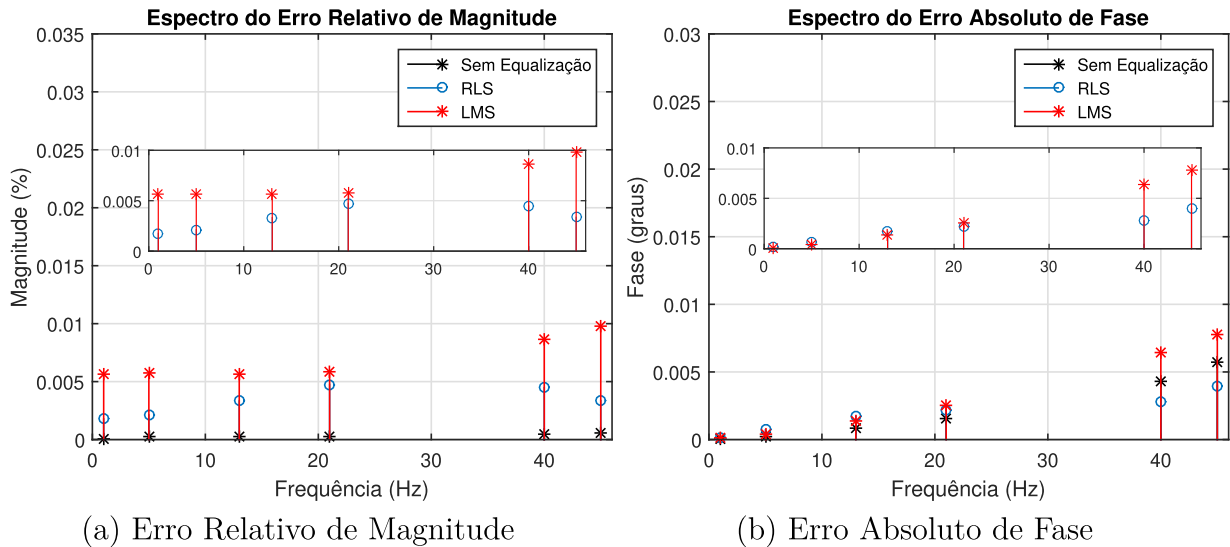
Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	$8,2 \cdot 10^{-5}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$2,0 \cdot 10^{-6}$	$3,8 \cdot 10^{-6}$	$4,6 \cdot 10^{-6}$
	RLS	0,0065	0,0053	0,0003	0,0051	0,0024	0,0094
	LMS	0,0012	0,0000	0,0048	0,0099	0,0021	0,0049
40 dB	Sem Equalização	$8,3 \cdot 10^{-5}$	$2,1 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$2,9 \cdot 10^{-6}$	$5,0 \cdot 10^{-6}$	$5,6 \cdot 10^{-6}$
	RLS	0,0018	0,0021	0,0033	0,0048	0,0045	0,0034
	LMS	0,0056	0,0057	0,0057	0,0058	0,0086	0,0098
50 dB	Sem Equalização	$7,6 \cdot 10^{-6}$	$7,9 \cdot 10^{-7}$	$8,0 \cdot 10^{-7}$	$8,1 \cdot 10^{-7}$	$8,5 \cdot 10^{-7}$	$8,7 \cdot 10^{-7}$
	RLS	0,0674	1,0250	0,8708	1,7140	5,4228	0,7971
	LMS	0,0713	1,0213	0,8731	1,7150	5,4267	0,7906
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,0001	0,0003	0,0009	0,0016	0,0043	0,0057
	RLS	0,0004	0,0017	0,0031	0,0017	0,0065	0,0059
	LMS	0,0004	0,0016	0,0029	0,0014	0,0067	0,0060
40 dB	Sem Equalização	0,0001	0,0003	0,0009	0,0015	0,0043	0,0057
	RLS	0,0002	0,0007	0,0017	0,0021	0,0028	0,0040
	LMS	0,0001	0,0004	0,0014	0,0026	0,0064	0,0078
50 dB	Sem Equalização	0,0001	0,0004	0,0009	0,0016	0,0043	0,0057
	RLS	0,0155	0,7870	2,8100	2,1764	0,8219	1,1901
	LMS	0,0156	0,7867	2,8097	2,1760	0,8183	1,1863

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os erros de magnitude e fase, ao serem avaliados nos casos equalizados utilizando RLS e LMS, permaneceram consistentemente abaixo de 5% e 5°, respectivamente, para todos os cenários, conforme padronizado pela norma IEC61869 (76). Em geral, ambos os algoritmos demonstraram eficácia na redução dos erros de magnitude e fase, indicando uma capacidade de manter a resposta em frequência dentro do ideal. Além disso, os resultados sugerem que tanto o algoritmo RLS quanto o LMS não introduziram erros significativos na resposta do transdutor que já era boa.

Analisando os resultados apresentados, observa-se que, em geral, os algoritmos RLS e LMS tiveram um desempenho muito semelhante em termos de erro de magnitude e fase. Em comparação ao caso sem equalização, os erros de magnitude e fase do RLS e LMS ficaram um pouco acima do valor sem equalização apenas em alguns casos, porém são valores muito próximos. A Figura 49 mostra o erro de magnitude(a) e fase(b) para o Caso 4, 40 dB, equalização não-cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 13.

Figura 49 – Caso 4. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Não-Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao examinar a Figura 49, podemos observar que, em comparação com a condição sem equalização, tanto o algoritmo RLS quanto o LMS exibiram erros muito pequenos na resposta do sinal. No entanto, na maioria dos casos, não conseguiram superar os resultados obtidos na ausência de equalização, representada neste contexto por um transformador ideal. Vale ressaltar, no entanto, que ambos os algoritmos alcançaram valores baixos, da ordem de 0.01, indicando uma resposta eficaz do algoritmo de equalização não-cega.

Os desvios em magnitude e fase para o Caso 4, empregando equalização cega em ambientes com SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB, são apresentados na Tabela 14. Os resultados foram obtidos a partir de um sinal de entrada conhecido que inclui a componente fundamental, juntamente com harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordens. Nessa análise comparativa, os algoritmos RLS e LMS foram confrontados com a condição sem equalização, com o objetivo de avaliar seu desempenho.



Tabela 14 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 4 - Equalização Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	$8,4 \cdot 10^{-5}$	$2,6 \cdot 10^{-4}$	$2,4 \cdot 10^{-4}$	$4,2 \cdot 10^{-4}$	$5,1 \cdot 10^{-4}$	$6,9 \cdot 10^{-4}$
	RLS	0,0011	0,0418	0,2360	0,3100	0,0715	0,2768
	LMS	0,0014	0,0627	0,4114	0,8492	1,1479	1,0354
40 dB	Sem Equalização	$7,4 \cdot 10^{-5}$	$4,0 \cdot 10^{-5}$	$2,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$3,4 \cdot 10^{-5}$	$5,9 \cdot 10^{-5}$
	RLS	0,0015	0,0763	0,4378	0,7625	0,5696	0,5365
	LMS	0,0016	0,0947	0,5587	1,0589	0,6071	0,1453
50 dB	Sem Equalização	$7,6 \cdot 10^{-5}$	$6,6 \cdot 10^{-5}$	$6,3 \cdot 10^{-5}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$4,7 \cdot 10^{-5}$	$4,1 \cdot 10^{-5}$
	RLS	0,0011	0,0509	0,2134	0,0476	1,1720	0,9585
	LMS	0,0056	0,2828	1,4839	1,9684	1,0379	0,8267
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,0001	0,0002	0,0009	0,0015	0,0043	0,0057
	RLS	0,0180	0,0866	0,1277	0,0596	0,2686	0,3949
	LMS	0,0358	0,1751	0,3595	0,3655	0,0219	0,0883
40 dB	Sem Equalização	0,0001	0,0004	0,0010	0,0016	0,0043	0,0057
	RLS	0,0327	0,1538	0,2713	0,1841	0,0165	0,0313
	LMS	0,0354	0,1643	0,2832	0,1254	0,6541	0,7064
50 dB	Sem Equalização	0,0001	0,0004	0,0010	0,0016	0,0043	0,0057
	RLS	0,0048	0,0134	0,1020	0,3510	0,0715	0,3723
	LMS	0,0869	0,3902	0,4400	0,3012	0,0974	0,5923

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

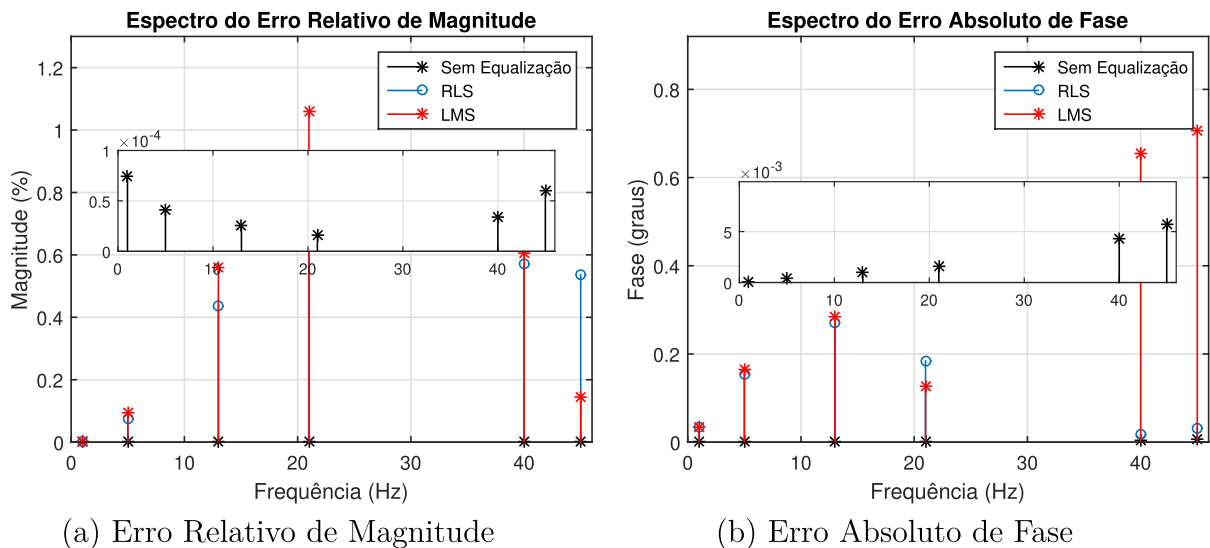
Analisando os resultados da Tabela 14, em todas as condições de SNR e índices harmônicos, os valores de erro de magnitude e fase para o caso sem equalização são menores do que os obtidos com os algoritmos RLS e LMS, mas os algoritmos RLS e LMS conseguiram valores abaixo de 1. Isso sugere que, mesmo não encontrando valores menores do que os casos sem equalização a equalização alcançou valores que não introduzem erros nas medições.

Para a magnitude, é possível observar que, na maioria dos casos, o RLS apresenta um desempenho superior, em termos de erro de magnitude, em comparação ao LMS. Similarmente para a fase, entre os algoritmos RLS e LMS, o RLS exibe, na maioria dos casos, valores menores de erro absoluto de fase. Em geral, o desempenho relativo entre RLS e LMS varia dependendo das condições específicas de SNR e índices harmônicos. A utilização de algoritmo genético para encontrar um polo igual a zero parece não ter interferido negativamente na equalização, uma vez que os valores de erro são consistentes com a aplicação dos algoritmos RLS e LMS.

No contexto da equalização cega, todos os casos mantiveram os erros de magnitude e fase dentro da margem de 5% e 5°, conforme especificado pela norma IEC61869 (76)

para avaliação de desempenho. A Figura 50 mostra o erro relativo de magnitude(a) e deslocamento de fase(b) para o Caso 4, 40 dB, equalização cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 14.

Figura 50 – Caso 4. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.

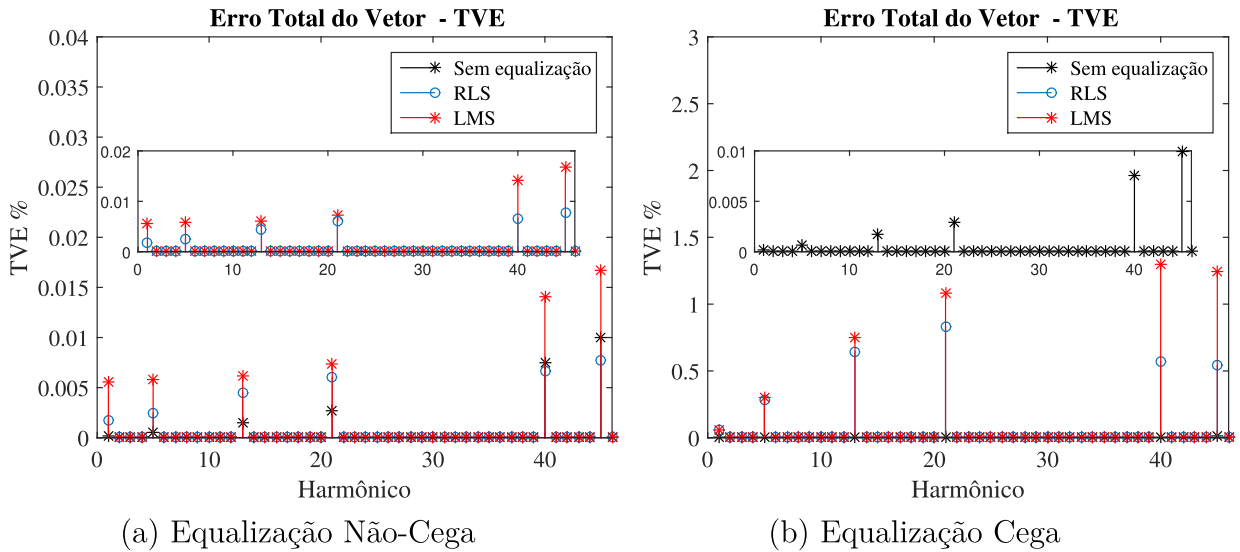


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Na análise específica para o SNR de 40 dB, os algoritmos LMS e RLS demonstraram um desempenho notável na equalização, mantendo os valores de erro de magnitude e fase consistentemente abaixo de 5%. Entretanto, os valores ficaram distantes do caso sem equalização que foram extremamente baixos. Em comparação entre a equalização não cega e equalização cega o desempenho da equalização não cega foi superior, porém é notório os resultados para a equalização cega considerando suas limitações.

A Figura 51 ilustra o cálculo do Erro Total de Vetor (TVE), realizado para avaliar a eficácia do processo de equalização ao medir o erro global entre o sinal de saída do equalizador e o sinal de referência ideal. É possível observar que, para o caso não-cego que o RLS teve um melhor desempenho em comparação ao LMS. Tanto o RLS quanto o LMS mantiveram os valores de TVE muito abaixo de 5%. Já para a equalização cega o RLS também obteve melhor desempenho em comparação ao LMS, todos os algoritmos mantiveram os valores de TVE abaixo de 5%. Comparando a equalização não cega e cega, observou-se que o desempenho da equalização cega foi considerado inferior, embora ainda tenha mantido os valores de TVE próximos a 1%.

Figura 51 – Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho e azul resultados para o LMS e RLS, respectivamente.



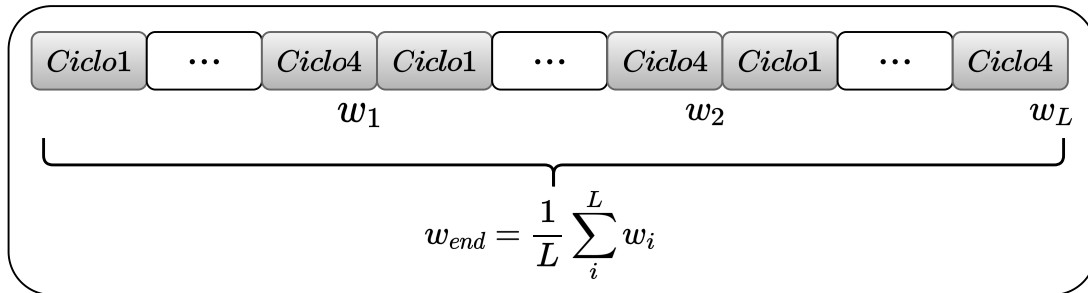
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 4.2 Experimento Real

Para o experimento real foi conduzido um experimento em laboratório para os testes e validação da metodologia em um transformador real. Todas as simulações foram realizadas no Matlab®. O número de pontos por ciclo foi de 128 e a frequência de amostragem utilizada foi de  $128 \times 50$ , em que, 50 é a frequência em Hz. O atraso foi determinado como metade da ordem do filtro. Foram testados diferentes níveis de relação sinal ruído, do inglês *Signal to Noise Ratio* (SNR) com valores de 30, 40 e 50 dB.

No tratamento estatístico realizado neste caso, começa com a segmentação do sinal coletado em seções de 4 ciclos consecutivos. Utilizando a técnica de Monte Carlo, o algoritmo executa uma série de experimentos para cada seção do sinal, com o objetivo de minimizar o erro e reduzir o ruído de estimativa, conforme ilustrado na Figura 52.

Figura 52 – Tratamento estatístico dos sinais. A figura mostra o tratamento estatístico do Experimento Real, em que, o sinal foi segmentado a cada 4 ciclos para o cálculo da média.

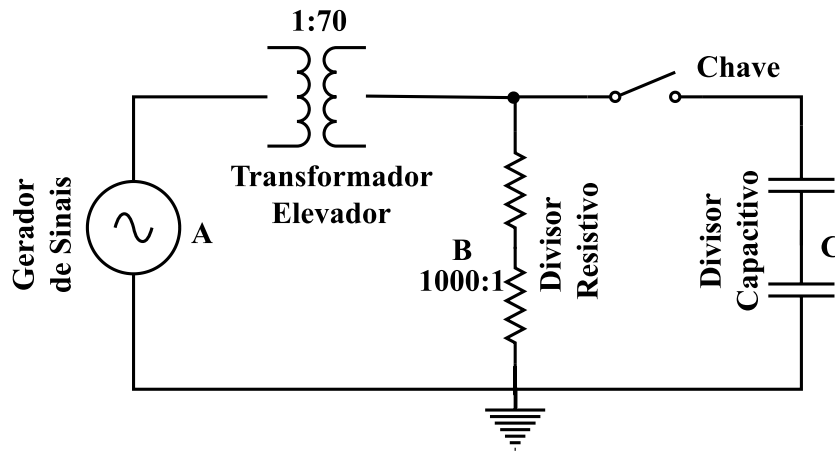


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.2.1 Implementação em Laboratório

Para os testes realizados em condições reais, foi montada uma configuração no ambiente laboratorial. A representação em diagrama de blocos do equipamento em teste pode ser observada na Figura 53. Neste arranjo, um gerador de formas de onda arbitrárias foi usado para criar um sinal senoidal com Ruído Gaussiano Aditivo de Banda Branca (AWGN, na sigla em inglês). Esse sinal é introduzido no enrolamento secundário de um transformador de tensão, cujo enrolamento primário está conectado a um Divisor de Tensão Resistivo (RVD) em paralelo com um Divisor de Tensão Capacitivo (CVD). O RVD atua como o transdutor de referência para efeitos de comparação dos resultados. Como há acesso tanto ao sinal de entrada (gerador de formas de onda) quanto ao de saída (divisor resistivo), a equalização pode ser realizada de duas maneiras: (i) com a chave aberta, a equalização do transformador é executada; com a chave fechada, a equalização de todo o sistema é realizada. Neste trabalho será apresentado os resultados para equalizar o sistema completo. O teste conduzido, embora limitado, serve como validação experimental da metodologia. Portanto, a distorção de frequência considerada no experimento inclui a distorção tanto do transformador de aumento quanto do divisor capacitivo.

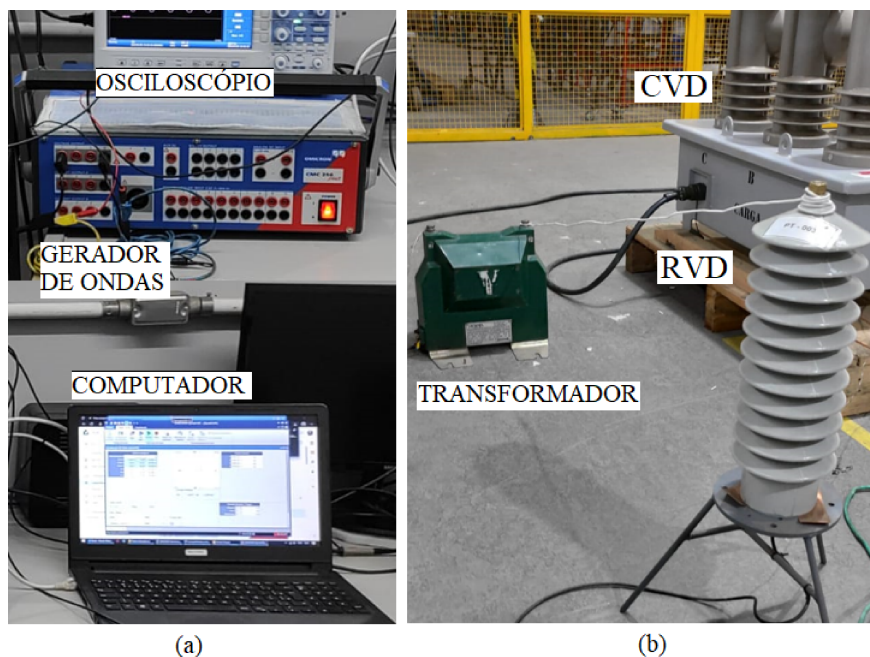
Figura 53 – Configuração de Aquisição. A fonte do gerador de formas de onda alimenta o primário do transformador, e o sinal secundário pode ser coletado em dois pontos: o Divisor de Tensão Resistivo (RVD) e o Divisor de Tensão Capacitivo (CVD).



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 54 oferece uma visão geral dos sistemas de processamento e aquisição. No centro da Figura 54a está o gerador de formas de onda arbitrárias, o sistema de aquisição de dados composto por um osciloscópio, e o sistema de processamento de dados que engloba um notebook onde o algoritmo de equalização é executado. O ponto A foi utilizado como entrada e os pontos B e C como saída. A representação na Figura 54b destaca o arranjo experimental, onde três dispositivos são visíveis: o transformador elevador de tensão, o RVD e o CVD. O transformador de aumento de tensão é um transformador de instrumentação com classe de 0,3% P75 e relação de transformação de 1:70. O divisor resistivo é de 1000:1.

Figura 54 – Configuração Experimental e Aquisição do Sinal. (a) O experimento coleta o sinal real com ruído. O computador gera a forma de onda a ser sintetizada e executa o algoritmo de equalização usando os dados coletados. O gerador de formas de onda é responsável por gerar sinais elétricos com formas específicas. O osciloscópio é usado para aquisição de dados. (b) Três dispositivos são visíveis: o transformador de aumento de tensão, o Divisor de Tensão Resistivo (RVD) e o Divisor de Tensão Capacitivo (CVD), como mostrado na Figura 53.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.2.2 Caso 5 (Não-Cego)

Esta seção exibe os resultados, para a equalização não cega, obtidos a partir do experimento prático conduzido na implementação em laboratório. Nesse contexto, não dispõe-se do modelo RLC do transformador utilizado, resultando na ausência dos gráficos correspondentes à resposta em frequência e ao Diagrama de Polos e Zeros para esse transformador.

Todos os experimentos foram conduzidos utilizando o algoritmo genético na busca do polo do pré-filtro, caso ele seja necessário ou não, os resultados são detalhados na Tabela 15. Ao que tudo indica não existe um zero a ser cancelado e portanto o bloco Pré-Filtro não será utilizado. O tempo de simulação foi em média de 30 minutos.

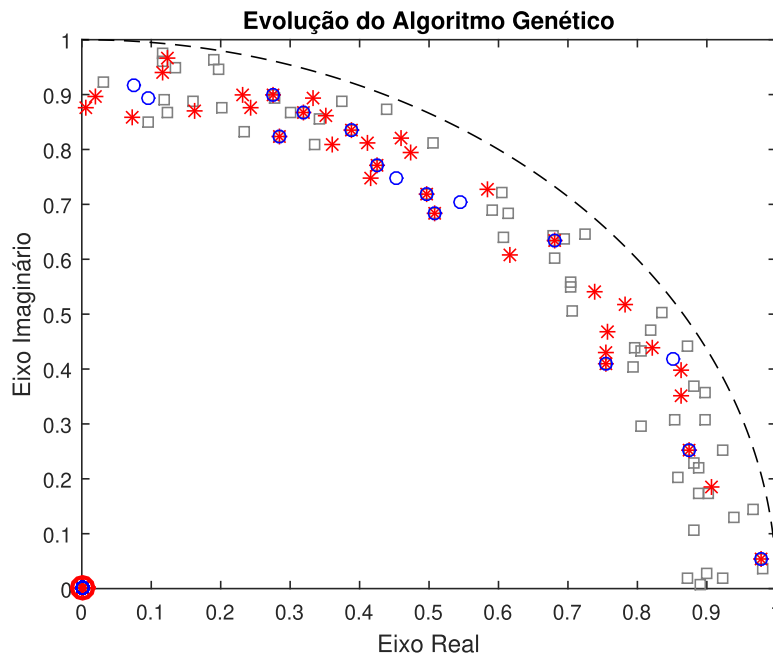
Tabela 15 – Polos Encontrados pelo Algoritmo Genético para a Equalização do experimento real com Variações de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) nos Algoritmos RLS e LMS.

		Polo ( $Hp$ )		
Algoritmo		30 dB	40 dB	50 dB
Eq. Não-Cego	RLS	0	0	0
	LMS	0	0	0
Eq. Cego	RLS	0	0	0
	LMS	0	0	0

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 55 representa a evolução da população de soluções candidatas nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 3 (\* - vermelho) e 5 (o - azul). Em vermelho (O) está o valor ideal, que neste caso é zero. Esse resultado exemplifica o Caso 5, 40 dB, RLS, em que foram necessários 5 iterações para que o AG encontrasse um valor considerado ótimo, já que para este caso o critério de parada foi atingido. A população inicial tem tamanho 70 e o número máximo de iterações é de 50.

Figura 55 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) com os resultado da aplicação do AG para o Caso 5, 40 dB, LMS. São mostradas as curvas população de soluções nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 3 (\* - vermelho) e 5 (o - azul), O (Vermelho) representa o zero a ser cancelado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os erros absolutos de magnitude e de fase para o Caso 5 utilizando equalização não-cega, com uma SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB estão mostrados na Tabela 16. Os resultados

foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Os algoritmos RLS e LMS foram comparados em relação à condição sem equalização para avaliar seu desempenho.

Tabela 16 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 5 - Equalização Não-Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Indice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,0421	14,3444	49,887	66,464	79,661	81,119
	RLS	0,0000	1,6163	1,8534	3,7698	0,8850	7,2843
	LMS	0,0421	4,5435	6,4001	3,0696	5,8930	14,976
40 dB	Sem Equalização	0,0350	14,375	50,005	67,457	80,742	81,718
	RLS	0,0000	2,3600	0,5598	3,4127	2,3910	7,6289
	LMS	0,0350	4,0399	4,5503	7,4235	2,6244	11,984
50 dB	Sem Equalização	0,0135	14,370	49,980	67,441	80,753	81,624
	RLS	0,0000	2,5674	1,2357	2,9535	1,7850	9,6894
	LMS	0,0135	3,3642	2,9804	8,2821	3,8553	3,4608
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Indice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,1637	2,3927	31,348	80,841	147,55	112,82
	RLS	0,0410	0,6272	2,8255	0,3045	1,3008	0,3907
	LMS	0,0265	0,7202	0,6252	7,8465	2,6258	7,5875
40 dB	Sem Equalização	0,2039	2,1625	31,129	79,723	148,46	113,11
	RLS	0,0587	0,7410	3,0768	0,3828	0,5318	1,0858
	LMS	0,0110	0,7106	0,6182	6,4787	3,2820	10,466
50 dB	Sem Equalização	0,2403	2,3047	329,03	279,83	147,54	247,47
	RLS	0,0336	0,6108	3,2316	0,1068	1,3087	0,7849
	LMS	0,1071	0,7151	0,6240	7,6209	9,1866	15,2963

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os erros de magnitude e fase, ao serem avaliados nos casos equalizados utilizando RLS e LMS, permaneceram consistentemente próximos de 5% para aproximadamente 78% dos casos de erro de magnitude e abaixo de 5° para aproximadamente 80% para os cenários de erro de fase, conforme padronizado pela norma IEC61869 (76). Ao comparar os métodos de equalização RLS e LMS com a ausência de equalização, observa-se uma melhoria geral nos resultados. Isso é evidenciado pelos valores mais baixos de erro de magnitude e fase em várias condições de SNR.

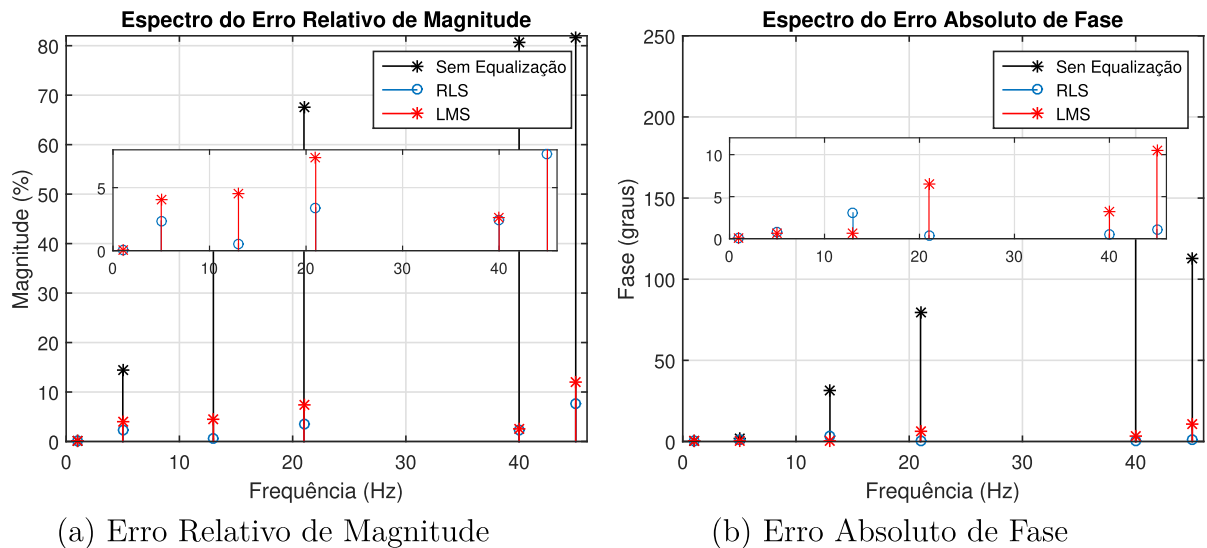
Em relação aos índices harmônicos, observa-se que os piores resultados tendem a ocorrer nos harmônicos de ordem mais elevada. Esse padrão sugere que, à medida que a ordem harmônica aumenta, a complexidade do sinal também aumenta, o que pode tornar a equalização mais desafiadora. No entanto, tanto o método RLS quanto o LMS conseguem melhorar significativamente os resultados em comparação com a ausência de equalização.

É válido notar que o desempenho do método RLS tende a ser ligeiramente melhor



do que o do método LMS em várias condições. Isso é evidenciado pelos valores mais baixos de erro de magnitude e fase em várias combinações de SNR e índices harmônicos. A Figura 56 mostra o erro de magnitude(a) e fase(b) para o Caso 5, 40 dB, equalização cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 16.

Figura 56 – Case 5. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Não Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

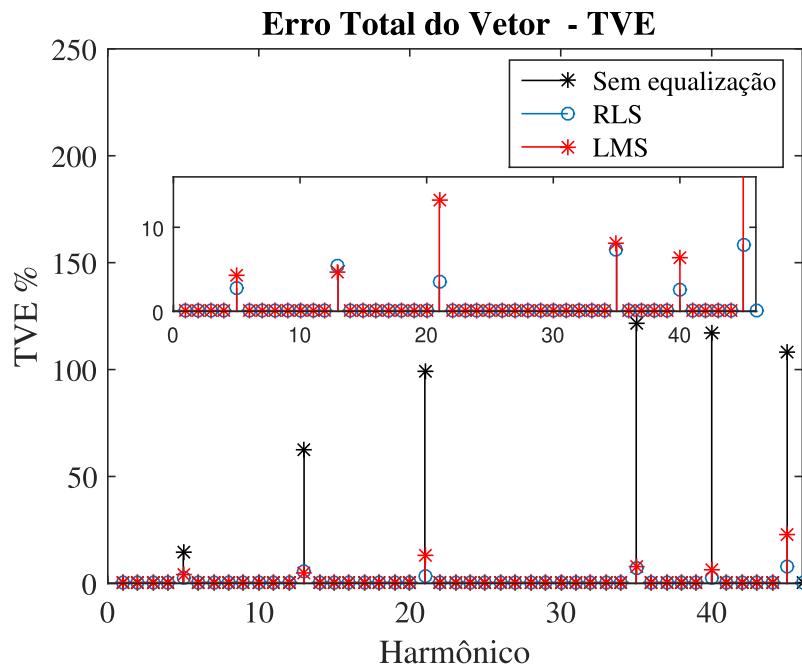
Ao analisar os resultados de magnitude com uma SNR de 40 dB para a equalização não-cega, torna-se evidente que houve variações significativas nas correções realizadas pelos algoritmos RLS e LMS em comparação com a condição sem equalização. Na ausência de equalização, o sinal exibiu distorções notáveis, com erros de magnitude consideráveis. Com a aplicação do algoritmo RLS, foram observadas melhorias notáveis na magnitude, em todas as ordens harmônicas. Embora o algoritmo LMS também tenha apresentado melhorias, estas foram de menor magnitude em comparação com o RLS.

Ao examinar a fase do sinal, é evidente que os algoritmos obtiveram resultados satisfatórios. Notavelmente, o algoritmo RLS demonstrou um desempenho mais robusto, especialmente em harmônicas de ordens mais elevadas, enquanto o LMS, embora não tenha alcançado o mesmo nível de desempenho do RLS, ainda conseguiu realizar correções significativas.

A Figura 57 mostra o cálculo do Erro Total de Vetor (TVE), com o objetivo de avaliar o desempenho do processo de equalização em termos do erro total entre o sinal de saída do equalizador e o sinal de referência ideal. É possível observar que, para o caso não-cego ambos os algoritmos tiveram bom desempenho, mantendo a maioria dos valores de TVE próximo de 5% para ordens harmônicas mais baixas. Já para as harmônicas mais

elevadas os valores de TVE ficaram próximos de 10% para o RLS e LMS. Sem equalização os valores de TVE chegavam a 120%. O Algoritmo RLS demonstrou um desempenho mais robusto em comparação ao LMS.

Figura 57 – Caso 5 - Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho e azul resultados para o LMS e RLS, respectivamente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.2.3 Caso 6 (Cego)

Esta seção exibe os resultados, para a equalização cega, obtidos a partir do experimento prático conduzido na implementação em laboratório. Nesse contexto, não dispomos do modelo RLC do transformador utilizado, resultando na ausência dos gráficos correspondentes à resposta em frequência e ao Diagrama de Polos e Zeros para esse transformador.

Todos os experimentos foram conduzidos utilizando o algoritmo genético na busca do polo do pré-filtro, caso ele seja necessário ou não, os resultados são detalhados na Tabela 17. Ao que tudo indica não existe um zero a ser cancelado e portanto o bloco Pré-Filtro não será utilizado. O tempo de simulação foi em média de 30 minutos.

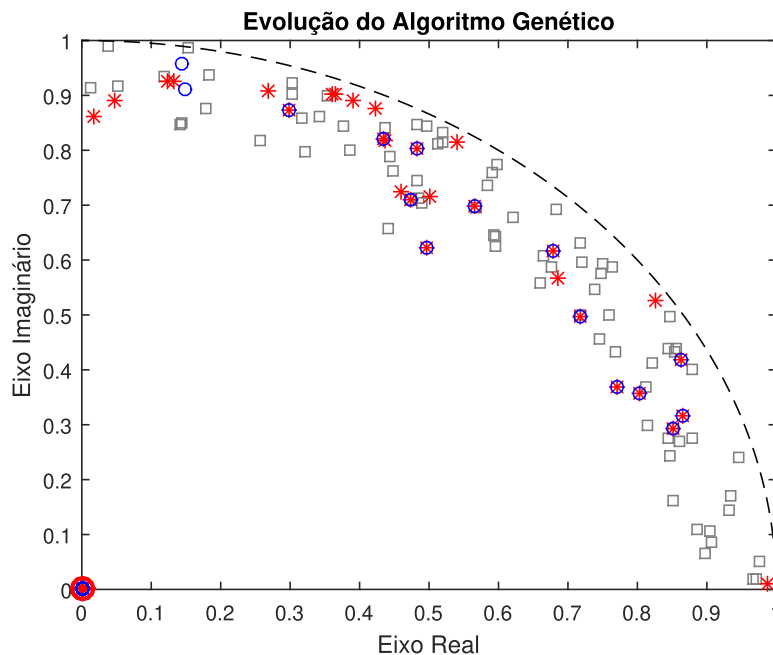
Tabela 17 – Polos Encontrados pelo Algoritmo Genético para a Equalização do experimento real com Variações de SNR (30 dB, 40 dB e 50 dB) nos Algoritmos RLS e LMS.

		Polo ( $H_p$ )		
Algoritmo		30 dB	40 dB	50 dB
Eq. Não-Cego	RLS	0	0	0
	LMS	0	0	0
Eq. Cego	RLS	0	0	0
	LMS	0	0	0

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 58 representa a evolução da população de soluções candidatas nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 3 (\* - vermelho) e 5 (o - azul). Em vermelho (O) está o zero a ser cancelado, é possível notar que existe uma tendência do algoritmo a encontrar um polo estável próximo a esse zero. Esse resultado exemplifica o Caso 6, 50 dB, RLS, em que foram necessários 5 iterações para que o AG encontrasse um valor considerado ótimo, já que para este caso o critério de parada foi atingido. A população inicial tem tamanho 70 e o número máximo de iterações é de 50.

Figura 58 – Diagrama de polos (x) e zeros (o) com os resultado da aplicação do AG para o Caso 6, 50 dB, RLS. São mostradas as curvas população de soluções nas iterações 1 ( $\square$  - cinza), 3 (\* - vermelho) e 5 (o - azul), O (Vermelho) representa o zero a ser cancelado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os erros de magnitude e de fase para o Caso 6 utilizando equalização cega, com

uma SNR de 30 dB, 40 dB e 50 dB estão mostrados na Tabela 18. Os resultados foram gerados usando um sinal de entrada conhecido contendo a componente fundamental mais os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 21<sup>a</sup>, 40<sup>a</sup> e 45<sup>a</sup> ordem. Os algoritmos RLS e LMS foram comparados em relação à condição sem equalização para avaliar seu desempenho.

Tabela 18 – Erros de Magnitude e de Fase para o Caso 6 - Equalização Cega.

Erro Relativo de Magnitude (%)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,0428	14,430	50,004	66,469	79,271	80,792
	RLS	0,0000	1,3011	1,0319	1,9368	4,4460	9,1377
	LMS	0,0428	0,3991	2,0475	4,5204	4,2448	9,5277
40 dB	Sem Equalização	0,0133	14,443	49,720	66,886	79,505	81,109
	RLS	0,0000	3,0839	4,8600	2,9346	1,0095	0,9554
	LMS	0,0133	3,0410	4,4821	3,6282	1,6116	2,3206
50 dB	Sem Equalização	0,0527	14,380	49,463	66,977	79,704	80,981
	RLS	0,0000	3,6570	4,0234	4,3174	3,7037	5,4403
	LMS	0,0527	4,5544	3,6705	0,5263	3,6215	8,7729
Erro Absoluto de Fase (Graus °)							
SNR	Índice Harmônico	1	5	13	21	40	45
30 dB	Sem Equalização	0,1565	2,6127	31,901	278,518	147,563	112,690
	RLS	0,2113	2,6043	3,5148	12,4006	12,2333	20,5529
	LMS	0,2412	1,1474	1,8230	4,9720	11,9864	20,7264
40 dB	Sem Equalização	0,1839	2,6478	31,334	81,072	212,772	112,803
	RLS	1,3095	3,9750	0,2607	4,3168	16,7922	17,8639
	LMS	1,3001	3,9317	0,2423	4,5830	18,0262	19,0905
50 dB	Sem Equalização	0,1530	2,3045	31,573	80,733	212,161	112,771
	RLS	0,9145	0,3074	4,1689	1,4922	13,3460	13,0919
	LMS	1,2972	1,0127	3,7252	2,0604	14,2873	11,8218

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

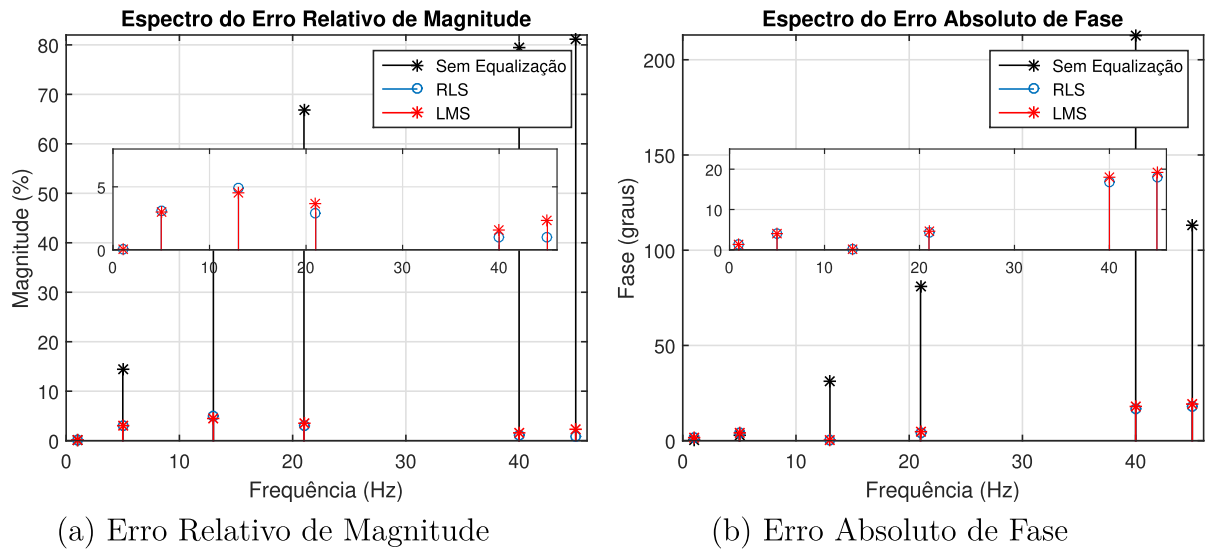
Os erros de magnitude e fase, ao serem avaliados nos casos equalizados utilizando RLS e LMS, permaneceram consistentemente próximos de 5% para aproximadamente 92% dos casos de erro de magnitude e abaixo de 5° para aproximadamente 64% para os cenários de erro de fase, conforme padronizado pela norma IEC61869 (76).

Comparando os resultados entre os diferentes métodos de equalização (Sem Equalização, RLS e LMS), podemos observar que em geral, tanto o RLS quanto o LMS reduzem os erros de magnitude em relação à situação sem equalização. Em geral, o desempenho dos algoritmos foi similar, com uma ligeira vantagem para o RLS.

Assim como o erro de magnitude, o erro de fase também mostra reduções em geral quando a equalização é aplicada. Tanto o RLS quanto o LMS diminuem os erros de fase em relação à situação sem equalização. No entanto, assim como no caso do erro de magnitude, pode haver variações nos resultados dependendo do harmônico e do SNR. Em alguns casos

específicos, o LMS pode apresentar um erro de fase maior em comparação com o RLS. A Figura 59 mostra o erro de magnitude(a) e fase(b) para o Caso 6, 40 dB, equalização cega, para efeito de visualização do resultado apresentado na Tabela 18.

Figura 59 – Caso 6. Experimentos Simulados para 40 dB. Equalização Cega. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. A saída do canal (preto) não é equalizada; as saídas RLS (azul) e LMS (vermelho) estão equalizadas.



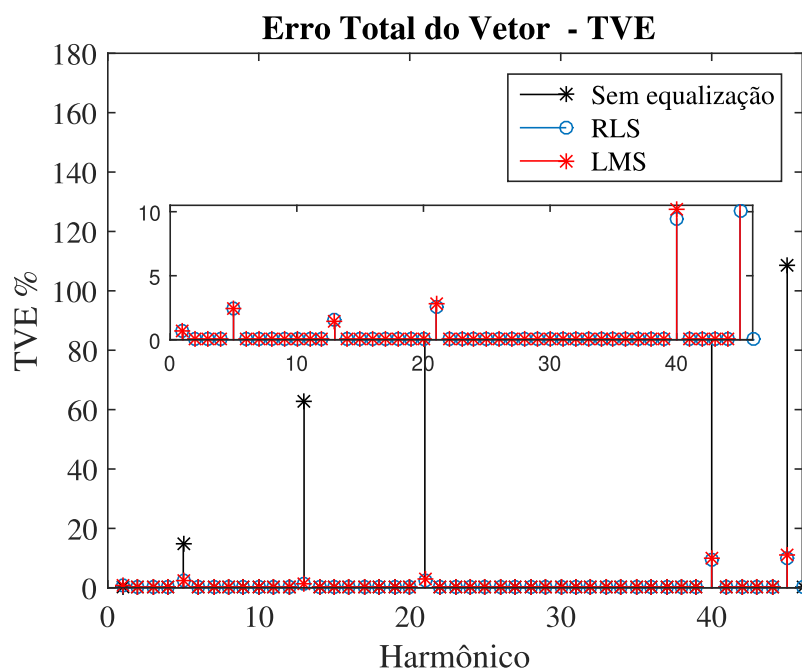
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao analisar os resultados de magnitude com uma SNR de 40 dB para a equalização cega, observa-se variações significativas nas correções aplicadas pelos algoritmos RLS e LMS em comparação com a condição sem equalização. Na ausência de equalização, o sinal apresentou distorções notáveis, com erros de magnitude consideráveis. A aplicação do algoritmo RLS resultou em melhorias notáveis na magnitude, especialmente em harmônicas de ordens mais elevadas. O algoritmo LMS também apresentou melhorias, embora em menor magnitude comparado ao RLS.

Ao analisar a fase do sinal, observa-se que os algoritmos apresentaram bons resultados. Entretanto, em harmônicas mais elevadas, seus desempenhos foram menos significativos, embora tenham conseguido melhorar em comparação com o caso sem equalização.

A Figura 60 mostra o cálculo do Erro Total de Vetor (TVE), com o objetivo de avaliar o desempenho do processo de equalização em termos do erro total entre o sinal de saída do equalizador e o sinal de referência ideal. É possível observar que, para o caso cego ambos os algoritmos tiveram bom desempenho, mantendo a maioria dos valores de TVE próximo de 5% para ordens harmônicas mais baixas. Já para as harmônicas mais elevadas os valores de TVE ficaram próximos de 10% para o RLS e LMS. E para o caso sem equalização os valores de TVE chegavam a 120%.

Figura 60 – Caso 6 - Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho e azul resultados para o LMS e RLS, respectivamente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 4.3 Comparação entre Experimentos

Nesta seção, serão comparados os resultados obtidos por meio de experimentos simulados e experimentos reais, destacando suas respectivas abordagens, vantagens e limitações. Os experimentos simulados, em ambiente computacional, foram conduzidos utilizando simulações e modelagens computacionais, permitindo a manipulação controlada de variáveis e a análise sistemática de diferentes cenários. Esta abordagem ofereceu uma ampla flexibilidade na definição de parâmetros e na exploração de condições específicas, permitindo a realização de experimentos em uma escala de tempo reduzida e com custos mais baixos em comparação com os experimentos simulados.

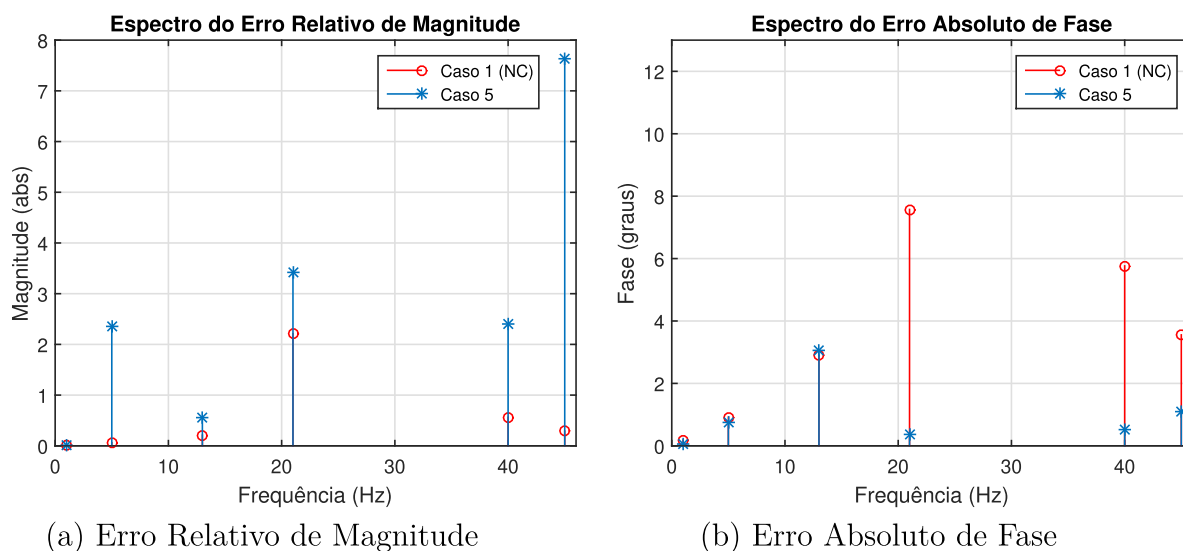
Por outro lado, os experimentos laboratoriais foram realizados em um ambiente físico controlado, permitindo a validação dos resultados teóricos em condições próximas à realidade. Esta abordagem ofereceu a oportunidade de testar os modelos computacionais em situações reais, fornecendo insights valiosos sobre o comportamento dos sistemas em condições práticas. No entanto, os experimentos laboratoriais também implicaram em desafios adicionais, como a necessidade de equipamentos específicos e recursos adequados para a execução dos experimentos.

Para comparar os resultados obtidos nos experimentos simulados e reais, foram adotadas três métricas principais: Erro Relativo de Magnitude, Erro Absoluto de Fase e

Erro Total do Vetor (TVE). A comparação será realizada entre o Caso 1 (Não-Cego) e Caso 5, bem como entre o Caso 1 (Cego) e Caso 6, todos com uma relação sinal-ruído (SNR) de 40 dB e utilizando o algoritmo RLS. A escolha desses cenários foi motivada pelo fato de que, em geral, o algoritmo RLS demonstrou resultados superiores em comparação ao LMS. Essa abordagem permitirá avaliar se o comportamento do algoritmo de equalização é consistente em diferentes cenários, seja em um ambiente computacional ou real. É importante ressaltar que, em todos os casos analisados, o algoritmo genético (AG) foi empregado como parte do processo. Vale lembrar que, em alguns casos, observou-se que os resultados foram sensíveis a pequenas variações nos valores encontrados pelo AG.

A Figura 61 exibe os erros de magnitude e fase para o algoritmo RLS com SNR de 40 dB, Caso 1, experimento simulado, equalização não-cega em vermelho e Caso 5, experimento real equalização não-cega em azul.

Figura 61 – Comparação entre Caso 1 (Não-Cego) e Caso 5. Experimentos para SNR de 40 dB algoritmo RLS. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. Caso 1, experimento simulado, equalização não-cega em vermelho e Caso 5, experimento real, equalização não-cega em azul.



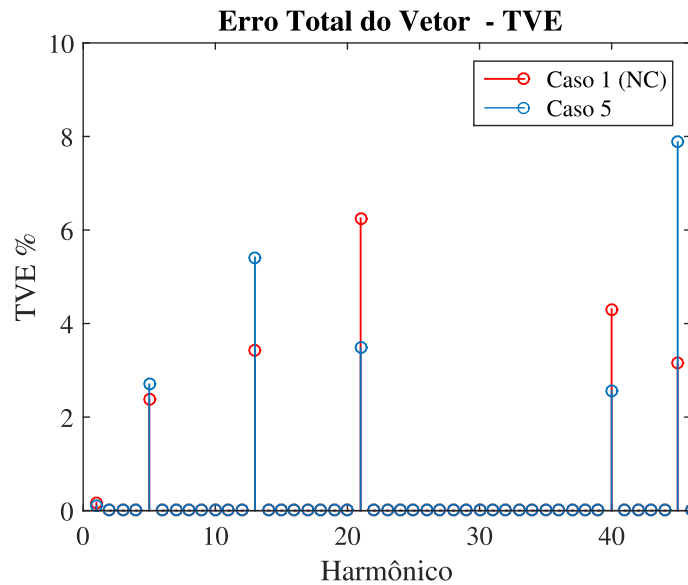
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao comparar os resultados dos dois tipos de experimentos, notamos tendências similares na correção dos erros de magnitude e fase. O Caso 1 mostrou-se mais eficaz na correção dos erros de magnitude, enquanto o Caso 5 apresentou um desempenho superior na correção dos erros de fase. Apesar de variações nos resultados, ambas as abordagens proporcionaram melhorias gerais na magnitude e na fase dos transformadores investigados. Isso contextualiza a equalização não-cega, tanto no experimento simulado quanto no experimento real, destacando sua eficácia.

O gráfico do TVE para esta comparação específica é exibido na Figura 62. Nota-

velmente, o desempenho das técnicas comparadas foi aceitável e semelhante, com erros abaixo de 8% de TVE. Em alguns harmônicos, o Caso 5 (experimento real) apresentou um desempenho superior ao Caso 1 (experimento simulado), indicando uma resposta satisfatória do algoritmo.

Figura 62 – Comparação entre Caso 1 (Não Cego) (Vermelho) e Caso 5 (Azul) - Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB algoritmo RLS.

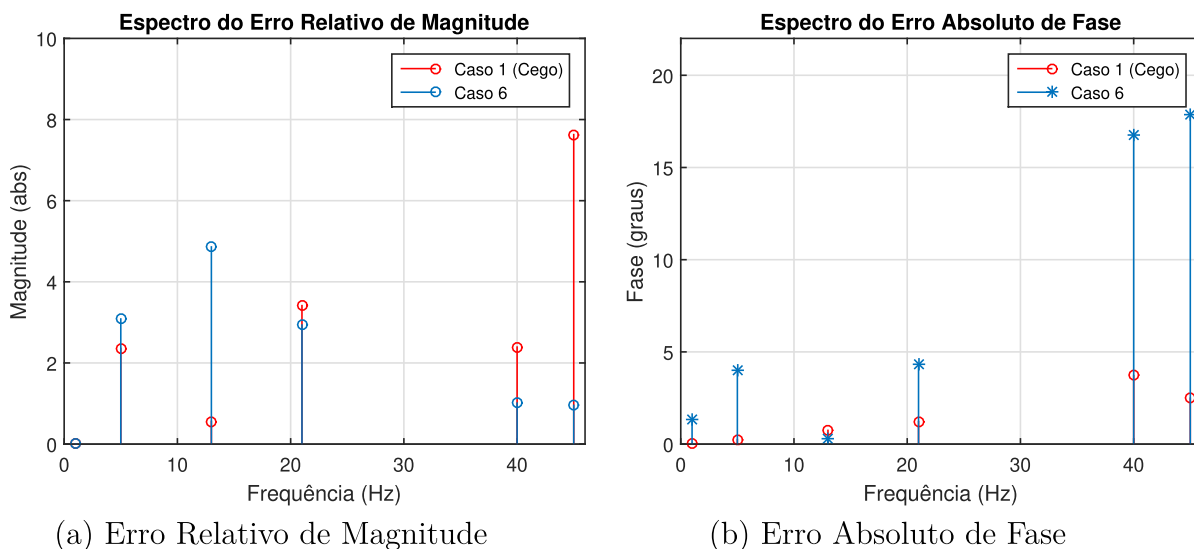


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A análise comparativa dos erros relativos de magnitude e erro absoluto de fase para o Caso 1, referente ao experimento simulado com equalização cega (representado em vermelho), e o Caso 6, relativo ao experimento real com equalização cega (representado em azul), será apresentada na Figura 63.



Figura 63 – Comparação entre Caso 1 (Cego) e Caso 6. Experimentos para SNR de 40 dB algoritmo RLS. Espectro do Erro Relativo de Magnitude e Espectro do Erro Absoluto de Fase. Caso 1, experimento simulado, equalização cega em vermelho e Caso 6, experimento real, equalização cega em azul.



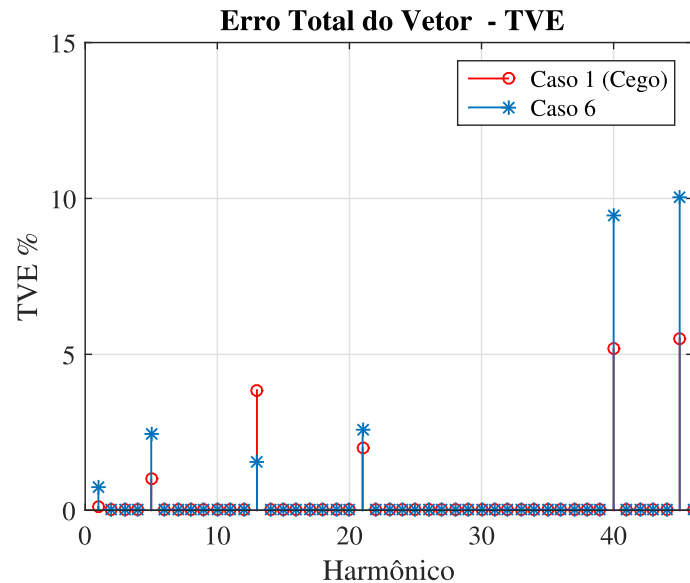
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao contrastar os resultados dos dois conjuntos de experimentos, é possível identificar padrões semelhantes na mitigação dos erros de magnitude e fase. O Caso 1 demonstrou uma habilidade superior na correção dos erros de magnitude, especialmente em harmônicos de baixa ordem, enquanto o Caso 6 revelou-se mais eficaz na retificação dos harmônicos de ordem elevada. No que diz respeito à fase, apesar do desempenho inferior do Caso 6 em relação ao Caso 1, principalmente nos harmônicos de alta ordem, ele se mostrou consistentemente eficiente, mantendo o TVE abaixo de 5% para os demais harmônicos. Esses resultados sugerem um desempenho satisfatório, considerando as limitações do método de equalização cega.

Apesar das flutuações nos resultados, ambas as abordagens contribuíram para melhorias gerais na magnitude e fase dos transformadores analisados. Isso fornece uma contextualização significativa sobre a equalização cega, tanto no ambiente simulado quanto no experimento real, ressaltando sua eficácia.

O gráfico de TVE para essa comparação específica é mostrado na Figura 64. É importante ressaltar que o desempenho das técnicas avaliadas foi satisfatório e semelhante, com o Caso 1 demonstrando um melhor desempenho nos harmônicos de ordem elevada. Tanto o Caso 1 quanto o Caso 6 conseguiram manter os valores de TVE abaixo de 5% nos demais harmônicos. Além disso, em alguns casos, o Caso 6 (experimento real) exibiu um desempenho superior ao Caso 1 (experimento simulado), indicando uma resposta promissora do algoritmo.

Figura 64 – Comparação entre Caso 1 (Cego) (Vermelho) e Caso 6 (Azul) - Erro Total do Vetor (TVE) para SNR de 40 dB algoritmo RLS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ambas as abordagens forneceram insights valiosos sobre o comportamento dos sistemas, os resultados forneceram uma compreensão significativa sobre a equalização cega e não-cega, destacando suas respectivas eficácias em diferentes contextos. Enquanto os experimentos computacionais ofereceram uma análise mais abrangente e detalhada, os experimentos laboratoriais validaram os resultados teóricos em um contexto físico real, fortalecendo a confiabilidade e a robustez dos resultados alcançadas.

#### 4.4 Simulação para Cenário Variante no Tempo

Para demonstrar a capacidade adaptativa do método em diferentes temperaturas e condições de carga, um experimento simples foi simulado. Na Figura 65, é apresentada a resposta em frequência do erro de magnitude para o transformador considerado na Figura 20.

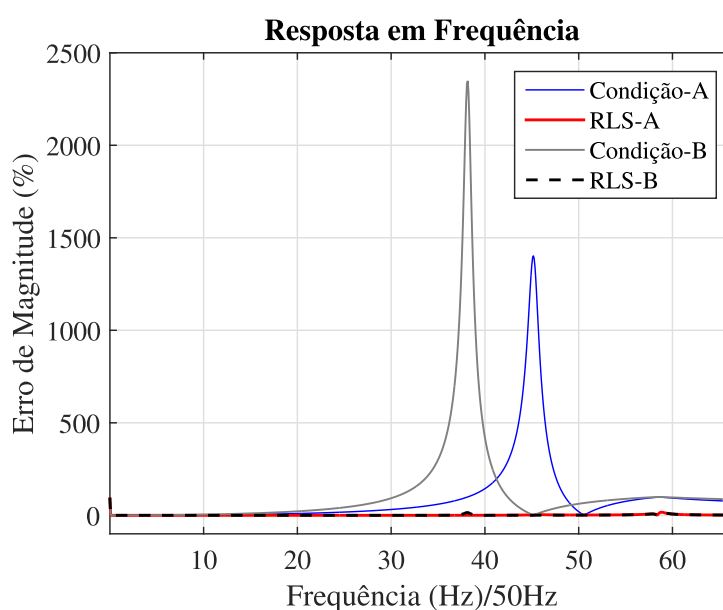
Dois circuitos distintos com pontos de ressonância diferentes são apresentados. Esses dois pontos de ressonância foram criados modificando as características elétricas do circuito, mas na prática, eles poderiam corresponder a diferentes temperaturas e condições de carga. O sinal de entrada contendo harmônicos e ruído branco gaussiano aditivo foi injetado no transdutor, que agora funciona como um sistema linear variante no tempo.

Inicialmente, durante o processo de equalização, o transdutor exibe as características de resposta em frequência na ‘Condição-A’, conforme mostrado na Figura 65, e após algum tempo, sua resposta em frequência muda para ‘Condição-B’. O sistema de equalização

opera continuamente, gerando as curvas equalizadas referidas como RLS-A e RLS-B, respectivamente. Observe que neste exemplo, apenas o método RLS é mostrado e apenas a resposta de magnitude é apresentada. Este exemplo demonstra que o método é capaz de realizar equalização online e adaptativa.

Figura 65 – Erro de magnitude do transformador (Figura 20) em diferentes condições de temperatura e carga. A Condição A exibe a resposta em frequência do erro de magnitude do transformador sem equalização (azul) e a equalização realizada por RLS-A (vermelho).

A Condição B mostra a resposta em frequência da razão do transformador sem equalização (cinza) e a equalização alcançada por RLS-B (preto - -).



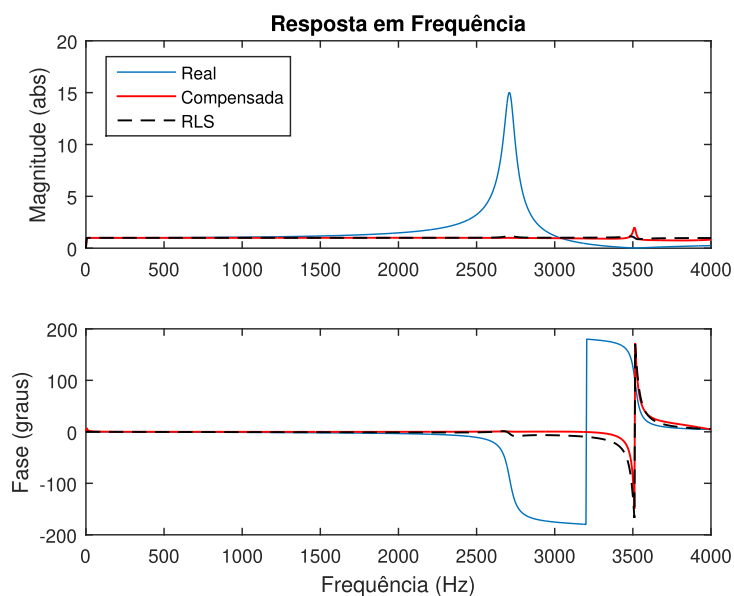
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.5 Filtros de Pós-Compensação

Os Filtros de Pós-Compensação tem sido amplamente empregados na correção de erros em transformadores de instrumentação na literatura, oferecendo uma abordagem eficaz para mitigar distorções e imperfeições frequentemente encontradas nesses dispositivos. Esta metodologia se baseia na identificação de um filtro digital com resposta em frequência complexa igual ao inverso do transdutor, permitindo a concepção de um filtro que visa compensar especificamente essas discrepâncias. Esta abordagem será comparada com a técnica de equalização cega apresentada na tese, explorando suas respectivas eficácias na correção das características de resposta em frequência do transformador.

Foi utilizado a ferramenta FVTool (*Filter Visualization Tool*) que permite exibir e analisar as respostas, coeficientes e outras informações de um filtro. A Figura 66 exibe o resultado da técnica do filtro inverso comparada ao caso 1. É possível observar que o filtro inverso obteve um desempenho melhor que o RLS para equalização cega.

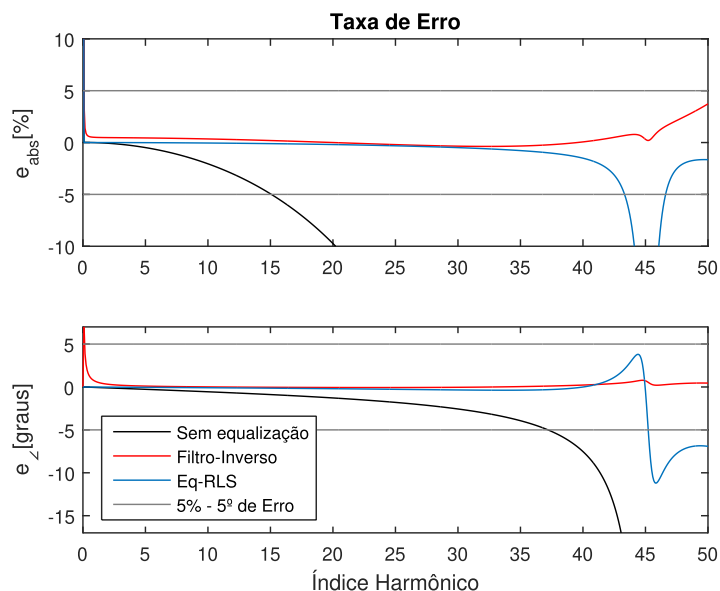
Figura 66 – Resposta em Frequência do transformador (Figura 20) do Caso 1 em comparação a técnica do Filtro Inverso.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 67 exibe o gráfico da taxa de erro tanto para magnitude e fase, comparando as duas técnicas. Como era esperado a técnica do filtro inverso obteve melhor resultado, ficando dentro do limiar de erro de 5% e 5° até o 50º harmônico, o RLS fica fora desse limiar na região de ressonância em frequências mais altas.

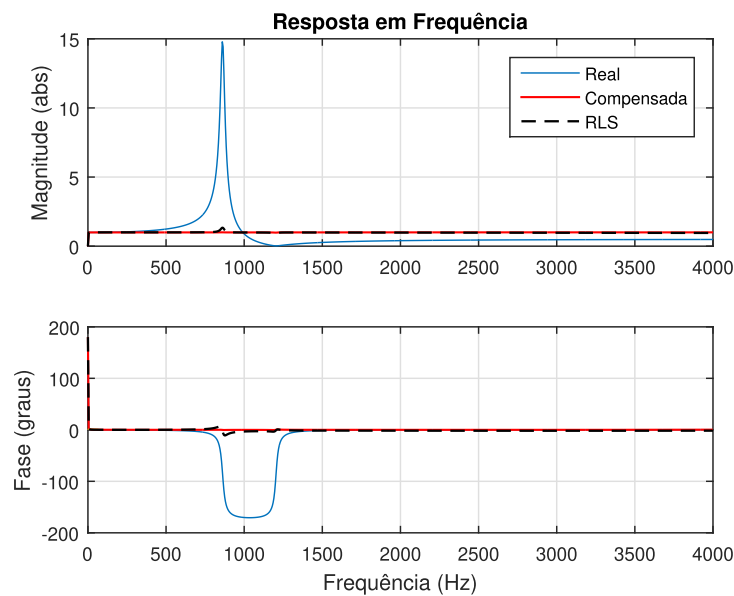
Figura 67 – Desvio dos índices harmônicos da magnitude e fase em relação a resposta ideal. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho a resposta do filtro inverso e em azul o resultado para o RLS. A faixa em cinza mostra o desvio de  $\pm 5\%$  do erro.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

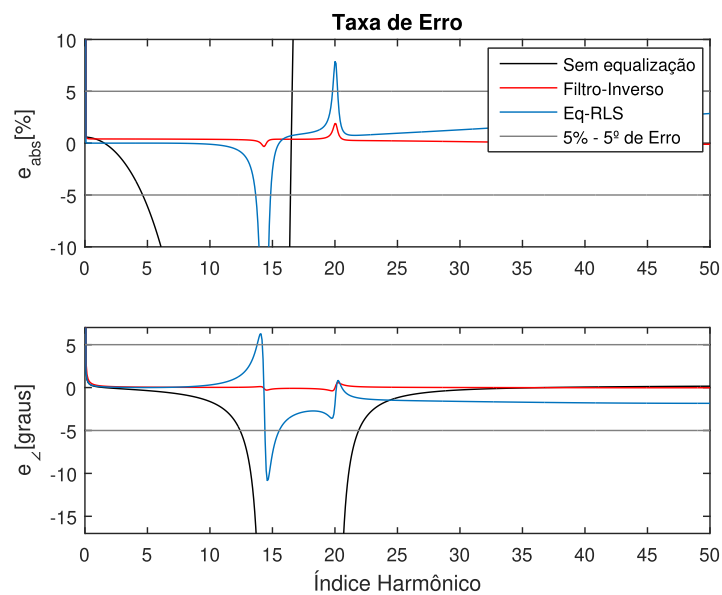
A Figura 68 mostra a comparação da técnica do filtro inverso com o caso 2, em que será exibido o resultado para o RLS. Já a Figura 69 mostra a taxa de erro, em que, é possível visualizar que o filtro inverso obteve um desempenho melhor que a equalização cega, mantendo-se dentro da faixa de erro de  $\pm 5\%$  ou  $5^\circ$  em toda a faixa de interesse, enquanto o RLS obteve pontos fora desse limiar próximo ao ponto de ressonância.

Figura 68 – Resposta em Frequência do transformador (Figura 28) do Caso 2 em comparação a técnica do Filtro Inverso.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 69 – Desvio dos índices harmônicos da magnitude e fase em relação a resposta ideal. Em preto resultados para o canal antes da equalização. Em vermelho a resposta do filtro inverso e em azul o resultado para o RLS. A faixa em cinza mostra o desvio de  $\pm 5\%$  do erro.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Embora a técnica do filtro inverso tenha se sobressaído a equalização cega, existem

desvantagens importantes a serem consideradas. O conhecimento prévio da resposta em frequência do canal ou a necessidade de ter informações específicas sobre o canal são limitações significativas. A precisão do filtro inverso depende diretamente da precisão dessas informações.

Esta abordagem também pode ser sensível a mudanças no canal ao longo do tempo, pois qualquer variação na resposta do canal pode afetar a eficácia do filtro inverso, como as variações de carga e temperatura. Embora a metodologia de equalização cega não tenha superado a técnica do filtro inverso em desempenho, ela apresentou resultados promissores e não está sujeita às limitações mencionadas anteriormente.

## 5 CONCLUSÃO

O presente estudo investigou a equalização adaptativa de transformadores de instrumentação, abordando tanto aspectos teóricos quanto experimentais para compreender e melhorar o desempenho desses dispositivos. A pesquisa envolveu a análise de diferentes algoritmos de equalização, como o Recursive Least Squares (RLS) e o Least Mean Squares (LMS), bem como a avaliação de estratégias de equalização cega e não cega em ambientes simulados e reais.

Para alcançar esse objetivo, foi desenvolvida uma metodologia de equalização que utiliza um filtro preditor à frente, capaz de estimar os valores presentes com base nos valores passados. Na prática, isso equivale a manipular o valor do secundário do transformador para estimar o valor do primário. Além disso, a abordagem de equalização com ruído foi inspirada na teoria de telecomunicações, onde esse sinal é frequentemente usado para treinar algoritmos. Assim, a ideia de separar o sinal senoidal contendo os harmônicos de interesse juntamente com o ruído presente na rede, utilizando uma função como a Transformada Rápida de Fourier (FFT), mostrou-se promissora.

A equalização adaptativa utiliza os algoritmos RLS e LMS com um filtro FIR que encontra de forma adaptativa o vetor de pesos para que a equalização ocorra. O uso do algoritmo genético foi fundamental para encontrar o polo complexo do pré-filtro, quando necessário, uma vez que a metodologia só é eficaz em modelos de fase mínima. Diante dessa limitação, surgiu a proposta do pré-filtro para contornar o problema. O algoritmo genético foi uma ferramenta eficaz para encontrar polos adequados capazes de anular os zeros presentes nos transformadores, com o objetivo de aprimorar o desempenho da equalização. Vale ressaltar que os algoritmos se mostraram sensíveis a pequenas variações nos valores encontrados pelo AG, o que teve uma influência menos favorável nos resultados.

A utilização de métricas como o Erro Relativo de Magnitude, Erro Absoluto de Fase e Erro Total do Vetor (TVE) permitiu uma análise quantitativa dos resultados, fornecendo insights valiosos sobre o desempenho dos algoritmos e das estratégias de equalização empregadas. A norma IEC 61869 (76) desempenhou um papel fundamental ao fornecer diretrizes específicas sobre os limites aceitáveis para os erros de magnitude e fase, orientando assim a análise e avaliação dos resultados obtidos.

Ao comparar os resultados obtidos nos experimentos simulados e reais, observamos tendências semelhantes na correção dos erros de magnitude e fase. Tanto nos experimentos simulados quanto nos experimentos reais, a equalização não cega demonstrou sua eficácia na melhoria do desempenho dos transformadores investigados. Embora tenham sido observadas diferenças nas respostas dos algoritmos em diferentes cenários, os resultados indicaram melhorias gerais na magnitude e fase dos transformadores após a equalização.

Ao considerar a equalização cega, principal contribuição desta tese, as melhorias são



significativas no desempenho dos transformadores investigados. É relevante destacar que esse método não utiliza informações do canal nem do sinal de entrada do transformador, mesmo assim, obteve resultados semelhantes aos da equalização não-cega. Isso ressalta a eficácia e a robustez da equalização cega como uma estratégia promissora para corrigir distorções nos sinais analisados. Por exemplo, considerando o Caso 1, que emprega equalização cega conforme ilustrado na Figura 24b, observamos uma redução significativa nos erros de magnitude. No 21<sup>o</sup> harmônico, por exemplo, o erro de magnitude diminuiu de aproximadamente 249,3% sem equalização para apenas 2,668% com equalização RLS. Essa redução do erro de mais de 98% destaca o potencial considerável dessa abordagem para melhorar a acurácia das medições.

A equalização não-cega foi proposta para efeito de comparação em relação ao método cego. Teoricamente, o método não-cego deveria apresentar melhores resultados que o método cego, pois este utiliza o sinal de entrada como referência. No entanto, os resultados obtidos mostraram-se bastante próximos para ambas as abordagens, o que destaca a eficácia do método cego. Tanto nos experimentos simulados quanto nos experimentos reais, a aplicação dos métodos de equalização resultou em melhorias substanciais na correção dos erros dos transformadores, levando a uma maior precisão nas medições realizadas.

As limitações para implementação em laboratório abriram um leque de possibilidades. Ao adaptar o transformador elevador disponível, uma vez que não estava disponível um transformador de instrumentação, foi possível validar a metodologia em transformadores para os quais ela não foi originalmente proposta, já que inicialmente foi proposta para TPs e TCs. Isso permitiu verificar sua eficácia e funcionalidade em diferentes contextos, já que os resultados comprovam isso. Considerando o aumento da demanda por transformadores devido à crescente penetração de energias renováveis e geração distribuída, a aplicação da metodologia de equalização cega em outros cenários pode contribuir para solucionar problemas, como questões relacionadas à proteção, ampliando assim suas possibilidades de aplicação e os benefícios que pode proporcionar.

Além disso, a investigação sobre os impactos de variações nos parâmetros dos transformadores, como temperatura e carga, contribuiu para uma compreensão mais abrangente do comportamento do sistema em diferentes condições operacionais. Nesse contexto, o algoritmo de equalização se revelou altamente adaptável, demonstrando uma notável capacidade de ajustar-se a essas variações e corrigi-las de maneira eficiente. Essa flexibilidade representa um aspecto significativo em termos de aplicabilidade prática, uma vez que reforça a robustez e a versatilidade do sistema em diferentes ambientes e condições de operação.

Espera-se que a equalização online, ou simulação variante no tempo, possa ser aplicada em uma rede elétrica. É previsto que o algoritmo opere em intervalos de tempo para corrigir os erros dos transdutores de forma autônoma, adaptando-se a variações de

temperatura e carga ao longo do dia com o auxílio do Algoritmo Genético (AG). Essa abordagem permitirá que o sistema funcione de forma eficiente e precisa, garantindo a precisão das medidas mesmo diante das flutuações operacionais típicas de uma rede elétrica.

Como propostas de sequência da pesquisa, foram sugeridas melhorias no código do Algoritmo Genético, a exploração de filtros adaptativos não lineares e o aprimoramento do AG para identificar com precisão os zeros a serem cancelados. Além disso, foram sugeridos estudos sobre o uso de técnicas de aprendizado de máquina e a investigação do impacto de outros parâmetros nos resultados da equalização.

A metodologia apresentada representa uma nova abordagem para corrigir a resposta em frequência de transdutores, oferecendo uma ferramenta adicional na complexa tarefa de corrigir os erros introduzidos por transformadores de instrumentação.

### 5.1 Propostas para Trabalhos Futuros

Como propostas de sequência da pesquisa desenvolvida, pretende-se:

- Aprimorar o código do Algoritmo Genético para lidar com transformadores que possuem múltiplas ressonâncias ou zeros localizados em outros quadrantes do espaço de busca, visando uma maior eficiência na correção.
- Explorar o uso de filtros adaptativos não lineares na equalização, a fim de abordar o desafio apresentado por transformadores com fase não-mínima, buscando uma melhoria na qualidade da equalização.
- Aperfeiçoar o Algoritmo Genético para identificar e ajustar com precisão o valor exato do zero a ser cancelado, minimizando interferências nos resultados e aumentando a eficácia da equalização.
- Investigar a aplicação de técnicas de aprendizado de máquina, como redes neurais, para aprimorar o processo de equalização, explorando a capacidade desses métodos em lidar com dados complexos e não lineares.
- Realizar estudos sobre o impacto da variação de outros parâmetros, como a temperatura, vibrações e a carga do transformador, na eficácia da equalização, visando uma compreensão mais abrangente do comportamento do sistema em diferentes condições operacionais.
- Propor montagens experimentais utilizando transformadores de potencial (TPs) e transformadores de corrente (TCs) reais e estender a análise para os transformadores de potencial capacitivos (TPCs), a fim de verificar se a metodologia também se aplica aos TPCs.

## REFERÊNCIAS

- 1 ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 6855: Transformador de Potential Indutivo**. Rio de Janeiro: ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2015.
- 2 ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 6856: Transformador de Corrente Especificações e Ensaios**. Rio de Janeiro: ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2015.
- 3 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**, Paris, France, v.16, n.13, p.5012, jun 2023.
- 4 Aguiar do Nascimento, D.; IANO, Y.; LOSCHI, H. J.; de Sousa Ferreira, L. A.; ROSSI, J. A. D.; Duarte Pessoa, C. Evaluation of Partial Discharge Signatures Using Inductive Coupling at On-Site Measuring for Instrument Transformers. **International Journal of Emerging Electric Power Systems**, Berlin, v.19, n.1, p.1–19, feb 2018.
- 5 AKHMEEV, A. A.; VORONSKAYA, E. V. Measuring Installation for the Research of Errors of Measuring Current Transformers in the Extended Frequency Range 40–2500 Hz. **Measurement Techniques**, Yekaterinburg, Russia, v.66, n.2, p.42–46, jun 2023.
- 6 ALEIXO, R. R. **Proposta e Implementação de uma Micro-PMU**. 2018. 102p. Dissertação — Universidade Federal de Juiz de Fora.
- 7 BELEIU, H. G.; BELEIU, I. N.; PAVEL, S. G.; DARAB, C. P. Management of power quality issues from an economic point of view. **Sustainability (Switzerland)**, [S.l.], v.10, n.7, p.1–16, 2018.
- 8 BENVENISTE, A.; GOURSAT, M.; BENVENISTE, A.; GOURSAT, M. **Blind equalizers**. France: INRIA, 1983.
- 9 BOGNER, R. E.; CONSTANTINIDES, A. G.; YUEN., C. K. **Introduction to Digital Filters**. USA: Wiley & Sons, 1975.
- 10 BROJBOIU, M.; IVANOV, V.; DIGA, S. M. Implementation of the Optical Current and Voltage Transducers in the Power Systems. **In: 7th International conference on electromechanically and power systems** University of Craiova, 2009. p.27–33.
- 11 BUDOVSKY, I. A New Method for Precision Calibration of Resistive Voltage Dividers up to 1000 V. **In: 2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM)** IEEE, 2020. p.1–2.
- 12 BLUCHER (Ed.). **Introdução à proteção dos sistemas elétricos**. Itajubá, Minas Gerais: Editora Blucher, 1977.
- 13 CARVALHO, F. **Equipamentos Elétricos: Especificação e Aplicação em Subestações de Corrente Alternada**. Rio de Janeiro: FURNAS/UFF, 1987.

- 14 CASTELLO, P.; LAURANO, C.; MUSCAS, C.; PEGORARO, P. A.; TOSCANI, S.; ZANONI, M. Harmonic Synchrophasors Measurement Algorithms with Embedded Compensation of Voltage Transformer Frequency Response. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Milan, Italy, v.70, p.1–10, 2020.
- 15 CASTELLO, P.; SULIS, S.; FRIGO, G.; AGUSTONI, M. Power Quality Meters Based on Digital Inputs: A Feasibility Study. **In: 20th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP IEEE**, 2022. p.1–6.
- 16 CATALIOTTI, A.; COSENTINO, V.; CROTTI, G.; FEMINE, A. D.; Di Cara, D.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LUISO, M.; MODARRES, M.; TINÈ, G. Compensation of Nonlinearity of Voltage and Current Instrument Transformers. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Palermo, Italy, v.68, n.5, p.1322–1332, 2019.
- 17 CESKY, L.; JANICEK, F.; KUBICA, J.; SKUDRIK, F. Overheating of primary and secondary coils of voltage instrument transformers. **In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE) IEEE**, 2017. p.1–6.
- 18 CHEN, X. B.; LU, Y. Y.; WANG, B. Research and Design of a New Kind In-Wheel Driving System. **Applied Mechanics and Materials**, China, v.433, p.30–34, oct 2013.
- 19 CHEN, Y.; CROTTI, G.; DUBOWIK, A.; LETIZIA, P. S.; MOHNS, E.; LUISO, M.; BRUNA, J. 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) IEEE**, 2021. p.1–6.
- 20 CHEN, Y.; MOHNS, E.; BADURA, H.; RATHER, P.; LUISO, M. Setup and Characterisation of Reference Current-to-Voltage Transformers for Wideband Current Transformers Calibration up to 2 kA. **In: 2019 IEEE 10th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS) IEEE**, 2019. p.1–6.
- 21 CHI, C. Y.; FENG, C. C.; CHEN, C. H.; CHEN, C. Y. **Blind Equalization and System Identification: Batch Processing Algorithms, Performance and Applications**. London: Springer Science & Business Media, 2006. 478p.
- 22 CHOUDHARY, D. M.; KOTWAL, C. D. Analysis of Load Dynamics in Induction Melting Furnace and Improved Power Quality With Phase Shift Modulated LLC Resonant IGBT Inverter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Ahmedabad, India, v.11, n.5, p.4681–4692, oct 2023.
- 23 CHRISTOPOULOS, C.; WRIGHT, A. **Electrical Power System Protection**. 2.ed. Boston: Springer US, 1999. 619p.
- 24 CIPOLLETTA, G.; Delle Femine, A.; GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Design approach for a stand alone merging unit. **In: 16th IMEKO TC10 Conference 2019 on Testing, Diagnostics and Inspection as a Comprehensive Value Chain for Quality and Safety** International Measurement Confederation (IMEKO), 2019. p.107–112.
- 25 COLLIN, A. J.; Delle Femine, A.; GALLO, D.; LANGELLA, R.; LUISA, M. Compensation of Current Transformers' Non-Linearities by Means of Frequency

- Coupling Matrices. **In: 2018 IEEE 9th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2018. p.1–6.
- 26 CROTTI, G.; Delle Femine, A.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LETIZIA, P.; LUISO, M. Calibration of Current Transformers in distorted conditions. **Journal of Physics: Conference Series**, Torino, Italy, v.1065, n.5, p.052033, aug 2018.
- 27 CROTTI, G.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. A Characterized Method for the Real-Time Compensation of Power System Measurement Transducers. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Aversa, Italy, v.64, n.6, p.1398–1404, jun 2015.
- 28 CROTTI, G.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. FPGA-based real time compensation method for medium voltage transducers. **ACTA IMEKO**, Torino, Italy, v.4, n.1, p.82, feb 2015.
- 29 CROTTI, G.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Compensation of Complex Frequency Errors of Voltage Instrument Transformers. **In: 2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)** IEEE, 2018. p.1–2.
- 30 CROTTI, G.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LUISO, M.; CHERBAUCICH, C.; MAZZA, P. Low cost measurement equipment for the accurate calibration of voltage and current transducers. **In: 2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings** IEEE, 2014. n.March 2019, p.202–206.
- 31 CROTTI, G.; GALLO, D.; GIORDANO, D.; LANDI, C.; LUISO, M.; MODARRES, M. Frequency calibration of MV voltage transformer under actual waveforms. **In: 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)** IEEE, 2016. v.19, n.3, p.1–2.
- 32 CROTTI, G.; GIORDANO, D.; LETIZIA, P.; SIGNORINO, D.; IODICE, C.; LUISO, M.; MAZZA, P.; PALLADINI, D. How Undesired Non-Idealities of the Input Signal Affect the Accuracy Evaluation of Instrument Transformers at Power Frequency. **In: 2023 IEEE 13th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2023. p.1–6.
- 33 CROTTI, G.; GIORDANO, D.; MODARRES, M.; GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Frequency calibration of voltage transformers by digital capacitance bridge. **In: 2015 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2015. p.1–6.
- 34 DADIC, M.; ZUPAN, T.; KOLAR, G. FIR modeling of voltage instrument transformers from frequency response data. **In: 2018 First International Colloquium on Smart Grid Metrology (SmaGriMet)** IEEE, 2018. n.3, p.1–6.
- 35 DAI, Q.; XIN, M.; ZHU, J.; TIAN, B.; LIU, Z.; ZHANG, Y. Implementation of Current Transformer Algorithm Based on Machine Learning. **In: 2021 International Conference on Advanced Electrical Equipment and Reliable Operation (AEERO)** IEEE, 2021. p.1–6.

- 36 D'AVANZO, G.; FAIFER, M.; LANDI, C.; LAURANO, C.; LETIZIA, P. S.; LUISO, M.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S. Theory and Experimental Validation of Two Techniques for Compensating VT Nonlinearities. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Aversa, Italy, v.71, p.1–12, 2022.
- 37 DAYOUB, Alaa Yousef; DAGHROUR, Haitham; TABAK, N. A. Improving the Power Quality of the Distribution System Based on the Dynamic Voltage Restorer. **In: International Conference on Advanced Machine Learning Technologies and Applications**. Springer International Publishing, 2022. p.309–322.
- 38 De La Hoz, M.; CHACON, J.; SORENSEN, D. A.; LARRINAGA, U. Z.; BARON, C. R. Harmonic Measurements in a Capacitive Voltage Transformer: Improvement Considering the Transformer's Design Parameters. **In: 2021 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST) IEEE**, 2021. p.1–6.
- 39 Delle Femine, A.; GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. A technique for real-time correction of measurement instrument transducers frequency responses. **In: 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IEEE**, 2008. p.2032–2037.
- 40 Delle Femine, A.; GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Power-Quality Monitoring Instrument With FPGA Transducer Compensation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Aversa, Italy, v.58, n.9, p.3149–3158, sep 2009.
- 41 DHIMAN, J.; AHMAD, S.; GULIA, K. Comparison between Adaptive filter Algorithms (LMS, NLMS and RLS). **International journal of science, engineering and technology research (IJSETR) 2.5**, Etiópia, v.2, n.5, p.1100–1103, 2013.
- 42 DINIZ, P. S. R. **Adaptive filtering Algorithms and Pratical Implementation**. 4<sup>a</sup>.ed. Rio de Janeiro, Brazil: Springer Publisher, 1984. 661p.
- 43 DIXIT, S.; NAGARIA, D. LMS Adaptive Filters for Noise Cancellation: A Review. **International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)**, Uttar Pradesh, India, v.7, n.5, p.2520, oct 2017.
- 44 DRAXLER, K.; STYBLIKOVA, R.; RADA, V.; KUCERA, J.; ODEHNAL, M. Using a Current Loop and Homogeneous Primary Winding for Calibrating a Current Transformer. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Prague, Czech Republic, v.62, n.6, p.1658–1663, jun 2013.
- 45 Emeka Obikwelu, P.; MELIOPOULOS, A. CT Saturation Error Correction Within Merging Units Using Dynamic State Estimation. **In: 2020 IEEE 3rd International Conference on Renewable Energy and Power Engineering (REPE) IEEE**, 2020. p.45–50.
- 46 EREN, L.; DEVANEY, M. Instrument transformer error compensation in Fourier based power metering. **In: IMTC/2002. Proceedings of the 19th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IEEE Cat. No.00CH37276) IEEE**, 2002. v.2, p.1467–1470.

- 47 FAIFER, M.; FERRERO, A.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S.; ZANONI, M. Expressing Uncertainty of Voltage Transformers: A Proposal. **In: 2019 IEEE 10th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2019. p.1–6.
- 48 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S. Compensating the Harmonic Distortion Introduced by Instrument Transformers: An Improved Method Based on Frequency-Domain Polynomials. **In: 2021 IEEE 11th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2021. p.1–6.
- 49 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S. Investigating and Modeling the Harmonic Measurement Accuracy of Current Transformers. **In: 2022 IEEE 12th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2022. p.1–6.
- 50 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S. A New Method For Identifying Harmonic Distortion Compensation Filters For Voltage Transformers. **In: 2023 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)** IEEE, 2023. p.1–6.
- 51 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S. Adaptive Polynomial Harmonic Distortion Compensation in Current and Voltage Transformers Through Iteratively Updated QR Factorization. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Milan, Italy, v.72, p.1–10, 2023.
- 52 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S. A New Method to Represent the Harmonic Measurement Accuracy of Current Transformers. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Milan, Italy, v.73, p.1–11, 2024.
- 53 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S.; ZANONI, M. Harmonic Distortion Compensation in Voltage Transformers for Improved Power Quality Measurements. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Milan, Italy, v.68, n.10, p.3823–3830, oct 2019.
- 54 FAIFER, M.; LAURANO, C.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S.; ZANONI, M. Behavioral Modeling of an Inductive Voltage Transformer: Comparison Between X-Parameters and Simplified Volterra Approaches. **In: 2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)** IEEE, 2019. p.1–6.
- 55 FAIFER, M.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S.; CHERBAUCICH, C.; GENTILI, M.; MAZZA, P. A medium voltage signal generator for the testing of voltage measurement transducers. **In: 2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)** IEEE, 2013. p.194–199.
- 56 FAIFER, M.; OTTOBONI, R.; TOSCANI, S.; CHERBAUCICH, C.; MAZZA, P. Metrological Characterization of a Signal Generator for the Testing of Medium-Voltage Measurement Transducers. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Milan, Italy, v.64, n.7, p.1837–1846, jul 2015.

- 57 FUENTES, R.; QUEZADA, J. Relevant aspects for harmonics evaluation of industrial plants: a scope from real cases. **In: Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)** IEEE, 2000. v.1, p.195–202.
- 58 GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Large bandwidth compensation of current transformers. **In: 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference** IEEE, 2009. p.86–91.
- 59 GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Real-Time Digital Compensation of Current Transformers Over a Wide Frequency Range. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Aversa, Italy, v.59, n.5, p.1119–1126, may 2010.
- 60 GEORGE, N.; VOOKA, P.; BANDI, A. S. K.; GOPALAKRISHNA, S. A novel dual slope conversion technique for measurement of ratio and phase errors of current transformer using comparison method of testing. **Measurement**, Odisha, India, v.179, n.April, p.109458, jul 2021.
- 61 GODARD, D. N. Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking. **IEEE transactions on communications**, La Gaude, France, v.28, n.11, p.1867–1875, 1980.
- 62 GONEN, T. **Electrical Machines with Matlab®**. 2.ed. New York: CRC press, 2011. 649p.
- 63 GOPP, D.; SPERLING, E.; BISCHOF, T.; KRÜGER, M. Temperature dependency of the frequency response characteristic of high voltage inductive instrument transformers and RC dividers. **In: 22nd International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2021)** Institution of Engineering and Technology, 2021. p.1664–1669.
- 64 GRAINGER, J. J.; STEVERSON, W. D. **Power system analysis**. New York: McGraw-Hill, Inc., 2017. 608p.
- 65 GUOXIN, Z.; GANLIN, W.; HONGSHUN, L.; DAYANG, Y.; QILIN, W.; LONG, C. Risk Analysis of CT Saturation Caused by Aperiodic Components. **In: 2022 IEEE International Conference on Electrical Engineering, Big Data and Algorithms (EEBDA)** IEEE, 2022. p.01–06.
- 66 HAYKIN, S. **Adaptive filter theory**. 5.ed. Ontario, Canadá: Pearson Education India, 1993. 913p.
- 67 HOLLAND, J. H. Outline for a Logical Theory of Adaptive Systems. **Journal of the ACM**, Michigan, v.9, n.3, p.297–314, jul 1962.
- 68 HOLLAND, J. H. **Adaptation in Natural and Artificial Systems**. Michigan: University of Michigan Press, 1976. 529p.
- 69 HOLLAND, J. H. The Optimal Allocation of Trials. **SIAM Journal on Computing**, Michigan, v.2, n.2, p.88–105, 1992.
- 70 HR Paxson; BANY, H.; EARDLEY, M.; HUNTINGTON, E.; SONNEMANN, W.; WHITLOW, G. Application Guide for Grounding of Instrument Transformer Secondary Circuits and Cases. **American institute of Electrical Engineers AIEE**, New York, v.52, p.1–8, 1951.



- 71 HRBAC, R.; KOLAR, V.; BARTLOMIEJCZYK, M.; MLCÁK, T.; ORSAG, P.; VANC, J. A Development of a Capacitive Voltage Divider for High Voltage Measurement as Part of a Combined Current and Voltage Sensor. **Elektronika ir Elektrotechnika**, Ostrava, Czech Republic, v.26, n.4, p.25–31, aug 2020.
- 72 HU, H.; XU, Y.; WU, X.; LIN, F.; XIAO, X.; LEI, M. Passive-compensation clamp-on two-stage current transformer for online calibration. **IET Science, Measurement & Technology**, Wuhan, China, v.15, n.9, p.730–737, nov 2021.
- 73 IEC - International Electrotechnical Commission. **Instrument Transformers TR 61869-103 - The Use of Instrument Transformers for Power Quality Measurement**. French: International Electrotechnical Commission, 2012.
- 74 IEC - International Electrotechnical Commission. **Electromagnetic compatibility (EMC) 61000 – Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods**. French: International Electrotechnical Commission, 2003.
- 75 IEC - International Electrotechnical Commission. **Communication Networks and Systems in Substations 61850 – Part 9-2: Specific Communication Service Mapping (SCSM) – Sampled values over ISO/IEC 8802-3**. Switzerland: International Electrotechnical Commission, 2004.
- 76 IEC - International Electrotechnical Commission. **Instrument Transformers - 61869-1 – Part 1: General Requirements**. Switzerland: International Electrotechnical Commission, 2007.
- 77 IEEE - Institute of Electrical and Electronic Engineering. **C57.13-2008 - IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers**. Switzerland: Institute of Electrical and Electronic Engineering - IEEE, 2008.
- 78 IEEE Power & Energy Society. **IEEE Std C37.118.1 IEEE Standard for Synchrophasor Measurements**. New York, NY, USA: IEEE Power & Energy Society, 2011.
- 79 ISMAIL, D.; ANUAR, M.; INDRA, N.; SHATRI, C.; REZA, M. Current transformer reaction with linear and non-linear loads. **In: 2010 4th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)** IEEE, 2010. n.June, p.406–411.
- 80 JASCHKE, C.; SCHEGNER, P. A model to compute the resonance effects in high current instrument transformers. **In: 2017 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG)** IEEE, 2017. p.1–2.
- 81 KACZMAREK, M. Analysis of the influence of the level of signal distortion on current error and phase displacement of the inductive current transformers. **In: 2012 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)** IEEE, 2012. p.727–730.
- 82 KACZMAREK, M.; STANO, E. Review of Measuring Methods, Setups and Conditions for Evaluation of the Inductive Instrument Transformers Accuracy for Transformation of Distorted Waveforms. **Energies**, Lodz, Poland, v.16, n.11, p.4360, may 2023.

- 83 KACZMAREK, M.; STANO, E. Challenges of Accurate Measurement of Distorted Current and Voltage in the Power Grid by Conventional Instrument Transformers. **Energies**, Lodz, Poland, v.16, n.6, 2023.
- 84 KALCHEV, I. Metrological analysis of measurement errors in instrument transducers. **In: Quality Measurement: The Indispensable Bridge between Theory and Reality (No Measurements? No Science! Joint Conference - 1996: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference and IMEKO Tec IEEE**, 1996. v.2, p.1232–1236.
- 85 KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Toronto, Canadá, v.20, n.1, p.23–31, jan 2005.
- 86 KONG, Y.; MELIOPOULOS, A.; COKKINIDES, G. On-Line Current Instrumentation Channel Error Correction Within Merging Units Using Constraint WLS Dynamic State Estimation Method. **In: 2018 North American Power Symposium (NAPS) IEEE**, 2018. p.1–5.
- 87 KRÄMER, W. Development of the D-C instrument transformer for the precision measurement of highest direct currents. **IEEE Transactions on Communication and Electronics**, Washington, D. C., v.83, n.73, p.382–390, jul 1964.
- 88 KUCUKSARI, S.; KARADY, G. G. Experimental Comparison of Conventional and Optical Current Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Arizona, USA, v.25, n.4, p.2455–2463, oct 2010.
- 89 KUMAR, L. A.; KARTHIKEYAN, S. Modeling of Phasor Measurement Unit for Wide Area Monitoring and control of Smart Grids with Distributed Energy Resources. **In: 2016 IEEE Conference on Technologies for Sustainability (SusTech) IEEE**, 2016. p.188–194.
- 90 KUNICKI, M.; KABOT, O.; KOZIOŁ, M. Partial Discharge Diagnostics of High Voltage Instrument Transformers – Case study. **In: 2023 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2023 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe) IEEE**, 2023. p.1–5.
- 91 KYRIAZIS, G. A.; FRANCO, A. M. R.; DEBATIN, R. M.; IHLENFELD, W. G. K. Precise resistive voltage divider for harmonic measurements. **In: 2012 Conference on Precision electromagnetic Measurements IEEE**, 2012. p.140–141.
- 92 LAUMEN, M.; HEIDENBERGER, D.; FRITZ, N.; De Doncker, R. W. Rogowski-Coil-Based Current Sensor with Zero-Current Detection for Optimized Lower Cut-Off Frequency. **In: 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe) IEEE**, 2019. p.P.1–P.9.
- 93 LAURANO, C.; TOSCANI, S.; ZANONI, M. Improving the Accuracy of Current Transformers through Harmonic Distortion Compensation. **In: 2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) IEEE**, 2019. p.1–6.

- 94 LEBEDEV, V.; YABLOKOV, A.; FILATOVA, G.; LEBEDEVA, N. Specific Features of Digital Current and Voltage Transformers for Relay Protection, Automation and Commercial Electric Power Metering. **In: 2018 International Youth Scientific and Technical Conference Relay Protection and Automation (RPA) IEEE**, 2018. p.1–12.
- 95 LETIZIA, P. S.; CROTTI, G.; GIORDANO, D.; Delle Femine, A.; GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Low Cost Procedure for Frequency Characterization of Voltage Instrument Transformers. **In: 2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) IEEE**, 2019. p.1–6.
- 96 LETIZIA, P. S.; CROTTI, G.; MINGOTTI, A.; TINARELLI, R.; CHEN, Y.; MOHNS, E.; AGAZAR, M.; ISTRATE, D.; AYHAN, B.; ÇAYCI, H.; STIEGLER, R. Characterization of Instrument Transformers under Realistic Conditions: Impact of Single and Combined Influence Quantities on Their Wideband Behavior. **Sensors**, Torino, Italy, v.23, n.18, p.7833, sep 2023.
- 97 LI, Y.; LI, X.; ZHOU, Y.; LI, S.; LU, X. Impact of Cyber Failure on Cyber-Physical Distribution System Reliability. **In: 2023 6th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE) IEEE**, 2023. p.714–721.
- 98 LI, Z.; DU, Y.; ABU-SIADA, A.; LI, Z.; ZHANG, T. A New Online Temperature Compensation Technique for Electronic Instrument Transformers. **IEEE Access**, Yichang, China, v.7, p.97614–97623, 2019.
- 99 LIMA, D. K.; SANTOS, J. C. Transformadores para instrumentos ópticos: sua viabilidade no setor elétrico brasileiro. **XX seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**, Recife - PE, v.1, p.5–13, 2009.
- 100 Linghui Wang; Wei He; Kaihong Zhou; Zhen Huang. Adaptive channel equalization based on RLS algorithm. **In: 2011 International Conference on System science, Engineering design and Manufacturing informatization IEEE**, 2011. v.2, n.4, p.105–108.
- 101 LOCCI, N.; MUSCAS, C. Current Transformer Accuracy. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Cagliari, Italy, v.15, n.4, p.1104–1109, 2000.
- 102 LÓPEZ-FERNÁNDEZ, X. M.; ERTAN, H. B.; TUROWSKI, J. (Ed.). **Transformers: Analysis, Design, and Measurement**. New York: CRC Press, 2017. 609p.
- 103 LU, B.; HUANG, W.; XIONG, J.; SU, B.; LIU, Z. Study on a New Power Frequency Capacitive Voltage Transducer for Gas Insulated Substations Based on Capacitive Voltage Division. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Beijing, China, v.70, p.1–9, 2021.
- 104 LU, P.; BURIC, M. P.; BYERLY, K.; MOON, S. R.; NAZMUNNAHAR, M.; SIMIZU, S.; LEARY, A. M.; BEDDINGFIELD, R. B.; SUN, C.; ZANDHUIS, P.; MCHENRY, M. E.; OHODNICKI, P. R. Real-Time Monitoring of Temperature Rises of Energized Transformer Cores With Distributed Optical Fiber Sensors. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Pittsburgh, PA, v.34, n.4, p.1588–1598, aug 2019.

- 105 LUCAS, R.; KEERTHIPALA, W.; JAYASINGHE, R.; P.G. McLaren. A simulation model for Capacitively Coupled Voltage Transformers in Relay Studies. **In: International Power Engineering Conference IEEE**, 1993. p.555–560.
- 106 LUCKY, R. W. Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems. **Bell System Technical Journal**, Murray Hill, New Jersey, v.45, n.2, p.255–286, feb 1966.
- 107 LUGANNANI, R. Intersymbol interference and probability of error in digital systems. **IEEE Transactions on Information Theory**, Holmdel, NJ, USA, v.15, n.6, p.682–688, nov 1969.
- 108 MEISEL, J. Current Instrument Transformer Error Calculations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, New York, v.82, n.69, p.1082–1085, dec 1963.
- 109 MEYER, J.; STIEGLER, R.; KONZELMANN, S.; KILTER, J. Practical Aspects of Accurate Harmonic Voltage Measurements in Transmission Systems. **In: 2022 20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP) IEEE**, 2022. p.1–6.
- 110 MILLNER, D. How much measurement error can someone expect from various degrees of CT saturation? **In: 2023 76th Annual Conference for Protective Relay Engineers (CFPR) IEEE**, 2023. p.1–36.
- 111 MINGOTTI, A.; COSTA, F.; PERETTO, L.; TINARELLI, R. External Magnetic Fields Effect on Harmonics Measurements with Rogowski coils. **In: 2021 IEEE 11th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS) IEEE**, 2021. p.1–6.
- 112 MINGOTTI, A.; COSTA, F.; PERETTO, L.; TINARELLI, R. Effects on the Accuracy Performance of Rogowski Coils Due to Temperature and Humidity. **In: 2022 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) IEEE**, 2022. p.1–6.
- 113 MINGOTTI, A.; PASINI, G.; PERETTO, L.; TINARELLI, R. Effect of temperature on the accuracy of inductive current transformers. **In: 2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) IEEE**, 2018. p.1–5.
- 114 MINGOTTI, A.; PERETTO, L.; TINARELLI, R. Measurement Procedure to Investigate Ageing of Low-Power Voltage Transformers. **In: 2022 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) IEEE**, 2022. p.1–6.
- 115 MINGOTTI, A.; PERETTO, L.; TINARELLI, R.; MAURI, F.; GENTILINI, I. Assessment of Metrological Characteristics of Calibration Systems for Accuracy vs. Temperature Verification of Voltage Transformer. **In: 2017 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS) IEEE**, 2017. p.1–6.
- 116 Mitra, Sanjit Kumar, Y. K. **Digital signal processing: a computer-based approach**. 2.ed. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2006.

- 117 MURRAY, R.; KOCK, J. A. de. Evaluating Varying Burden when Inductive Current Transformers are Used for Harmonic Current Measurements. **In: 2023 IEEE 13th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2023. p.01–06.
- 118 NASCIMENTO, C. M. **Análise de ensaio de fator de potência em transformadores de corrente com variação de frequência utilizando o instrumento de testes cpc-100 cleiton marinho nascimento.** 2015. 83p. Trabalho de Conclusão de Curso — Universidade Federal do Pará.
- 119 NEGRI, V.; MINGOTTI, A.; TINARELLI, R.; PERETTO, L. Comparison Between the Machine Learning and the Statistical Approach to the Forecasting of Voltage, Current, and Frequency. **In: 2023 IEEE 13th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)** IEEE, 2023. p.01–06.
- 120 ODINAEV, I.; PAZDERIN, A. V.; MURZIN, P. V.; TASHCHILIN, V. A.; SAMOYLENKO, V. O.; GHOCIEV, B. Detection of the initial region of the current transformer core saturation. **Renewable Energy and Power Quality Journal**, Yekaterinburg, Russia, v.19, n.19, p.477–482, sep 2021.
- 121 OLIVEIRA, M. M. de; ALEIXO, R. R.; RESENDE, D. F.; SILVA, L. R. M.; SALLES, R. S.; DUQUE, C. A.; RIBEIRO, P. F. Dynamic Impedance Estimation: Challenges and Considerations. **Applied Sciences**, Juiz de Fora, Brasil, v.11, n.2, p.558, jan 2021.
- 122 OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. **Discrete-Time Signal Processing.** 2.ed. New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1998. 896p.
- 123 PAN, F.; MU, Z.; WANG, T.; JIANG, B.; LIN, G. Effects of Load on CVT Transient Response. **In: 2021 IEEE 2nd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE)** IEEE, 2021. p.1–5.
- 124 PARK, J. H. Audio-Frequency Current Comparator for Instrument Transformer Calibration. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Seattle, v.IM-13, n.4, p.251–258, dec 1964.
- 125 PAWELEK, R.; WASIAK, I. Comparative measurements of voltage harmonics in transmission grid of 400 kV. **In: 2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)** IEEE, 2014. p.606–610.
- 126 PIRES, T. T. B. **Avaliação do Transformador de Corrente da Linha de Transmissão de 138kV Quanto as Suas Condições Operacionais.** 2018. 159p. Trabalho de Conclusão de Curso — Centro Universitário de Brasília – UniCEUB.
- 127 PROBST, F. L. **Modelagem de um Transformador de Potencial Capacitivo para Avaliação de Comportamento em Regime Transitório.** 2020. 156p. Dissertação — Universidade Federal de Santa Catarina.
- 128 PUTRA, A. P.; SARNO, R.; SURYANI, E. Dynamics simulation model of demand and supply electricity energy public facilities and social sector case study East Java. **In: 2016 International Conference on Information & Communication Technology and Systems (ICTS)** IEEE, 2016. p.26–33.

- 129 RAJENDRAN, M.; PERUMAL, V. Saturation Analysis of Current Transformer. **International Journal of Pure and Applied Mathematics**, Tamilnadu, India, v.118, n.18, p.2169–2176, 2018.
- 130 RESENDE, D. F.; DUQUE, C. A.; NEPOMUCENO, E. G.; LIMA, M. A. A.; SILVA, L. R. M. Adaptive Channel Equalization for Frequency Response Correction of Instrument Transformers. **In: 2022 20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP)** IEEE, 2022. p.1–6.
- 131 RONCERO-SANCHEZ, P.; del Toro Garcia, X.; TORRES, A. P.; FELIU, V. Robust frequency-estimation method for distorted and imbalanced three-phase systems using discrete filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Ciudad Real, Spain, v.26, n.4, p.1089–1101, apr 2011.
- 132 SALTZBERG, B. Intersymbol interference error bounds with application to ideal bandlimited signaling. **IEEE Transactions on Information Theory**, Holmdel, NJ, USA, v.14, n.4, p.563–568, jul 1968.
- 133 SAMESIMA, M.; OLIVEIRA, J. de; DIAS, E. Frequency response analysis and modeling of measurement transformers under distorted current and voltage supply. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Uberlândia, Brazil, v.6, n.4, p.1762–1768, 1991.
- 134 SANTOS, A. K. X.; JR, D. F.; NEVES, W. L. A. Correção da Tensão Secundária de Transformadores de Potencial Capacitivos por meio de Filtragem Digital. **In: IV Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos** IEEE, 2012. p.1–6.
- 135 SCHETTINO, B. M. **Uma Proposta para Detecção e Compensação dos Efeitos Causados pela Saturação dos Núcleo dos Transformadores de Corrente Utilizados em Circuitos de Proteção**. 2012. 116p. Dissertação — Universidade Federal de Juiz de Fora.
- 136 SEN, S.; RANGARAJAN, S. S.; SHIVA, C. K.; N, S.; MOHAMMED, A.; JADHAV, P.; NALLA, A. Overview of Substation Protection and Control Perspective to Active Distribution Network. **In: 2023 International Conference on Intelligent and Innovative Technologies in Computing, Electrical and Electronics (IITCEE)** IEEE, 2023. p.949–954.
- 137 SHARMA, D.; PRADHAN, S. The Effect of Burden on the Accuracy of Instrument Transformers – A Case Analysis. **In: ISAET - International Scientific Academy of Engineering & Technology** Research Gate, 2017.
- 138 SIDOROVA, A.; LITVINOV, I.; KORNILOVICH, D.; FEDOROVA, V.; TANFILEV, O.; TITOV, V. Development and Verification of an Advanced Method for Diagnosing Measuring Transformers. **In: 2021 Ural-Siberian Smart Energy Conference (USSEC)** IEEE, 2021. p.57–61.
- 139 SILVERSTEIN, A.; CONSULTING, A. S.; FOLLUM, J.; SILVERSTEIN, A.; CONSULTING, A. S.; FOLLUM, J. **High resolution, time synchronized, grid monitoring devices**. NPSI-2020-TR-004: Naspi - (North American Synchrophasor Initiative), 2020.

- 140 SIV, O.; PETCHARAKS, K. Influence of burden of current transformer (IEC Standard) on the high frequency current measurement. **In: 2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)** IEEE, 2015. p.1–5.
- 141 SOLOVEV, D. B.; GORKAVYY, M. Current Transformers: Transfer Functions, Frequency Response, and Static Measurement Error. **In: 2019 International Science and Technology Conference "EastConf"** IEEE, 2019. p.1–7.
- 142 SONKUR, B. **Adaptive digital filters and signal analyses**. 1.ed. New York: Marcel Dekker, Inc., 1987. 450p.
- 143 SOUZA, L. A. A. de; PINTO, M. V. V.; MARTINS, M. B.; LIMA, A. C. S. Modeling of a Resistive Voltage Divider by Rational Functions: Uncertainty Evaluation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Rio de Janeiro, Brazil, v.70, p.1–8, 2021.
- 144 SOUZA, L. A.; de Barros e Vasconcellos, R.; LIMA, A. de; MARTINS, M. B. Metrological analysis of voltage transducers under multi-harmonic signals. **In: 2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM)** IEEE, 2020. p.1–2.
- 145 STIEGLER, R.; FREIBURG, M.; ZYL, J. von; MEYER, J.; FEUSTEL, F.; GERMAN, C. Methods for on-site qualification and calibration of inductive instrument voltage transformers for harmonic measurements. **In: CIRED 2021 - The 26th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution** Institution of Engineering and Technology, 2021. p.752–756.
- 146 STIEGLER, R.; MEYER, J. Impact of external influences on the frequency dependent transfer ratio of resin cast MV voltage instrument transformers. **In: 2022 20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP)** IEEE, 2022. p.1–6.
- 147 STIEGLER, R.; MEYER, J.; KILTER, J.; KONZELMANN, S. Assessment of voltage instrument transformers accuracy for harmonic measurements in transmission systems. **In: 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)** IEEE, 2016. p.152–157.
- 148 SULTANOV, M. M.; STRIJICHENKO, A. V.; YANCHENKO, S. A. Analysis of the impact of non-sinusoidal voltage levels in the power grid of apartment buildings on the reliability and efficiency of transformers. **Safety and Reliability of Power Industry**, Volzhsky, Russia, v.15, n.4, p.278–283, feb 2023.
- 149 TAKAHASHI, R.; VASCONCELOS, J.; RAMIREZ, J.; KRAHENBUHL, L. A multiobjective methodology for evaluating genetic operators. **IEEE Transactions on Magnetics**, Belo Horizonte MG, Brazil, v.39, n.3, p.1321–1324, may 2003.
- 150 Ten Have, B.; MOONEN, N.; LEFERINK, F. Electromagnetically Interfered Energy Metering Resulting from Droop of Current Transducers. **In: 2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium** IEEE, 2021. p.250–254.
- 151 Tianshu Bi; Hao Liu; Xing Zhou; Qixun Yang. Impact of transient response of instrument transformers on phasor measurements. **In: IEEE PES General Meeting** IEEE, 2010. v.973, p.1–6.

- 152 ULMER, E. A high-accuracy optical current transducer for electric power systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Clearwater, Florida, v.5, n.2, p.892–898, apr 1990.
- 153 Vasconcellos de Sousa Stilpen, D.; CHENG, V. Solar photovoltaics in Brazil: A promising renewable energy market. **In: 2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)** IEEE, 2015. p.1–5.
- 154 VAYTELENOK, L. Operation of Relay Protection Digital Elements at Saturation of Current Transformers: Modeling and Analysis. **In: 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)** IEEE, 2019. p.1–6.
- 155 VERHELST, B.; RENS, S.; RENS, J.; KNOCKAERT, J.; DESMET, J. On the Remote Calibration of Instrumentation Transformers: Influence of Temperature. **Energies**, Kortrijk, Belgium, v.16, n.12, p.4744, jun 2023.
- 156 WIDROW, B.; HOFF, M. E. **Adaptive Switching Circuits**. Stanford, California: Stanford Electronics Laboratories, 1960.
- 157 WU, Y.; TIAN, C.; ZHANG, Z.; CHEN, B.; LIU, S.; CHEN, Y. A Novel Current Transformer Based on Virtual Air Gap and its Basic Measuring Characteristics. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Wuhan, China, v.38, n.1, p.13–25, feb 2023.
- 158 WU, Z.; THOMAS, K.; SUN, R.; CENTENO, V. A.; PHADKE, A. G. Three-phase instrument transformer calibration with synchronized phasor measurements. **In: 2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)** IEEE, 2012. p.1–6.
- 159 XIN, M.; XU, C.; GAO, J.; TIAN, B.; LV, Q.; ZHANG, Y. The Influence of Different Factors on Machine Learning Based Current Transformer Algorithm. **In: 2021 International Conference on Advanced Electrical Equipment and Reliable Operation (AEERO)** IEEE, 2021. n.1, p.1–6.
- 160 YANG, H.; JIANG, B.; JIANG, W.; ZHANG, J.; JIANG, Y.; LIU, K. The All-digital Electrical Energy Metering System Based on Optical Current and Voltage Transducer. **In: 2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference** IEEE, 2010. p.1–4.
- 161 YILDIRIM, F.; KAHVECI, S. A Digital Filter Design for Reactive Power Measurement. **Turkish Journal of Electrical Power and Energy Systems**, Trabzon, Turkey, v.3, n.2, p.69–75, jun 2023.
- 162 YU, D.; CUMMINS, J.; Zhudin Wang; Hong-Jun Yoon; KOJOVIC, L. Correction of current transformer distorted secondary currents due to saturation using artificial neural networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Milwaukee, WI, v.16, n.2, p.189–194, apr 2001.
- 163 ZHANG, J.; LIU, K.; LIU, G.; XU, B.; KANG, Y. Research on the Influence of Primary Load Imbalance on the Combined Transformer's Error. **In: 2018 International Conference on Power System Technology (POWERCON)** IEEE, 2018. p.1504–1511.



- 164 ZHANG, Y.; ZHANG, C.; LI, H.; CHEN, Q. An online detection method for capacitor voltage transformer with excessive measurement error based on multi-source heterogeneous data fusion. **Measurement**, Wuhan, China, v.187, p.110262, jan 2022.
- 165 ZHAO, B.; LIU, H.; ZHANG, P.; BI, T.; QIAN, C. Instrument Transformer Calibration Method Based on Synchrophasor Measurement. **In: 2022 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (I&CPS Asia)** IEEE, 2022. p.179–184.

## ANEXO A – Filtros Adaptativos

As técnicas digitais do processamento adaptativo de sinais estão em rápido crescimento e são caracterizadas pela flexibilidade e precisão, uma técnica digital amplamente utilizada são os estimadores, também chamados de filtros (142). A teoria da filtragem apresenta um objetivo amplo e encontra aplicações em diversos campos: telecomunicações, radar, sonar, navegação, sismologia, engenharia biomédica, engenharia financeira, entre outros (66).

Dentre as operações de processamento, a filtragem é provavelmente a mais comum e importante. A filtragem é utilizada para modificar a natureza do sinal ou extrair informações do mesmo. Em geral, os sinais são contaminados por ruídos e o processamento de tais sinais requer a minimização dos ruídos para a extração adequada das informações. As operações básicas realizadas por filtros são: filtragem (*Filtering*), suavização (*Smoothing*) e previsão (*Prediction*).

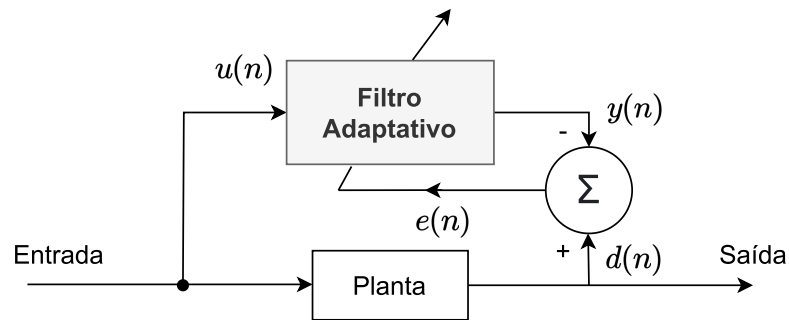
A filtragem é uma operação que envolve a extração de informações sobre uma quantidade de interesse no tempo, usando dados medidos. A suavização é uma forma de estimativa a posteriori, ou seja, após o fato, em que os dados medidos após o tempo de interesse são usados na estimativa. Neste método ocorre um atraso de tempo envolvido no cálculo da estimativa suavizada. Já a previsão tem por objetivo obter informações futuras utilizando-se os dados medidos até o instante atual.

Para tornar o projeto de um filtro adaptativo, é necessário que seus parâmetros, também chamados de coeficientes, sejam ajustados ao longo do tempo de acordo com um critério específico, à medida que novas informações se tornam disponíveis.

O princípio de funcionamento de um filtro adaptativo é basicamente regido pelo vetor de entrada e uma resposta desejada, que são usados para calcular um erro de estimativa, que por sua vez é usado para controlar os valores de um conjunto de coeficientes de filtro ajustáveis. No entanto, a diferença essencial entre as várias aplicações da filtragem adaptativa surge na maneira pela qual a resposta desejada é extraída. As funções das quatro classes básicas de aplicações de filtragem adaptativa são: Identificação (*Identification*), Equalização de Canal (*Channel Equalization*), Predição (*Prediction*) e Cancelamento de Interferência (*Interference Cancellation*).

A Figura 70 mostra o método de identificação onde, a mesma entrada aciona a planta (Canal) e o filtro adaptativo. O filtro adaptativo é usado para fornecer um modelo linear que representa o melhor ajuste a uma planta desconhecida. A saída da planta fornece a resposta desejada para o filtro adaptativo.

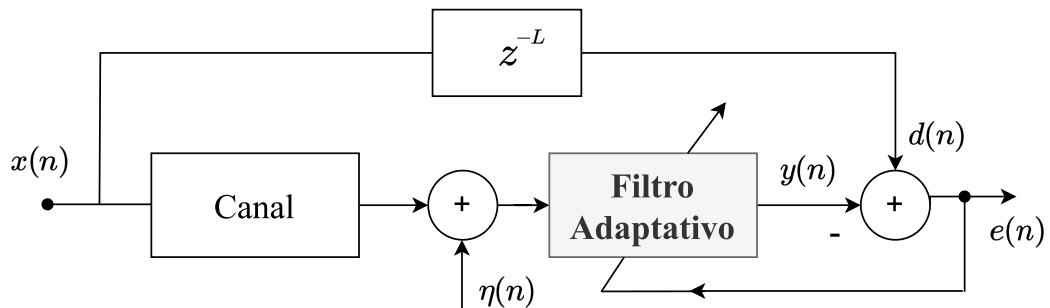
Figura 70 – Classe de Identificação (*Identification*) para aplicativos de filtragem adaptativa.



Fonte: Haykin (66).

A Figura 71 mostra o método de equalização de canais, em que, o objetivo do filtro adaptativo é fornecer um modelo inverso, ou uma função de transferência igual à inversa da função de transferência da planta, para compensar a distorção causada pelo canal. Além disso, a resposta desejada para o filtro é uma versão atrasada da entrada da planta.

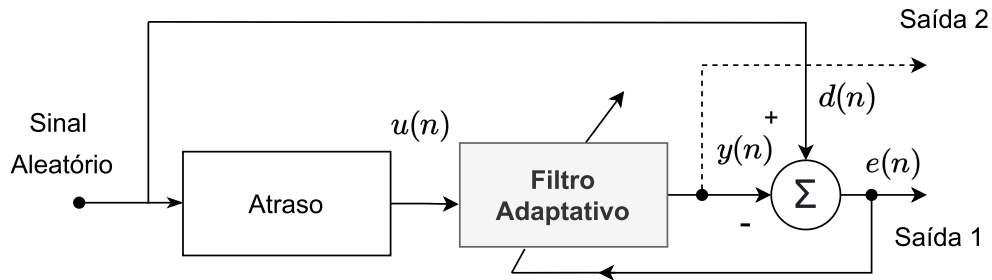
Figura 71 – Classe de Equalização de Canais (*Channel Equalization*) para aplicativos de filtragem adaptativa.



Fonte: Haykin (66).

Já a Figura 72 apresenta o método de previsão, onde a função do filtro é fornecer uma previsão do valor presente de um sinal aleatório. A resposta desejada é o sinal aleatório da entrada. A entrada aplicada ao filtro são valores atrasados do sinal, ou seja, valores passados. Duas possibilidades de aplicação são possíveis nesse modelo, o primeiro é chamado de preditor, utilizando a saída do filtro adaptativo (Saída 2) e o segundo chamado de filtro de previsão de erro, onde o erro de estimativa é utilizado (Saída 1).

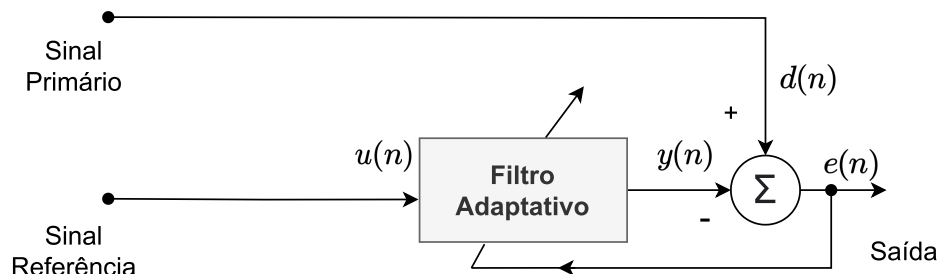
Figura 72 – Classe de Predição (*Prediction*) para aplicativos de filtragem adaptativa.



Fonte: Haykin (66).

Por fim, a Figura 73 mostra o método de classe de interferência, onde o filtro adaptativo é usado para cancelar interferências desconhecidas contidas no sinal primário, com o cancelamento sendo otimizado em algum sentido. A resposta desejada para o filtro é o sinal primário corrompido por um ruído aditivo. A entrada do filtro adaptativo é um sinal de referência ruidoso que está correlacionado com o ruído do sinal primário, mas não com o sinal em si.

Figura 73 – Classe de Interferência (*Interference Cancellation*) para aplicativos de filtragem adaptativa.



Fonte: Haykin (66).

Sendo assim, para projetar um filtro adaptativo, o primeiro passo consiste em escolher a classe do filtro em relação a sua resposta ao impulso. Os filtros digitais são classificados, em relação a sua resposta ao impulso, como filtros de resposta ao impulso de duração finita, do inglês *Finite Impulse Response* (FIR) e filtros de resposta ao impulso de duração infinita, do inglês *Infinite Impulse Response* (IIR) (66).

O filtro digital FIR é caracterizado por ser estável, onde o projeto é bastante direto e com características de fase exatamente linear. Por outro lado, esse filtro tende a possuir ordem extremamente elevada, se comparados com o filtro IIR, o que implica em um aumento da complexidade computacional e um atraso das componentes do sinal processado (122). Além disso, a função de transferência de um filtro digital é uma forma

de expressar o filtro de forma simétrica, compacta e conveniente. A resposta em frequência de um filtro pode ser calculada através da sua função de transferência (9).

A função de transferência de um filtro digital FIR de ordem  $N_{FIR}$  é representada por

$$H_{FIR}(z) = \sum_{k=0}^{N_{FIR}} b_k z^{-k} \quad (.1)$$

em que,  $b_k$  representa o  $k$ -ésimo coeficiente do filtro digital.

Já o filtro digital IIR é caracterizado por ser recursivo, onde ao se aplicar um impulso na entrada, a saída é excitada por um tempo que depende dos coeficientes do filtro. Sendo um filtro recursivo, possui uma implementação compacta, com a vantagem de implementar uma função de transferência com menor ordem do que se comparado com filtros FIR. Entretanto, possuem variação de fase não-linear e podem se tornar instáveis (116).

A função de transferência de um filtro digital IIR é representada por

$$H_{IIR}(z) = \frac{\sum_{k=0}^{N_{IIR}} b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^{M_{IIR}} a_k z^{-k}} \quad (.2)$$

em que,  $b_k$  e  $a_k$  representam os  $k$ -ésimos coeficientes do numerador e denominador e  $N_{IIR}$  e  $M_{IIR}$  são a ordem dos polinômios do filtro digital.