

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Chrystian Dalla Lana da Silva

**ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA RELÉS DE PROTEÇÃO
NUMÉRICOS USANDO REDES NEURAS ARTIFICIAIS
E O ALGORITMO DE LEVENBERG-MARQUARDT**

**Santa Maria, RS
2018**

Chrystian Dalla Lana da Silva

**ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA RELÉS DE PROTEÇÃO
NUMÉRICOS USANDO REDES NEURAS ARTIFICIAIS
E O ALGORITMO DE LEVENBERG-MARQUARDT**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Ghendy Cardoso Junior

Coorientador: Adriano Peres de Moraes

**Santa Maria, RS
2018**

Dalla Lana da Silva, Chrystian

Estimação fasorial para relés de proteção numéricos usando Redes Neurais Artificiais e o algoritmo de Levenberg-Marquardt / Chrystian Dalla Lana da Silva. – 2018.

138 p.; 30 cm.

Orientador: Ghendy Cardoso Junior

Coorientador: Adriano Peres de Moraes

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Estimação fasorial 2. Algoritmo de Levenberg-Marquardt 3. Redes Neurais Artificiais 4. Relés de proteção numéricos I. Cardoso Junior, Ghendy II. de Moraes, Adriano Peres III. Título

©2018

Todos os direitos autorais reservados a Chrystian Dalla Lana da Silva. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

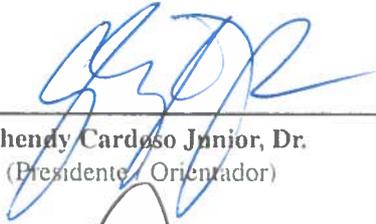
E-mail: chrystiands@gmail.com

Chrystian Dalla Lana da Silva

**ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA RELÉS DE PROTEÇÃO
NUMÉRICOS USANDO REDES NEURAIS ARTIFICIAIS
E O ALGORITMO DE LEVENBERG-MARQUARDT**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovado em 16 de março de 2018:



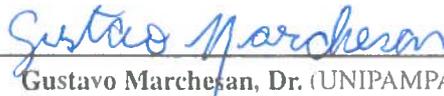
Ghendy Cardoso Junior, Dr.
(Presidente / Orientador)



Adriano Feres de Moraes, Dr.
(Coorientador)



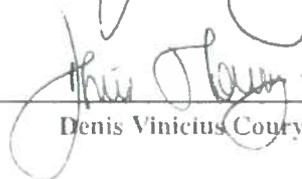
Diego Berlezi Ramos, Dr. (UFSM)



Gustavo Marchesan, Dr. (UNIPAMPA)



Mário Oleskovicz, Dr. (USP)



Denis Vinicius Coury, Dr. (USP)

Santa Maria, RS

2018

DEDICATÓRIA

Ao meu pai Luiz Sérgio, que sempre me apoiou e me encorajou, e que infelizmente não teve a oportunidade de ver este trabalho chegar à sua conclusão.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho é uma conquista que divido com cada uma das pessoas que me auxiliaram, contribuíram, e apoiaram. Agradeço:

Principalmente aos meus pais, Luiz Sérgio e Salete, por me darem todo o suporte nessa jornada, sem os quais eu não seria metade da pessoa que sou hoje, e que são os responsáveis principais por qualquer sucesso obtido por mim.

Aos meus orientadores, Ghendy e Adriano, por terem me guiado durante todo esse processo, pela constante presença, e por todo o suporte e questionamento, o que sempre me levou a buscar conhecimento e crescer profissionalmente.

A todos meus amigos, pela amizade, companheirismo, conversas, e risadas, e que de uma maneira ou outra contribuíram para a conclusão deste trabalho.

Aos colegas do CEESP, que durante todo o tempo em que fiz parte do grupo provaram ser grandes amigos, e que proporcionaram ajuda e inspiração em momentos de falta de ideias.

A todos meus familiares, pelo apoio e encorajamento fornecidos.

Aos professores e servidores do PPGEE, pelo seu empenho e dedicação.

À CAPES, que financiou este trabalho.

E, finalmente, à UFSM, que me proporcionou uma formação de qualidade e que foi minha segunda casa por mais de quinze anos.

*Ah! Como ouro caem as folhas ao vento,
longos anos inumeráveis como as asas das árvores!
Os longos anos se passaram como goles rápidos do doce hidromel
em salões altos além do Oeste,
sob as abóbadas azuis de Varda
onde as estrelas tremem na canção
de sua voz de Santa e Rainha.*

Quem agora há de encher-me a taça outra vez?

*Pois agora a Inflamadora, Varda, a Rainha das Estrelas,
do Monte Semprebranco, ergueu suas mãos como nuvens
e todos os caminhos mergulharam fundo nas trevas;
e de uma terra cinzenta a escuridão se deita
sobre as ondas espumantes entre nós
e a névoa cobre as joias de Calaciryra para sempre.
Agora perdida, perdida para aqueles do Leste está Valimar!*

*Adeus! Talvez hajas de encontrar Valimar.
Talvez tu mesmo hajas de encontrá-la. Adeus!*

*J. R. R. Tolkien
"Namárië"*

RESUMO

ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA RELÉS DE PROTEÇÃO NUMÉRICOS USANDO REDES NEURAS ARTIFICIAIS E O ALGORITMO DE LEVENBERG-MARQUARDT

AUTOR: CHRYSTIAN DALLA LANA DA SILVA
ORIENTADOR: GHENDY CARDOSO JUNIOR
COORDENADOR: ADRIANO PERES DE MORAIS

Neste trabalho, serão apresentadas duas metodologias para estimação fasorial em relés de proteção numéricos em Sistemas Elétricos de Potência: uma baseada em Redes Neurais Artificiais, e outra baseada no algoritmo de Levenberg-Marquardt. Primeiramente, uma breve introdução aos conceitos matemáticos de alguns algoritmos de estimação fasorial que são usados para fins comparativos com os métodos propostos é apresentada. Esses algoritmos consistem de alguns métodos baseados na Transformada Discreta de Fourier, métodos baseados em integral, o filtro Mimic, o filtro cosseno, o filtro de Kalman, e um método baseado em ajuste de curvas que foi proposto pelo autor em outro trabalho. A seguir, os dois métodos propostos são apresentados em detalhes onde todos seus aspectos são mostrados, desde as equações matemáticas que os regem, até a aplicação dessas equações em uma estrutura com o objetivo da estimação fasorial em tempo real. A análise comparativa entre os métodos é feita através de simulações de sinais com diferentes parâmetros, incluindo as componentes que podem prejudicar a leitura do sinal pelos relés. Essas componentes são a componente unidirecional exponencialmente decrescente, também conhecida como componente DC ou componente contínua, componentes harmônicas, e ruídos. A partir das simulações, são usados seis Índices de Desempenho, que avaliam cada algoritmo quantitativamente nos critérios de oscilação da resposta, *overshoot*, e tempo de convergência, de onde os melhores desempenhos relativos podem ser obtidos numericamente. Os resultados gráficos das simulações também são mostrados, com o objetivo de proporcionar auxílio visual e servir como complementação e verificação para os resultados numéricos. Após os casos simulados terem sido avaliados, é feita uma análise dos resultados e das características de cada método, realçando seus pontos fortes e fracos.

Palavras-chave: Algoritmo de Levenberg-Marquardt. Estimação fasorial. Redes Neurais Artificiais. Relés de proteção numéricos.

ABSTRACT

PHASOR ESTIMATION FOR NUMERICAL PROTECTIVE RELAYS USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS AND THE LEVENBERG-MARQUARDT ALGORITHM

AUTHOR: CHRYSTIAN DALLA LANA DA SILVA

ADVISOR: GHENDY CARDOSO JUNIOR

COADVISOR: ADRIANO PERES DE MORAIS

In this work, two methodologies for phasor estimation in numerical protective relays in Electrical Power Systems will be presented: one based on Artificial Neural Networks, and another based on the Levenberg-Marquardt algorithm. Firstly, a brief introduction to the mathematical concepts of some phasor estimation algorithms used for comparison with the proposed methods is presented. These algorithms consist of some Discrete Fourier Transform based methods, integral based methods, the Mimic filter, the cosine filter, the Kalman filter, and a method based on curve-fitting which was proposed by the author in another work. Next, the two proposed methods are presented in detail where all of their aspects are shown, from the mathematical equations that govern them, to the application of these equations in a structure with the purpose of real-time phasor estimation. The comparative analysis between the methods is done through the simulation of signals with varied parameters, including the components that may impair signal reading by the relay. These components are the unidirectional exponentially decaying component, also known as DC component or continuous component, harmonic components, and noises. From the simulations, six Performance Indexes are used, which quantitatively evaluate each algorithm on the criteria of response oscillation, overshoot, and convergence time, whence the best relative performances can be numerically obtained. The simulations graphical results are also shown, with the goal of providing visual aid and serve as complementation and verification for the numerical results. After the simulated cases are evaluated, an analysis of the results and characteristics of each method is made, highlighting their strengths and weaknesses.

Keywords: Artificial Neural Networks. Levenberg-Marquardt algorithm. Numerical protective relays. Phasor estimation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Sistema elétrico representado por um circuito RL	33
Figura 2.2 – Componentes da corrente de falta	34
Figura 2.3 – Fluxograma do filtro proposto por Sidhu et al. (2003)	42
Figura 2.4 – Diagrama de funcionamento do filtro de Kalman	46
Figura 3.1 – Estrutura de um perceptron multicamadas genérico	53
Figura 3.2 – Estrutura do método baseado em RNA	55
Figura 3.3 – Aplicação da RNA	56
Figura 3.4 – Preenchimento da janela de dados com zeros	57
Figura 3.5 – Comportamento das equações de amplitude	59
Figura 3.6 – Regiões de uso das equações de amplitude	60
Figura 3.7 – Fluxograma do método baseado em RNA	61
Figura 3.8 – Fluxograma do método baseado em ALM	62
Figura 4.1 – Filtro Butterworth de 2ª ordem com frequência de corte ajustada em 200 Hz	66
Figura 4.2 – Ferramenta de treinamento de RNA no Matlab	67
Figura 5.1 – Resposta em amplitude dos métodos de treinamento da RNA	70
Figura 5.2 – Resposta em ângulo dos métodos de treinamento da RNA	70
Figura 5.3 – Convergência de W_1 para a amostra $n = 16$	71
Figura 5.4 – Convergência de W_2 para a amostra $n = 16$	71
Figura 5.5 – Amplitude da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método da RNA	72
Figura 5.6 – Ângulo da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método da RNA	72
Figura 5.7 – Amplitude da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método do ALM	72
Figura 5.8 – Ângulo da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método do ALM	73
Figura 5.9 – Amplitude da 2ª e 4ª harmônicas	73
Figura 5.10 – Ângulo da 2ª e 4ª harmônicas	73
Figura 5.11 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 3	75
Figura 5.12 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 3	76
Figura 5.13 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 3	77
Figura 5.14 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 3	78
Figura 5.15 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 4	80
Figura 5.16 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 4	81
Figura 5.17 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 4	82
Figura 5.18 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 4	83
Figura 5.19 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 5	85
Figura 5.20 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 5	86
Figura 5.21 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 5	87
Figura 5.22 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 5	88
Figura 5.23 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 6	89
Figura 5.24 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 6	90
Figura 5.25 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 6	91
Figura 5.26 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 6	92
Figura 5.27 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 7	94
Figura 5.28 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 7	95
Figura 5.29 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 7	96
Figura 5.30 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 7	97
Figura 5.31 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 8	99

Figura 5.32–Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 8	100
Figura 5.33–Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 8 . . .	101
Figura 5.34–Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 8 . .	102
Figura 5.35–Resposta da frequência do método ALM para o Caso 8	103
Figura 5.36–Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 9 .	104
Figura 5.37–Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 9	105
Figura 5.38–Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 9 . . .	106
Figura 5.39–Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 9 . .	107
Figura 5.40–Resposta da frequência do método ALM para o Caso 9	108
Figura 5.41–Sinal de corrente saturado	108
Figura 5.42–Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 10	110
Figura 5.43–Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 10	111
Figura 5.44–Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 10 . .	112
Figura 5.45–Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 10 .	113
Figura 5.46–Sistema-teste de 9 barras	114
Figura 5.47–Sinal de entrada simulado do Caso 11a	114
Figura 5.48–Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11a	115
Figura 5.49–Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11a	116
Figura 5.50–Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11a .	117
Figura 5.51–Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11a	118
Figura 5.52–Resposta da frequência do método ALM para o Caso 11a	119
Figura 5.53–Sinal de entrada simulado do Caso 11b	119
Figura 5.54–Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11b	120
Figura 5.55–Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11b	121
Figura 5.56–Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11b .	122
Figura 5.57–Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11b	123
Figura 5.58–Resposta da frequência do método ALM para o Caso 11b	124
Figura 5.59–Sinal de entrada simulado do caso 11c	124
Figura 5.60–Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11c	125
Figura 5.61–Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11c	126
Figura 5.62–Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11c .	127
Figura 5.63–Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11c	128
Figura 5.64–Resposta da frequência do método ALM para o Caso 11c	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Definição do modo de cálculo da amplitude com base no ângulo	59
Tabela 3.2 – Pesos para cálculo das harmônicas	60
Tabela 4.1 – Índices de Desempenho utilizados	64
Tabela 4.2 – Parâmetros constantes das simulações	65
Tabela 4.3 – Parâmetros do método baseado em RNA	66
Tabela 4.4 – Parâmetros do método baseado em ALM	67
Tabela 5.1 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 3	74
Tabela 5.2 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 4	79
Tabela 5.3 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 5	84
Tabela 5.4 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 6	84
Tabela 5.5 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 7	93
Tabela 5.6 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 8	98
Tabela 5.7 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 9	103
Tabela 5.8 – Dados do TC para geração da corrente saturada	108
Tabela A.1 – Dados de linha	137
Tabela A.2 – Dados de transformadores	137
Tabela A.3 – Dados de carga	137
Tabela A.4 – Dados de geradores	137
Tabela A.5 – Parâmetros dos geradores	138

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AJC	Sigla do método baseado em ajuste de curvas
ALM	Algoritmo de Levenberg-Marquardt / sigla do método baseado no algoritmo de Levenberg-Marquardt
ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
ATQ	Sigla do método proposto por Al-Tallaq, Al-Sharai e El-Hawary (2011)
CHO	Sigla do método proposto por Cho et al. (2009)
COS	Sigla do método baseado no filtro cosseno
FO	Função objetivo
ID	Índice de Desempenho
KAL	Sigla do método baseado no filtro de Kalman
LEE	Sigla do método proposto por Lee, Kang e Nam (2008)
MIM	Sigla do método baseado no filtro Mimic
RNA	Rede Neural Artificial / sigla do método baseado em Rede Neural Artificial
SID	Sigla do método proposto por Sidhu et al. (2003)
TC	Transformador de Corrente
TDF	Transformada Discreta de Fourier
TDFCC	Transformada Discreta de Fourier modificada de Ciclo Completo
TDFMC	Transformada Discreta de Fourier modificada de Meio Ciclo
TDW	Transformada Discreta Wavelet

LISTA DE SÍMBOLOS

f	Frequência
ω	Frequência angular $\omega = 2\pi f$
θ	Ângulo entre tensão e corrente
τ	Constante de tempo
T	Período
$i(t)$	Sinal contínuo no tempo
$i(n)$	Sinal amostrado no tempo
n	Número da amostra
Δt	Intervalo de tempo entre amostras
m	Componente harmônica de ordem m
p	Máxima ordem harmônica
N	Frequência de amostragem
I_m	Amplitude da componente de ordem m
ϕ_m	Ângulo de fase da componente de ordem m
Γ	Decaimento exponencial $\Gamma = e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}$
γ	Característica DC $\gamma = -I_0/\tau$
u	Tamanho da janela de dados
OSC_I e OSC_ϕ	Índices de Desempenho que avaliam a oscilação da resposta
OVR_I e OVR_ϕ	Índices de Desempenho que avaliam o <i>overshoot</i> da resposta
TCV_I e TCV_ϕ	Índices de Desempenho que avaliam o tempo de convergência da resposta

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	27
1.2	OBJETIVOS	27
1.3	MOTIVAÇÃO	27
1.4	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	28
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	30
2	ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL	33
2.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	33
2.2	A COMPONENTE UNIDIRECIONAL	33
2.3	FILTRO DE FOURIER	35
2.4	FILTRO DE FOURIER MODIFICADO PROPOSTO POR LEE	36
2.5	FILTRO COSSENO	38
2.6	FILTRO PROPOSTO POR AL-TALLAQ	39
2.7	FILTRO DE FOURIER DE MEIO CICLO PROPOSTO POR SIDHU	40
2.8	FILTRO BASEADO EM INTEGRAL PROPOSTO POR CHO	43
2.9	FILTRO MIMIC PROPOSTO POR YU	44
2.10	FILTRO DE KALMAN	46
2.10.1	Algoritmo do filtro de Kalman	47
2.11	FILTRO BASEADO EM AJUSTE DE CURVAS	48
2.12	CONSIDERAÇÕES FINAIS	50
3	MÉTODOS PROPOSTOS	51
3.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	51
3.2	CONCEITO MATEMÁTICO INICIAL	51
3.3	DETERMINAÇÃO DOS PESOS	52
3.3.1	Método baseado em RNA	52
3.3.1.1	<i>Visão geral das Redes Neurais Artificiais</i>	52
3.3.1.2	<i>Descrição do método</i>	54
3.3.2	Método baseado em ALM	56
3.3.2.1	<i>Visão geral do algoritmo de Levenberg-Marquardt</i>	56
3.3.2.2	<i>Descrição do método</i>	57
3.4	DETERMINAÇÃO DOS FASORES	58
3.5	APLICAÇÃO EM TEMPO REAL	60
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
4	AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO E PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO	63
4.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	63
4.2	ÍNDICES DE DESEMPENHO	63
4.3	PARÂMETROS E INFORMAÇÕES DAS SIMULAÇÕES	65
4.3.1	Método baseado em RNA	65
4.3.2	Método baseado em ALM	66

4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
5	CASOS SIMULADOS E RESULTADOS	69
5.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	69
5.2	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	69
5.2.1	Caso 1: métodos de treinamento da RNA	70
5.2.2	Caso 2: cálculo de harmônicos pelos métodos propostos	71
5.2.3	Caso 3: sinal senoidal puro	74
5.2.4	Caso 4: sinal senoidal com uma componente unidirecional	74
5.2.5	Caso 5: sinal senoidal com harmônicos e duas componentes unidirecionais	79
5.2.6	Caso 6: sinal senoidal com frequência de amostragem de 16 amostras por ciclo	84
5.2.7	Caso 7: sinal senoidal com frequência de amostragem de 64 amostras por ciclo	93
5.2.8	Caso 8: sinal senoidal com frequência de 61 Hz e filtros sintonizados em 60 Hz	93
5.2.9	Caso 9: sinal senoidal com frequência de 52 Hz e filtros sintonizados em 60 Hz	98
5.2.10	Caso 10: sinal senoidal com saturação de TC	108
5.2.11	Caso 11: sistema-teste de 9 barras	109
5.2.11.1	<i>Caso 11a: Curto-circuito monofásico na linha de transmissão 6-8</i>	<i>109</i>
5.2.11.2	<i>Caso 11b: Curto-circuito trifásico na carga da barra 7</i>	<i>109</i>
5.2.11.3	<i>Caso 11c: Curto-circuito trifásico na barra 8</i>	<i>114</i>
5.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	119
6	CONCLUSÕES	131
6.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	131
	REFERÊNCIAS	133
	ANEXO A – DADOS DO SISTEMA-TESTE DE 9 BARRAS	137

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Relés de proteção são dispositivos usados em sistemas elétricos cuja principal função é monitorar os sinais de tensão e corrente do sistema e providenciar o desligamento de linhas ou outros elementos da rede a fim de protegê-los contra danos. Esses equipamentos, no entanto, são configurados para operar em sinais com forma de onda senoidal, e, apesar da forma de onda do sistema elétrico ser primariamente senoidal, em sistemas reais existem diversos fatores que podem deformá-la, interferindo na operação dos relés. Os principais desses fatores são componentes harmônicas, ruídos, e, no caso de faltas ou alterações bruscas no sistema, a componente exponencialmente decrescente, também chamada de componente unidirecional ou componente DC.

A fim de remover essas componentes indesejáveis da forma de onda do sinal e permitir a operação correta dos relés, usa-se em sua entrada um filtro para remoção ou atenuação de seus efeitos. Esse filtro é chamado de estimador fasorial, que tem por objetivo a obtenção da forma de onda senoidal fundamental do sinal, determinando sua amplitude e ângulo de fase através de operações matemáticas. Atualmente, existem muitas propostas de algoritmos de estimação fasorial baseados em diversos conceitos.

Mesmo com a grande variedade de estimadores disponíveis, nenhum deles é perfeito. Vários problemas ainda persistem. Esses variam desde pequenas imprecisões ou tempo de resposta lento até casos extremos, onde há falha na determinação dos fasores. Esse último geralmente ocorre para os casos onde a frequência de rede é outra que não a nominal. Sendo assim, o estudo de novas técnicas ou o aperfeiçoamento de técnicas existentes é um processo constante e fundamental, devido à influência que um estimador fasorial de qualidade tem na confiabilidade e funcionalidade do sistema elétrico.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo principal propor dois métodos de estimação fasorial: um com base nas Redes Neurais Artificiais, e outro no algoritmo de Levenberg-Marquardt.

Como objetivos específicos, o trabalho almeja o teste e comparação dos dois métodos propostos com diversos outros encontrados na literatura técnica para garantir uma variedade de conceitos matemáticos, incluindo os mais comuns usados atualmente em relés de proteção. Outro objetivo que se espera alcançar é o funcionamento correto em frequências do sistema fora da nominal, uma situação em que a maioria dos métodos falham em produzir resultados desejáveis.

1.3 MOTIVAÇÃO

Com o aumento do poder computacional dos processadores de relés de proteção, há a possibilidade do desenvolvimento de algoritmos cada vez mais complexos sem a perda da viabilidade prática. Isso também se reflete na frequência de amostragem dos relés, que, devido à maior capacidade dos processadores, podem trabalhar com mais amostras no mesmo intervalo de tempo, permitindo maior precisão na resposta.

Os algoritmos de estimação fasorial usados atualmente são, em sua maioria, baseados na Transformada Discreta de Fourier (TDF) ou no filtro cosseno, conceitos matemáticos que historicamente provaram ser bastante eficientes. Esses algoritmos, no entanto, apesar de serem amplamente utilizados devido à sua já conhecida confiabilidade, possuem grande margem para melhorias. Outro fator que debilita a operação de relés operando com esses algoritmos são casos onde a frequência do sistema desvia da nominal, pois algoritmos baseados em TDF são conhecidos por não apresentarem bons resultados sob estas condições, sendo necessária a utilização de estimadores de frequência, que causam atraso no tempo de resposta.

Com a introdução de algoritmos mais rápidos e precisos, é possível melhorar o funcionamento de relés de proteção, gerando melhorias significativas na proteção do sistema elétrico como um todo, contribuindo para seu funcionamento adequado. Além disso, a troca do algoritmo em relés, do ponto de vista prático, não acarretaria em grandes custos ou transtornos, pois esse é referente apenas ao software do dispositivo, e não à parte física.

1.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A literatura técnica apresenta uma vasta quantidade de técnicas e métodos de estimação fasorial para reduzir ou eliminar as componentes indesejáveis do sinal de entrada dos relés, tendo como principal foco a componente unidirecional. Uma síntese de algumas dessas técnicas é apresentado a seguir.

Sachdev e Baribeau (1979) apresentam um filtro baseado no método dos Mínimos Quadrados. O algoritmo proposto pelos autores modela os parâmetros da componente unidirecional como uma constante somada a uma rampa decrescente, utilizando os dois primeiros termos da série de Taylor. Segundo Sidhu et al. (2003), o desempenho desse algoritmo não é satisfatório quando a constante de tempo é muito pequena. Pelo fato de a componente unidirecional, que é exponencial, ser modelada por meio de uma rampa, mesmo com constantes de tempo altas o algoritmo apresenta erros consideráveis nos resultados.

Girgis e Brown (1981), Girgis e Brown (1985) apresentam uma técnica de remoção da componente unidirecional baseada no filtro de Kalman. Os autores utilizam a forma recursiva característica desse filtro, e realizando operações matemáticas bastante simples obtêm o resultado desejado. Apesar do método bastante simples, ele é limitado pela capacidade do filtro de Kalman que, apesar de obter resultados satisfatórios em outras aplicações, pode apresentar erros grandes na estimação fasorial dependendo da constante de tempo da componente unidirecional.

Benmouyal (1995) propôs um filtro digital Mimic. Esse filtro pode remover completamente a componente unidirecional, mas somente quando a constante de tempo do sistema for igual à constante de tempo gerada no algoritmo. Essa condição não é comum em um sistema de potência real, uma vez que a constante de tempo e a amplitude da componente unidirecional são desconhecidas, pois são funções da impedância de falta, posição da falta, e ângulo de incidência de falta (YU; GU, 2001). Ainda, segundo Phadke e Thorp (2009), qualquer ruído presente no sinal da corrente tende a ser amplificado pelo circuito Mimic. Yu (2006) também propôs um filtro Mimic, porém com aplicação voltada para relés de distância.

Yu e Gu (2001) apresentaram um algoritmo que faz uso de um filtro analógico passa-baixa, que remove as harmônicas de ordem superior, e um filtro baseado na Transformada Discreta de Fourier, modificado de ciclo completo (TDFCC) e de meio ciclo (TDFMC). O algoritmo TDFCC modificado requer um ciclo mais três ou quatro amostras, e o algoritmo TDFMC requer meio ciclo mais quatro amostras. Uma desvantagem que esse método tem é

apresentar resultados inferiores do que os da TDF convencional caso a componente unidirecional não esteja presente no sinal.

Sidhu et al. (2003) propuseram uma técnica baseada na estimação da componente unidirecional do sinal que é capaz de se adaptar automaticamente ao sistema e às condições de falta. São usados dois filtros de Fourier de ciclo completo em paralelo, sintonizados em frequências diferentes: um na frequência fundamental do sistema, e outro em uma frequência superior à de corte do filtro passa-baixa. O objetivo desse filtro sintonizado em uma frequência mais alta é determinar os parâmetros da componente unidirecional. De modo geral, o filtro proposto obteve bons resultados e é bastante renomado, de modo que até hoje é usado em comparações de métodos de estimação fasorial.

Guo, Kezunovic e Chen (2003) propuseram um algoritmo melhorado que também utiliza a TDF, apresentando um excelente desempenho. O principal problema, porém, é o fato de que se o sinal não se encaixa no modelo assumido pelo algoritmo, o desempenho fica bastante prejudicado.

Pan, Vu e Hu (2004) propuseram uma compensação dos efeitos da saturação dos transformadores de corrente (TC), ou seja, apresentam uma técnica que reduz os erros de medida na forma de onda da corrente causados pelos efeitos da saturação dos TCs. Este método foi usado como base no desenvolvimento de um algoritmo baseado em ajuste de curvas proposto pelo autor (DA SILVA, 2014).

Outro algoritmo baseado na TDF modificada foi proposto por Lee, Kang e Nam (2008). Os autores propuseram um método que decompõe o processo da TDF convencional em uma TDF que utiliza um conjunto de amostras pares e outra que utiliza um conjunto de amostras ímpares. O efeito da componente unidirecional é isolado e eliminado usando a relação recursiva das saídas das TDFs com amostras pares e ímpares. O filtro apresentou bons resultados, e é o principal método usado como base na comparação do desempenho dos algoritmos de estimação fasorial.

Cho et al. (2009) propuseram um algoritmo de filtragem que estima a componente unidirecional por meio do cálculo da integral da corrente de falta durante um período mais um pequeno intervalo de tempo. O método, assim como o de Lee, Kang e Nam (2008), apresentou resultados muito bons, porém possui um esforço computacional relativamente mais elevado, por usar cálculo de integrais. Ainda, como o cálculo da integral da corrente é diretamente afetado pela frequência, o método é bastante prejudicado em frequências fora da nominal.

Smith e Nair (2009) apresentaram uma comparação entre algoritmos de estimação fasorial que utilizam a TDF e os que utilizam a Transformada Discreta Wavelet (TDW). Os autores concluíram que para um sinal que contém harmônicas a TDW não oferece nenhuma vantagem, sendo que alterações na TDW e no seu nível de recursão apresentam pouco efeito na sua precisão.

Vianello et al. (2010) utilizaram Redes Neurais Artificiais (RNA) para estimar a magnitude e fase da componente fundamental. O algoritmo proposto apresenta uma resposta melhor do que a TDF de um e dois ciclos e do que o filtro baseado em Mínimos Quadrados, quando comparado com sinais que apresentam harmônicas e a componente unidirecional. A desvantagem, no entanto, é que o método leva um tempo muito grande para convergir, chegando a atingir dois ciclos.

Al-Tallaq, Al-Sharai e El-Hawary (2011) propuseram um algoritmo de filtragem que, assim como o de Cho et al. (2009), se baseia na integração do sinal de corrente. O método

provou ser mais eficiente do que a TDF convencional, porém também necessita de um ciclo para o cálculo da integral. Sua desvantagem é que oferece resultados inferiores em sinais onde a componente unidirecional não está presente.

Jiang, Miao e Liu (2014) propuseram um filtro baseado no método da decomposição do modo empírico modificado, usando os conceitos da TDF e da Transformada Hilbert para melhorar o desempenho e a velocidade do filtro. Os autores, porém, desenvolveram o filtro para a remoção da componente fundamental, e não avaliaram seu desempenho na presença de harmônicos ou ruídos.

Filho et al. (2016) propuseram um algoritmo de estimação fasorial baseado no método generalizado de cancelamento por sinais atrasados, aplicado especificamente para relés de distância. Os autores compararam os resultados com um método baseado na TDF, apresentando resultados ligeiramente superiores, mas que não justificam sua aplicação.

Tajdinian et al. (2016) propuseram um algoritmo que leva em conta desvios de frequência, através da TDF e da Transformada Hilbert. Esse método, apesar de apresentar bons resultados nos casos de desvios de frequência, não apresenta melhorias significativas nos casos com frequência nominal, além de exigir um esforço computacional bastante alto devido às equações envolvidas nos cálculos de estimação de frequência.

Vejdán, Sanaye-Pasand e Malik (2017) propuseram um algoritmo baseado no modelo do sinal utilizando dois modelos dinâmicos derivados da modulação em amplitude e em fase. De modo a reduzir erros em frequência fora da nominal, os autores também desenvolveram um estimador de frequência para operar juntamente com o estimador fasorial, produzindo resultados melhores do que a TDF convencional e outros métodos similares.

Tendo em vista a grande quantidade de filtros disponíveis, a escolha dos algoritmos a serem usados para comparação neste trabalho foi feita com a intenção de se obter variedade de métodos, assim como a utilização dos filtros mais comuns utilizados em relés de proteção. Tais algoritmos serão apresentados no capítulo 2.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho é dividido em seis capítulos descritos a seguir:

- O capítulo 1 foi dedicado à introdução do trabalho, relatando objetivos, motivações, e uma revisão bibliográfica do assunto;
- O capítulo 2 introduz os algoritmos de estimação fasorial, abrangendo um estudo da componente unidirecional e seus efeitos em relés de proteção, e uma breve descrição da teoria que envolve cada um dos algoritmos usados ao longo do trabalho;
- O capítulo 3 dedica-se exclusivamente aos métodos propostos no trabalho, onde uma visão geral das RNAs e do algoritmo de Levenberg-Marquardt e toda a explicação teórica do funcionamento dos algoritmos são apresentados.
- O capítulo 4 apresenta uma introdução aos índices de desempenho usados para fins de comparação, assim como informações gerais sobre como foram feitas as simulações;
- O capítulo 5 consiste das simulações realizadas, onde são mostrados os casos usados para comparação entre os algoritmos, escolhidos de modo a abranger a maior diversidade

possível. Ainda, os resultados obtidos das simulações são apresentados, juntamente com as discussões e comentários.

- O capítulo 6 apresenta as considerações finais e conclusões do trabalho, assim como as sugestões para trabalhos futuros;

Por fim, são apresentadas as referências bibliográficas e anexos.

2 ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL

2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Segundo Schweitzer e Hou (1993), os algoritmos de filtragem digital, neste caso aplicados à estimação fasorial, devem apresentar uma resposta adequada quando estiverem operando próximo à frequência do sistema, rejeitar a componente unidirecional, atenuar ou rejeitar harmônicos, e ter boa resposta transitória.

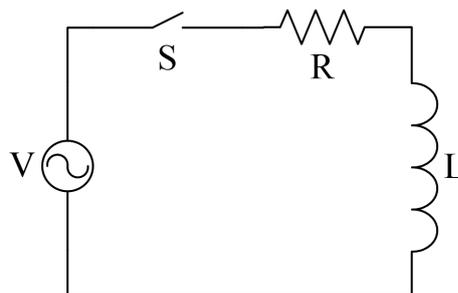
Neste capítulo será descrita a natureza da componente unidirecional e seus efeitos sobre os relés de proteção, ressaltando a importância da estimação fasorial. A seguir, serão estudados os conceitos teóricos dos algoritmos de estimação fasorial utilizados neste trabalho. Será dada ênfase aos seguintes algoritmos: o filtro de Fourier, o filtro de Fourier modificado proposto por Lee, Kang e Nam (2008), o filtro proposto por Al-Tallaq, Al-Sharai e El-Hawary (2011), o filtro de Fourier modificado de meio ciclo proposto por Sidhu et al. (2003), o filtro baseado em integral proposto por Cho et al. (2009), o filtro Mimic, o filtro cosseno, o filtro de Kalman, e o filtro baseado em ajuste de curvas proposto pelo autor (DA SILVA, 2014).

2.2 A COMPONENTE UNIDIRECIONAL

Para que os relés de proteção operem de maneira correta, é preciso que as correntes de falta que passam através do circuito primário dos TCs sejam representadas com o mínimo de distorções. Porém, durante o início ou extinção de um curto-circuito, dependendo das condições e topologia do sistema, podem existir componentes transitórias que, dependendo da magnitude, podem levar à saturação dos TCs. Isso pode comprometer severamente o funcionamento dos relés. Dentre essas componentes transitórias, a principal é a componente unidirecional exponencialmente decrescente, comumente chamada de componente DC ou contínua, que é o resultado da mudança instantânea do estado do sistema na presença de componentes reativos (STRINGER, 1998).

Como a grande maioria dos sistemas de potência são predominantemente indutivos e resistivos, será analisado o comportamento da corrente nos instantes iniciais após a ocorrência de um curto-circuito, utilizando o circuito RL mostrado na Figura 2.1. Nesse modelo, a resistência e a indutância representam o equivalente do sistema e da fonte durante a falta.

Figura 2.1 – Sistema elétrico representado por um circuito RL



Fonte: Autor

A situação apresentada na figura mostra que, quando a chave S é fechada, uma corrente i

passa a circular no circuito. No entanto, essa corrente não atinge seu valor de regime permanente instantaneamente, uma vez que o circuito indutivo exige que a corrente inicie em zero. Dessa forma, surge uma componente transitória, que possibilita a corrente atingir, de forma suave, seu valor máximo. Esse fato é mais bem compreendido quando se analisa a equação da corrente i no instante em que a chave é fechada.

A tensão V pode ser representada no domínio do tempo pela Equação (2.1).

$$v(t) = V_m \sin(\omega t + \phi) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Onde V_m é o módulo da tensão de pico, ω é a frequência angular, e ϕ é o ângulo de fase inicial.

Resolvendo a equação diferencial de primeira ordem em função de $i(t)$, têm-se a Equação (2.2)

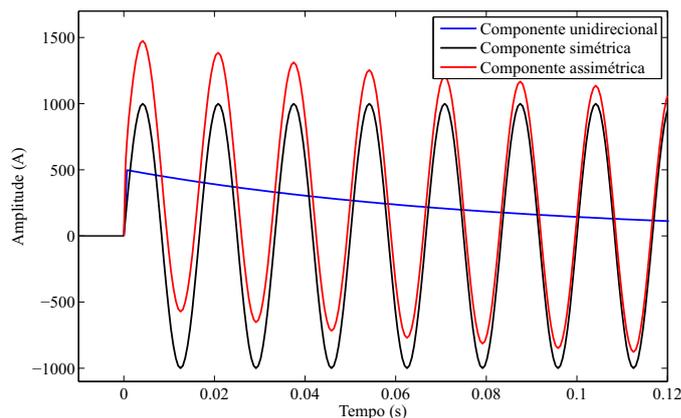
$$i(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\sin(\omega t + \phi - \theta) - \sin(\phi - \theta) e^{-\frac{R}{L}t} \right] \quad (2.2)$$

Onde θ é o ângulo entre a tensão e a corrente, representado pela Equação (2.3).

$$\theta = \arctan \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (2.3)$$

A Equação (2.2) mostra uma representação genérica da corrente em um circuito durante uma falta. Essa corrente é chamada de assimétrica, pois é deslocada em relação ao eixo do tempo, e é ilustrada na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Componentes da corrente de falta



Fonte: Autor

A Equação (2.2) ainda pode ser dividida em duas partes, uma chamada de i_{AC} e a outra de i_{DC} , representadas nas Equações (2.4) e (2.5), respectivamente, onde i_{AC} é a componente simétrica e i_{DC} é a componente unidirecional.

$$i_{AC} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t + \phi - \theta) \quad (2.4)$$

$$i_{DC} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\phi - \theta) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2.5)$$

Analisando a Equação (2.5), tem-se que a componente unidirecional será nula quando $\phi - \theta = c\pi$, para todo c inteiro, e máxima em módulo quando $\phi - \theta = c\pi/2$, para todo c inteiro ímpar.

O tempo de permanência da componente unidirecional no sinal de corrente é determinado pelo valor da constante de tempo τ do circuito, sendo $\tau = L/R$. A constante de tempo indica o tempo necessário para que essa componente atinja 37% de seu valor inicial.

Como a corrente assimétrica atinge valores superiores à corrente de regime permanente, ela poderá saturar os TCs e, dessa forma, os valores de corrente do circuito secundário não corresponderão aos valores reais do sistema, afetando a operação do relé. Mesmo que a magnitude da componente unidirecional não seja suficientemente alta para saturar os TCs, o desempenho dos relés operados por corrente, como relés de sobrecorrente e relés de distância, pode ser afetado. Segundo Phadke e Thorp (2009), essa componente é a principal causa de sobrealcance transitório em relés de alta velocidade. Como alguns relés de distância têm seu funcionamento fundamentado no cálculo da impedância aparente, se a componente unidirecional estiver presente no sinal de corrente visto pelo relé a impedância vista será menor do que a impedância real do sistema.

No caso de relés de sobrecorrente instantâneos, a componente unidirecional pode fazer com que a corrente vista por ele supere o valor de ajuste e, dessa forma, o relé pode operar para uma falta além de sua zona de atuação, causando problemas de coordenação e seletividade.

Tendo em vista todas as suas consequências, é fundamental que essa componente não esteja presente no sinal de entrada do relé, a fim de garantir uma boa confiabilidade em sua operação.

2.3 FILTRO DE FOURIER

Algoritmos de estimação fasorial baseados na Transformada Discreta de Fourier (TDF) são os mais comumente utilizados nos relés de proteção, juntamente com os baseados no filtro cosseno. A estimação da componente de frequência fundamental é feita por meio da correlação entre as amostras de um ciclo do sinal a ser filtrado com as amostras de um ciclo dos sinais de referência, seno e cosseno, na frequência fundamental (IEEE TUTORIAL COURSE, 1979). Todos esses sinais devem possuir a mesma frequência de amostragem.

Sendo N a frequência de amostragem, a cada instante N amostras do sinal de entrada são multiplicadas pelas amostras dos sinais de referência. Os resultados dessas multiplicações são então armazenados em I_c^m (função cosseno) e I_s^m (função seno), como mostrado nas Equações (2.6) e (2.7).

$$I_c^m = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] \cos\left(n \frac{2\pi}{N} m\right) \quad (2.6)$$

$$I_s^m = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] \sin\left(n \frac{2\pi}{N} m\right) \quad (2.7)$$

Onde $i[n]$ é a n -ésima amostra do sinal a ser filtrado e m é m -ésima harmônica do sinal. Considerando m igual a 1 e mesclando as Equações (2.6) e (2.7), chega-se à equação final do filtro de Fourier para a componente fundamental, mostrada em (2.8).

$$I_{TDF} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} n} \quad (2.8)$$

Segundo Phadke e Thorp (2009), com N amostras por ciclo é possível calcular $N/2 - 1$ harmônicas, afirmação proveniente do Teorema da Amostragem de Nyquist. A magnitude e a fase da m -ésima harmônica são obtidas pelas Equações (2.9) e (2.10), respectivamente.

$$I_m = \sqrt{(I_c^m)^2 + (I_s^m)^2} \quad (2.9)$$

$$\phi_m = \arctan \left(\frac{I_s^m}{I_c^m} \right) \quad (2.10)$$

O filtro de Fourier apresenta alguns problemas com relação à componente unidirecional do sinal, sendo incapaz de detectá-la e, conseqüentemente, de removê-la. Quando o sinal de entrada $x(t)$ contém sinais DC constantes e harmônicas inteiras, a TDF necessita somente de um ciclo para calcular o fasor fundamental com precisão. No entanto, como correntes de falta sempre possuem a componente exponencialmente decrescente, que é composta de componentes inter-harmônicas, o fasor só será obtido quando a componente unidirecional decair para um valor suficientemente baixo (YU, 2006).

Um trabalho foi publicado anteriormente mostrando os efeitos dessa componente na resposta do filtro (DA SILVA; CARDOSO JR.; MARCHESAN, 2013). Na literatura técnica existem diversas modificações do filtro de Fourier básico para melhorar sua resposta em relação a essa componente.

2.4 FILTRO DE FOURIER MODIFICADO PROPOSTO POR LEE

Para resolver o problema em relação à componente unidirecional do filtro de Fourier, Lee, Kang e Nam (2008) propuseram uma maneira de obter a resposta do filtro levando em conta essa componente.

Basicamente, o fasor de frequência fundamental é obtido por meio da Equação (2.11), simplesmente subtraindo a componente unidirecional da resposta do filtro de Fourier básico.

$$I_{TDF}^1 = I_{TDF} - I_{TDF}^{DC} \quad (2.11)$$

Onde I_{TDF}^1 representa o fasor de frequência fundamental, mostrado na Equação (2.12), I_{TDF} representa o fasor com a componente unidirecional, e I_{TDF}^{DC} representa o fasor da componente unidirecional.

$$I_{TDF}^1 = I_1 e^{j\phi_1} \quad (2.12)$$

Onde I_1 e ϕ_1 representam a amplitude e o ângulo de fase da componente de frequência fundamental, respectivamente. Para que seja possível aplicar a Equação (2.11) a fim de remover a componente unidirecional, I_{TDF}^{DC} deve ser calculado por meio da Equação (2.13).

$$I_{TDF}^{DC} = \frac{2}{N} I_0 \left(\frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau} N}}{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}}} \right) \quad (2.13)$$

Onde I_0 representa a amplitude da componente unidirecional, τ representa a constante de tempo, e N é o número de amostras por ciclo. A equação do filtro de Fourier mostrada em (2.8) pode ser decomposta em duas partes: uma que leva em consideração as amostras pares, e outra, as amostras ímpares, conforme mostrado na Equação (2.14) e, em detalhes, na Equação (2.15).

$$I_{TDF} = I_{TDF}^{\text{par}} + I_{TDF}^{\text{ímpar}} \quad (2.14)$$

$$I_{TDF} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} i[2n] \left(e^{-j\frac{2\pi}{N} 2n} \right) + \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} i[2n+1] \left(e^{-j\frac{2\pi}{N} (2n+1)} \right) \quad (2.15)$$

A saída desse filtro de Fourier modificado para amostras pares é dada pela Equação (2.16).

$$I_{TDF}^{\text{par}} = \frac{1}{2} I_1 e^{j\phi_1} + \frac{2}{N} I_0 \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau} N}}{1 - \left(e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^2} \quad (2.16)$$

Dessa forma, o primeiro termo da Equação (2.16) equivale a uma parcela da componente de frequência fundamental I_{TDF}^1 , e o segundo termo representa uma parcela da componente unidirecional I_{TDF}^{DC} . A saída do filtro de Fourier modificado pra amostras ímpares é dada pela Equação (2.17).

$$I_{TDF}^{\text{ímpar}} = \frac{1}{2} I_1 e^{j\phi_1} + \frac{2}{N} e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}} I_0 \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}}{1 - \left(e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)} \quad (2.17)$$

Da mesma forma que no caso das amostras pares, o primeiro termo da Equação (2.17) representa uma parcela da componente de frequência fundamental, e o segundo representa uma parcela da componente unidirecional. Como se deseja obter somente a resposta do filtro devido a esta última, é necessário a eliminação da componente fundamental. Isso é feito subtraindo-se a Equação (2.17) da Equação (2.16), como mostrado em (2.18).

$$I_{TDF}^{\text{par}} - I_{TDF}^{\text{ímpar}} = \frac{2}{N} I_0 \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}}} \quad (2.18)$$

Reescrevendo a Equação (2.18) em função da parte real e imaginária, obtêm-se as Equações (2.19) e (2.20).

$$I_{\text{real}} = \frac{2}{N} I_0 \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}}{1 + e^{-2\frac{\Delta t}{\tau}} + 2e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \left(1 + e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right) \quad (2.19)$$

$$I_{\text{imag}} = \frac{2}{N} I_0 \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}}{1 + e^{-2\frac{\Delta t}{\tau}} + 2e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)} e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad (2.20)$$

A partir dessas equações, obtém-se o termo da exponencial da componente unidirecional, mostrado na Equação (2.21).

$$e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} = \frac{I_{\text{imag}}}{I_{\text{real}} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) - I_{\text{imag}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad (2.21)$$

Por fim, substituindo a Equação (2.21) em (2.18), é possível determinar a resposta do filtro devido à componente unidirecional, conforme mostra a Equação (2.22).

$$I_{TDF}^{DC} = \left(I_{TDF}^{\text{par}} - I_{TDF}^{\text{ímpar}} \right) \frac{1 + e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}}}{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} e^{-j\frac{2\pi}{N}}} \quad (2.22)$$

Portanto, o fasor de frequência fundamental pode ser determinado pela substituição da Equação (2.22) em (2.11).

2.5 FILTRO COSSENO

Esse tipo de filtro utiliza o mesmo procedimento descrito para o filtro de Fourier. O filtro cosseno, no entanto, usa somente a função cosseno como referência, ao invés das duas utilizadas no filtro de Fourier (SCHWEITZER; HOU, 1992). A principal diferença é que, ao invés de usar uma função de referência deslocada de um quarto de ciclo como o filtro de Fourier, o filtro cosseno desloca a amostra em um quarto de ciclo (SENGER; DE SANTANA, 1998).

A multiplicação do sinal de entrada pela função de referência é mostrada nas Equações (2.23) e (2.24).

$$I_c^m[n] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] \cos\left(n \frac{2\pi}{N} m\right) \quad (2.23)$$

$$I_c^m[n - N/4] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n - N/4] \cos\left(n \frac{2\pi}{N} m\right) \quad (2.24)$$

O cálculo da componente fundamental, portanto, é feito através das Equações (2.25) e (2.26).

$$I_m = \sqrt{(I_c^m[n])^2 + (I_c^m[n - N/4])^2} \quad (2.25)$$

$$\phi_m = \arctan\left(\frac{I_c^m[n - N/4]}{I_c^m[n]}\right) \quad (2.26)$$

2.6 FILTRO PROPOSTO POR AL-TALLAQ

Inicialmente, considera-se um sinal de corrente contendo a componente fundamental, harmônicos, e a componente fundamental, conforme Equação (2.27) (AL-TALLAQ; AL-SHARAI; EL-HAWARY, 2011).

$$i(t) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^p I_m \cos(m\omega_1 t + \phi_m) \quad (2.27)$$

Onde I_0 e τ são a magnitude e constante de tempo da componente unidirecional, m é a m -ésima harmônica, e p é a máxima ordem harmônica do sinal.

Todos os termos, com exceção do primeiro da Equação (2.27), são periódicos. Isso significa que a diferença entre duas amostras separadas por um período de frequência fundamental T é zero. Portanto, a Equação (2.28) pode ser escrita.

$$\begin{aligned} i(t+T) - i(t) &= I_0 e^{-\frac{t+T}{\tau}} - I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} (e^{-\frac{T}{\tau}} - 1) = x(t) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Integrando a Equação (2.27) resulta na Equação (2.29).

$$\begin{aligned} u(t) &= \int i(t) dt = \int \left(I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^p I_m \cos(m\omega_1 t + \phi_m) \right) dt \\ &= -I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^p \frac{I_m}{m\omega_1} \sin(m\omega_1 t + \phi_m) + \text{constante} \end{aligned} \quad (2.29)$$

O segundo termo da Equação (2.29) também é periódico, portanto:

$$\begin{aligned} u(t+T) - u(t) &= \int_t^{t+T} I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} dt = \left(-I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \Big|_t^{t+T} = -I_0 \tau e^{-\frac{t+T}{\tau}} + I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= -I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} (e^{-\frac{T}{\tau}} - 1) = y(t) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Das Equações (2.28) e (2.30), se o valor da corrente de falta e sua integral durante qualquer período no instante t ao $t+T$ é conhecido, a Equação (2.31) pode ser usada para calcular a constante de tempo τ em qualquer instante.

$$\tau = -\frac{y(t)}{x(t)} \quad (2.31)$$

Usando as Equações (2.28) e (2.31), o valor instantâneo da componente unidirecional é calculado conforme a Equação (2.32).

$$I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = -\frac{x(t)}{e^{-\frac{T}{\tau(t)}} - 1} \quad (2.32)$$

Nas Equações (2.31) e (2.32), $x(t)$ e $y(t)$ são obtidos da corrente de falta medida e integrada, respectivamente, nos instantes t e $t + T$. A componente unidirecional é subtraída do sinal de entrada e a TDF pode ser aplicada ao resultado para extrair a componente fundamental.

Da Equação (2.28), o valor da componente unidirecional no tempo t é calculado com a constante de tempo e o sinal original da corrente de falta. O valor da componente unidirecional do próximo instante de amostragem pode ser calculado multiplicando-se os valores anteriores por um incremento exponencial mostrado nas Equações (2.33) e (2.34).

$$I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{x(t)}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} \quad (2.33)$$

$$I_0 e^{-\frac{t+\Delta t}{\tau}} = \frac{x(t + \Delta t)}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} I_0 e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} = \frac{x(t)}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \quad (2.34)$$

No entanto, para a aplicação do algoritmo à corrente de falta e estimar a componente unidirecional, um ciclo completo de dados devem estar disponíveis. A constante de tempo da componente unidirecional pode ser calculada aplicando-se $t = 0$ na Equação (2.31). A Equação (2.35) é então obtida.

$$\tau = -\frac{y(0)}{x(0)} = \frac{u(T) - u(0)}{i(T) - i(0)} \quad (2.35)$$

Essa equação requer que o instante em que a falta ocorra seja detectado. Sabendo a constante de tempo, e aplicando as Equações (2.33) e (2.34), o valor da componente unidirecional é diretamente calculado.

2.7 FILTRO DE FOURIER DE MEIO CICLO PROPOSTO POR SIDHU

Esse filtro consiste de dois conjuntos de filtros digitais ortogonais (Conjunto I e Conjunto II), que eliminam a componente transitória exponencialmente decrescente e harmônicas e extraem somente a componente de frequência fundamental do sinal (SIDHU et al., 2003). Cada conjunto de filtros ortogonais possui um filtro seno, que estima a parte real do fasor, e um filtro cosseno, que estima a parte imaginária.

Os filtros do Conjunto I são sintonizados para extrair a componente de frequência fundamental do sinal de entrada. Esses filtros devem ser projetados para eliminar as componentes harmônicas, mas não devem extrair a componente unidirecional para que possa possuir melhor resposta em frequências não-harmônicas. Portanto, quando o sinal de entrada possui componentes unidirecionais, esses filtros não irão removê-las, sendo necessária uma correção de erro na saída desses filtros para se obter o fasor correto. Isso é feito por meio dos filtros ortogonais do Conjunto II.

Os filtros do Conjunto II são sintonizados em uma frequência alta, correspondente à m -ésima harmônica. Essa frequência é mais alta do que a frequência de corte do filtro passa-baixa da entrada do relé, mas mais baixa do que metade da frequência de amostragem. Esses filtros também são projetados para eliminar todas as harmônicas mais baixas do que a frequência de corte do filtro passa-baixa. Portanto, esses filtros são afetados somente pela componente transitória exponencialmente decrescente. Desses filtros, os parâmetros da componente DC unidirecional podem ser estimados e, conseqüentemente, o efeito dessa componente pode ser eliminado do Conjunto I.

O efeito da componente unidirecional no fasor calculado usando os filtros do Conjunto I é removido relacionando-se as saídas dos dois conjuntos de filtros. Isso é feito a partir da criação de três Tabelas de Pesquisa (*Look-Up Tables*). Essas Tabelas de Pesquisa são criadas off-line, descritas a seguir.

A Tabela de Pesquisa I é criada das saídas dos filtros do Conjunto II. A esses filtros, uma entrada consistindo somente de uma componente unidirecional pura é aplicada, com magnitude de 1 pu e constantes de tempo variando de 1 a 100 ms. As razões entre as partes reais e imaginárias desses filtros para cada constante de tempo são armazenadas nessa Tabela de Pesquisa. Essa razão é fixa para uma dada constante de tempo, e independe da magnitude inicial da componente unidirecional. Essa razão é expressa conforme a Equação (2.36).

$$k_1(\tau) = \frac{fII_{\text{realDC}}(\tau)}{fII_{\text{imagDC}}(\tau)} \quad (2.36)$$

Onde $k_1(\tau)$ é a razão para uma dada constante de tempo τ , $fII_{\text{realDC}}(\tau)$ é a saída do filtro seno, que determina a parte real do fasor definido na constante de tempo τ , e $fII_{\text{imagDC}}(\tau)$ é a saída do filtro cosseno, que calcula a parte imaginária.

As Tabelas de Pesquisa II e III são criadas a partir das saídas dos filtros seno e cosseno dos filtros dos Conjuntos I e II. Aos filtros seno e cosseno do Conjunto I são aplicadas uma entrada consistindo de uma componente unidirecional pura, com magnitude de 1 pu e constantes de tempo variando de 1 a 100 ms. As saídas desses filtros apresentarão as partes real e imaginária devido somente à componente unidirecional para cada constante de tempo. Na Tabela de Pesquisa II a razão entre a parte real do Conjunto I e a parte real do Conjunto II é armazenada, conforme a Equação (2.37).

$$k_2(\tau) = \frac{fI_{\text{realDC}}(\tau)}{fII_{\text{realDC}}(\tau)} \quad (2.37)$$

Onde $k_2(\tau)$ é a razão para uma dada constante de tempo τ , $fI_{\text{realDC}}(\tau)$ é a saída do filtro seno do Conjunto I, que calcula a parte real do fasor definido na constante de tempo τ , e $fII_{\text{realDC}}(\tau)$ é a saída do filtro seno do Conjunto II, que também calcula a parte real.

Similarmente, a Tabela de Pesquisa III é criada, mas com as partes imaginárias dos dois conjuntos de filtros, conforme a Equação (2.38).

$$k_3(\tau) = \frac{fI_{\text{imagDC}}(\tau)}{fII_{\text{imagDC}}(\tau)} \quad (2.38)$$

Onde $k_3(\tau)$ é a razão para uma dada constante de tempo τ , $fI_{\text{imagDC}}(\tau)$ é a saída do filtro cosseno do Conjunto I, que calcula a parte imaginária do fasor definido na constante de tempo τ , e $fII_{\text{imagDC}}(\tau)$ é a saída do filtro cosseno do Conjunto II, que também calcula a parte imaginária.

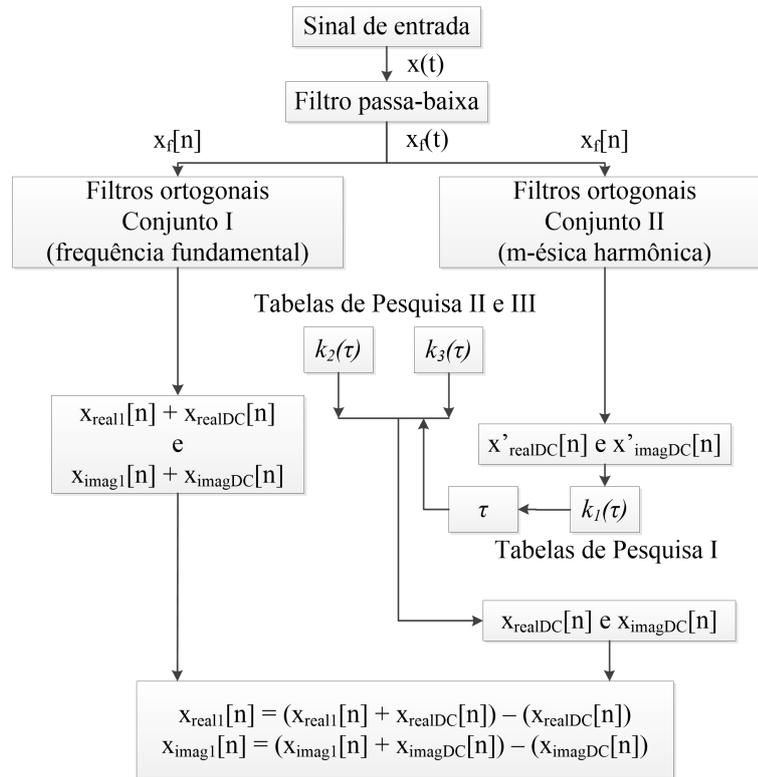
As razões k_1 , k_2 e k_3 são fixas para uma dada constante de tempo, independentes da magnitude inicial da componente unidirecional.

Um fluxograma do funcionamento do filtro proposto por Sidhu et al. (2003) é mostrado na Figura 2.3.

O processo passo-a-passo é descrito a seguir (SIDHU et al., 2003):

- O filtro passa-baixa filtra o sinal de entrada $x(t)$;

Figura 2.3 – Fluxograma do filtro proposto por Sidhu et al. (2003)



Fonte: modificado de (SIDHU et al., 2003)

- O sinal filtrado $x_f(t)$ é digitalizado ($x[n]$) e aplicado aos dois conjuntos de filtros ortogonais;
- Da saída do Conjunto II, a razão k_1 entre as partes real e imaginária é determinada a cada intervalo de amostragem;
- A constante de tempo τ correspondente a essa razão é obtida da Tabela de Pesquisa I;
- As razões k_2 e k_3 correspondentes a essa constante de tempo são obtidas das Tabelas de Pesquisa II e III, respectivamente;
- A parte real da componente unidirecional é calculada a partir da Equação (2.37), já que a razão k_2 e fII_{realDC} são conhecidos para essa constante de tempo;
- Analogamente, a parte imaginária é calculada a partir da Equação (2.38), já que a razão k_3 e fII_{imagDC} são conhecidos para essa constante de tempo;
- A correção de erro é feita, subtraindo-se as partes real e imaginária da componente unidirecional obtida no passo anterior, das partes real e imaginária respectivas da saída do Conjunto I. Com isso, resta apenas as partes real e imaginária do fasor de frequência fundamental.

2.8 FILTRO BASEADO EM INTEGRAL PROPOSTO POR CHO

Esse filtro baseia-se no cálculo da integral do sinal de corrente. Considera-se inicialmente um sinal de corrente composto da componente fundamental, harmônicas e uma componente unidirecional, conforme Equação (2.39) (CHO et al., 2009).

$$i(t) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^p I_m \sin(m\omega_1 t + \phi_m) \quad (2.39)$$

Onde I_0 e τ são a magnitude e constante de tempo da componente unidirecional, respectivamente, m é a ordem harmônica, I_m e ϕ_m são a magnitude e ângulo de fase da m -ésima harmônica, respectivamente, e p é a máxima ordem harmônica.

Se a Equação (2.39) for integrada durante um período T , a integral do segundo termo é zero, e somente a integral do primeiro termo, que é relacionado à componente unidirecional, permanece, conforme Equação (2.40).

$$\begin{aligned} \int_{t-T}^T i(t) dt &= \int_{t-T}^t \left[I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^p I_m \sin(m\omega_1 t + \phi_m) \right] dt \\ &= \int_{t-T}^t I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} dt = \left[I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \right]_{t-T}^t \\ &= -I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{\frac{T}{\tau}} \right) \\ &= Z(t) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Considerando a integral da componente unidirecional durante um período em um tempo t como sendo $Z(t)$, então $Z(t + \Delta t)$, que representa a integral da componente unidirecional após um pequeno intervalo de tempo, é expressa como mostra a Equação (2.41).

$$\begin{aligned} Z(t + \Delta t) &= -I_0 \tau e^{-\frac{t+\Delta t}{\tau}} \left(1 - e^{\frac{T}{\tau}} \right) \\ &= -I_0 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{\frac{T}{\tau}} \right) e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \\ &= Z(t) e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Dessas duas equações, sabendo a integral da corrente de falta durante um período, as Equações (2.42) e (2.43) são usadas para calcular a componente unidirecional, respectivamente.

$$\tau = -\frac{\Delta t}{\ln \frac{Z(t+\Delta t)}{Z(t)}} \quad (2.42)$$

$$I_0 = \frac{Z(t)}{-\tau e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{\frac{T}{\tau}} \right)} \quad (2.43)$$

2.9 FILTRO MIMIC PROPOSTO POR YU

Para a implementação desse filtro, que é baseado na TDF, primeiramente o sinal de entrada é definido conforme a Equação (2.44).

$$i(t) = I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.44)$$

Tomando N amostras a cada ciclo, a amostra de número n é dada pela Equação (2.45).

$$i(n) = I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) + I_0 \Gamma^{-n} \quad (2.45)$$

Onde Γ é o parâmetro de decaimento exponencial $\Gamma = e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}$.

Usando o algoritmo da TDF de ciclo completo, as partes real e imaginária do fasor fundamental i_{real} e i_{imag} são descritos conforme as Equações (2.46) e (2.47), onde o tamanho da janela de dados é de um ciclo, sendo, portanto, igual ao número de amostras por ciclo N .

$$\begin{aligned} i_{\text{real}} &= \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N \left[I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) + I_0 \Gamma^{-n} \right] \cos\left(\frac{2n\pi}{N}\right) \\ &= \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) \cos\left(\frac{2n\pi}{N}\right) + \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N I_0 \Gamma^{-n} \cos\left(\frac{2n\pi}{N}\right) \end{aligned} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} i_{\text{imag}} &= -\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N \left[I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) + I_0 \Gamma^{-n} \right] \sin\left(\frac{2n\pi}{N}\right) \\ &= -\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) \sin\left(\frac{2n\pi}{N}\right) - \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N I_0 \Gamma^{-n} \sin\left(\frac{2n\pi}{N}\right) \end{aligned} \quad (2.47)$$

O primeiro termo da Equação (2.46) é a parte real do fasor fundamental, e o segundo termo é a parte real da componente unidirecional. Analogamente, na Equação (2.47), o primeiro termo é a parte imaginária do fasor fundamental e o segundo termo é a parte imaginária da componente unidirecional. Se ambas as partes real e imaginária da componente unidirecional forem conhecidas, é possível obter o fasor fundamental a partir da subtração dessas componentes.

Para a obtenção da componente unidirecional, o segundo termo da Equação (2.46) e o segundo termo da Equação (2.47) são rearranjados, resultando nas Equações (2.48) e (2.49).

$$\begin{aligned} \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N I_0 \Gamma^{-n} \cos\left(\frac{2n\pi}{N}\right) &= \frac{2}{N} I_0 \times \text{Real} \left[\sum_{n=1}^N \left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^n \right] \\ &= \frac{2}{N} I_0 \times \text{Real} \left[\frac{\left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^{N+1} - \left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)}{\left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right) - 1} \right] \\ &= \frac{2}{N} I_0 \times \text{Real}(\Lambda(N+1)) \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned}
\frac{2}{N} I_0 \Gamma^{-n} \sin\left(-\frac{2n\pi}{N}\right) &= \frac{2}{N} I_0 \times \text{Imag} \left[\sum_{n=1}^N \left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^n \right] \\
&= \frac{2}{N} \times \text{Imag} \left[\frac{\left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^{N+1} - \left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)}{\left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right) - 1} \right] \\
&= \frac{2}{N} I_0 \times \text{Imag}(\Lambda(N+1))
\end{aligned} \tag{2.49}$$

Onde:

$$\Lambda(N+1) = \frac{\left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^{N+1} - \left(\Gamma^{-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)}{\Gamma^{-1} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) - 1 + j\Gamma^{-1} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \tag{2.50}$$

Onde $\text{Real}(\cdot)$ e $\text{Imag}(\cdot)$ denotam as partes real e imaginária, respectivamente. Usando as notações do filtro proposto por Benmouyal (1995), o valor do parâmetro de decaimento Γ é especificado. Portanto, a única variável conhecida do decaimento exponencial é a magnitude I_0 . Para obter I_0 , é usado o próximo fasor.

Devido à computação recursiva da TDF, a parte real do fasor fundamental $i_{\text{real}}(N+1)$ é arranjado conforme a Equação (2.51).

$$\begin{aligned}
i_{\text{real}}(N+1) &= \frac{2}{N} \sum_{n=2}^{N+1} \left[I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) + I_0 \Gamma^{-n} \right] \cos\left(\frac{2n\pi}{N}\right) \\
&= i_{\text{real}}(N) + \frac{2}{N} I_0 \left(\Gamma^{-(N+1)} \cos\left(\frac{2(N+1)\pi}{N}\right) - \Gamma^{-1} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right)
\end{aligned} \tag{2.51}$$

A parte imaginária do fasor fundamental i_{imag} é arranjada conforme a Equação (2.52).

$$\begin{aligned}
i_{\text{imag}} &= \frac{2}{N} \sum_{n=2}^{N+1} \left[I_1 \cos\left(\frac{2n\pi}{N} + \phi_1\right) + I_0 \Gamma^{-1} \right] \sin\left(\frac{2n\pi}{N}\right) \\
&= i_{\text{real}}(N) + \frac{2}{N} I_0 \left(\Gamma^{-(N+1)} \sin\left(\frac{2(N+1)\pi}{N}\right) - \Gamma^{-1} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right)
\end{aligned} \tag{2.52}$$

Comparando e rearranjando as Equações (2.48) a (2.52), as relações expressas nas Equações (2.53) e (2.54) são obtidas:

$$\frac{2}{N} I_0 \times \text{Real}(\Lambda(N+1)) = \text{Real}(\psi(N+1)) \tag{2.53}$$

$$\frac{2}{N} I_0 \times \text{Imag}(\Lambda(N+1)) = \text{Imag}(\psi(N+1)) \tag{2.54}$$

Onde:

$$\psi(N+1) = \frac{[i_{\text{real}}(N+1) - i_{\text{real}}(N)] + j[i_{\text{imag}}(N+1) - i_{\text{imag}}(N)]}{\Gamma^{-1} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) - 1 + j\Gamma^{-1} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \tag{2.55}$$

As partes real e imaginária do fasor fundamental, portanto, são calculadas conforme as Equações (2.56) e (2.57).

$$\text{Parte real do fasor } N+1 = i_{\text{real}}(N) - \text{Real}(\psi(N+1)) \quad (2.56)$$

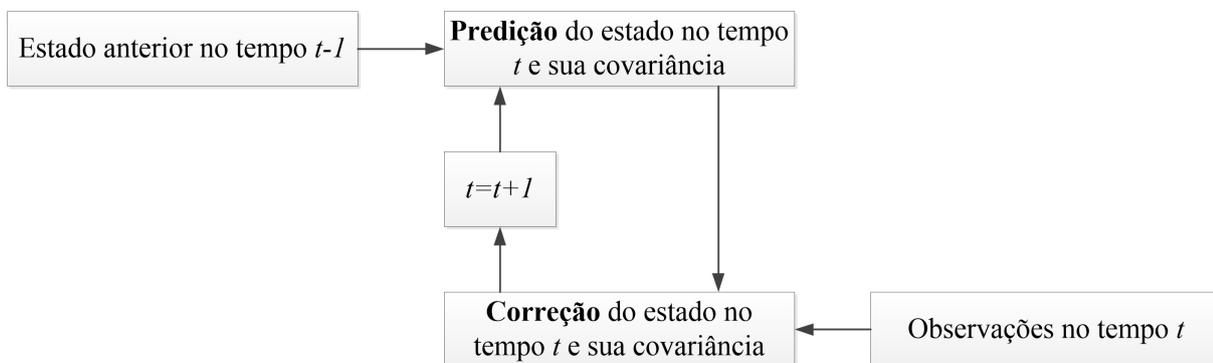
$$\text{Parte imaginária do fasor } N+1 = i_{\text{imag}} - \text{Imag}(\psi(N+1)) \quad (2.57)$$

2.10 FILTRO DE KALMAN

O filtro de Kalman é um filtro preditivo que faz uso de técnicas de estado e algoritmos recursivos (KLEINBAUER, 2004). Ele estima o estado de um sistema dinâmico que pode estar distorcido por ruído branco. Para melhorar o estado estimado, o filtro usa medidas que são relacionadas com o estado do sistema.

O filtro de Kalman possui duas etapas: a predição e a correção. Na primeira etapa, o estado é previsto com o modelo dinâmico, enquanto que na segunda etapa ele é corrigido com o modelo de observação, de modo a minimizar a covariância do erro (KLEINBAUER, 2004). Esse processo é repetido a cada intervalo de tempo com o estado da etapa anterior usada como valor inicial. Um diagrama do funcionamento do filtro é mostrado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Diagrama de funcionamento do filtro de Kalman



Fonte: Autor

Os principais componentes do filtro de Kalman são o vetor de estado, o modelo dinâmico e o modelo de observação, descritos a seguir.

O vetor de estado contém as variáveis de interesse. Ele descreve o estado do sistema dinâmico e representa seus graus de liberdade. As variáveis no vetor de estado não podem ser medidas diretamente, mas podem ser inferidas com valores mensuráveis. Os elementos do vetor de estado podem ser posição, velocidade, ângulos de orientação, entre outros.

O vetor de estado é normalmente representado pela letra x , e possui dois valores ao mesmo tempo, o valor *a priori*, que é o valor previsto antes da atualização, e o valor *a posteriori*, que é o valor corrigido depois da atualização. Os valores *a priori* e *a posteriori* são representados por x^- e x^+ , respectivamente.

O modelo dinâmico descreve a transformação do vetor de estado no tempo, mostrado genericamente na Equação (2.58).

$$x_{k+1} = f(x_k, w_k) \quad (2.58)$$

Onde k é o número da iteração e w_k é o ruído dinâmico, usualmente assumido como ruído branco, que tem a matriz covariância Q_k . No caso linear, a Equação (2.58) pode ser reescrita como mostrado em (2.59).

$$x_{k+1} = D_k x_k + w_k \quad (2.59)$$

Onde D_k é a matriz dinâmica.

O modelo de observação representa a relação entre o estado e as medidas. No caso linear, as medidas podem ser descritas por um sistema de equações lineares, que dependem das variáveis de estado. Genericamente, o modelo de observação é apresentado na Equação (2.60).

$$z_k = h(x_k, v_k) \quad (2.60)$$

Onde z_k é o vetor de observações e v_k é o ruído do processo de medida, com a matriz covariância R_k . A forma linear da Equação (2.60) é mostrada em (2.61).

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (2.61)$$

Onde H_k é a matriz de observação.

2.10.1 Algoritmo do filtro de Kalman

Basicamente, há dois tipos de filtros de Kalman: o simples e o estendido. Ambos possuem as mesmas etapas, a predição e a correção, onde a única diferença é a matriz dinâmica D_k . No filtro de Kalman estendido ela é função do estado a ser estimado, gerando uma não-linearidade na Equação (2.58).

Para a implementação do filtro de Kalman, tendo a estimativa *a priori* x_k^- e a covariância do erro P_k^- , as etapas do filtro de Kalman recursivo são (GIRGIS; BROWN, 1981):

1. Calcular o ganho de Kalman K_k , como mostrado na Equação (2.62).

$$K_k = P_k^- H_k' (H_k P_k^- H_k' + R_k)^{-1} \quad (2.62)$$

2. Corrigir a estimativa com a medida z_k , como mostrado na Equação (2.63).

$$x_k^+ = x_k^- + K_k (z_k - H_k x_k^-) \quad (2.63)$$

3. Calcular a covariância do erro para a estimativa atualizada, como mostrado na Equação (2.64), sendo I a matriz identidade.

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (2.64)$$

4. Estimar o vetor de estado e a covariância para a próxima iteração, como mostrado nas Equações (2.65) e (2.66).

$$x_{k+1}^- = D_k x_k \quad (2.65)$$

$$P_{k+1}^- = D_k P_k D_k' + Q_k \quad (2.66)$$

2.11 FILTRO BASEADO EM AJUSTE DE CURVAS

Alguns trabalhos já foram publicados pelo autor abordando esse filtro (DA SILVA; CARDOSO JR.; KRUSE, 2012)(DA SILVA, 2014). O método é baseado em um trabalho anterior (PAN; VU; HU, 2004), que utiliza o conceito de ajuste de curvas para compensar os efeitos da saturação em um transformador de corrente. O método foi então modificado e adaptado para a utilização em relés de proteção com o objetivo da estimação fasorial.

Para a aplicação do método, primeiramente a modelagem do sinal de corrente é necessária. Assume-se um sinal de corrente discretizado composto da componente fundamental, componentes harmônicas e uma componente unidirecional, como mostrado na Equação (2.67).

$$i(n) = \sum_{m=1}^p I_m \cos(m\omega n\Delta t + \phi_m) + I_0 e^{-\frac{n\Delta t}{\tau}} \quad (2.67)$$

Sendo m a m -ésima harmônica do sinal e p a máxima ordem harmônica. A partir dessa equação, o termo cosseno é expandido e o termo exponencial é substituído por seu equivalente de primeira ordem da série de Taylor, mostrado na Equação (2.68).

$$i(n) = \sum_{m=1}^p [I_m \cos(\phi_m) \cos(m\omega n\Delta t) - I_m \sin(\phi_m) \sin(m\omega n\Delta t)] + I_0 - \frac{I_0 n\Delta t}{\tau} \quad (2.68)$$

Nessa equação, os valores $I_m \cos(\phi_m)$ e $I_m \sin(\phi_m)$ são substituídos por coeficientes, chamados C_1 a C_{2p} . O número exato desses coeficientes depende da escolha de p , que é a maior ordem harmônica a ser detectada pelo algoritmo. Os coeficientes ímpares são mostrados na Equação (2.69), e os coeficientes pares em (2.70), sendo c valores inteiros positivos.

$$C_{2c-1} = I_{2c-1} \cos(\phi_{2c-1}) \quad (2.69)$$

$$C_{2c} = I_{2c} \sin(\phi_{2c}) \quad (2.70)$$

Como é possível ver nas equações, quando comparadas à Equação (2.68), os coeficientes ímpares são atribuídos ao termo cosseno, e os coeficientes pares, ao seno. Se p for considerado como sendo igual a 5, por exemplo, resultará em coeficientes até C_{10} , como é mostrado na Equação (2.71). Ainda, o termo $-I_0/\tau$ é substituído por γ para simplicidade.

$$i(n) = C_1 \cos(\omega n \Delta t) + C_2 \sin(\omega n \Delta t) + \dots + C_9 \cos(5\omega n \Delta t) + C_{10} \sin(5\omega n \Delta t) + I_0 + \gamma n \Delta t \quad (2.71)$$

Com $p = 5$, é possível garantir a remoção de qualquer componente harmônica até a 5ª ordem. Como as componentes de ordens maiores possuem frequência suficientemente alta, essas componentes são removidas naturalmente pelo filtro passa-baixa do relé. A Equação (2.72) mostra a forma matricial de (2.71).

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega n \Delta t) & \sin(\omega n \Delta t) & \dots & n \Delta t & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ \gamma \\ I_0 \end{bmatrix} = i(n) \quad (2.72)$$

Com uma janela de dados de u amostras, a Equação (2.72) se torna (2.73).

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega n \Delta t) & \sin(\omega n \Delta t) & \dots & n \Delta t & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega(n+u)\Delta t) & \sin(\omega(n+u)\Delta t) & \dots & (n+u)\Delta t & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ \gamma \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(n) \\ \vdots \\ i(n+u) \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

A Equação (2.74) é a mesma apresentada em (2.73), onde M é a matriz das entradas, C é a matriz de coeficientes, e I é a matriz das saídas.

$$M \times C = I \quad (2.74)$$

M e I da Equação (2.74) são conhecidos. Portanto, pode-se determinar a matriz C através da pseudoinversa, como mostrado na Equação (2.75).

$$C = \text{pinv}(M) \times I \quad (2.75)$$

Onde $\text{pinv}(M)$ representa a pseudoinversa de M . É importante notar que os únicos coeficientes relevantes para a estimação fasorial são aqueles ligados à componente fundamental, C_1 e C_2 . No entanto, não há como calcular esses coeficientes individualmente dentro da matriz. Com os coeficientes calculados, determina-se o ângulo de fase e a magnitude da componente fundamental do sinal isolando os valores das Equações (2.69) e (2.70), mostrados em (2.76) e (2.77), respectivamente.

$$\phi_1 = -\arctan\left(\frac{C_2}{C_1}\right) \quad (2.76)$$

$$I_1 = \frac{C_1}{\cos(\phi_1)} \quad (2.77)$$

2.12 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Atualmente, a estimação fasorial é bastante estudada, e na literatura técnica são propostos incontáveis métodos para essa finalidade, cada um com seus pontos positivos e negativos. Foram escolhidos apenas alguns desses para a comparação com os métodos propostos. A escolha desses métodos que serão usados como referência visou contemplar diferentes conceitos matemáticos, proporcionando uma ampla variedade e dando prioridade aos métodos mais comuns na aplicação em relés de proteção. Apesar da vasta quantidade de filtros e conceitos, os mais utilizados ainda são o filtro de Fourier e o filtro cosseno.

3 MÉTODOS PROPOSTOS

3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Os métodos propostos neste trabalho consistem de um método baseado em Redes Neurais Artificiais, e um método baseado no algoritmo de Levenberg-Marquardt. Ambos possuem um desenvolvimento semelhante ao método baseado em ajuste de curvas, proposto pelo autor em outros trabalhos (DA SILVA, 2014).

Neste capítulo, será feita uma breve introdução à teoria das Redes Neurais Artificiais e do algoritmo de Levenberg-Marquardt, assim como a apresentação dos conceitos matemáticos dos métodos.

3.2 CONCEITO MATEMÁTICO INICIAL

Os métodos propostos neste trabalho necessitam das mesmas considerações iniciais do método baseado em ajuste de curvas, apresentadas na seção 2.11. Para fins de facilidade de leitura, as Equações (2.67) a (2.74) são transcritas a seguir, assim como as explicações iniciais e os ajustes necessários para a aplicação dos métodos propostos.

Inicialmente, é assumido um sinal de corrente discretizado, composto da componente fundamental, componentes harmônicas e a componente unidirecional. Em sistemas reais, o transformador de corrente que alimenta o relé interfere na forma de onda da corrente, gerando uma segunda componente unidirecional exponencialmente decrescente, geralmente com magnitude e constante de tempo menores. Para refletir essa característica, a equação é aprimorada para incluir essa segunda componente unidirecional. A Equação (3.1) mostra o sinal inicial.

$$i(n) = \sum_{m=1}^p I_m \cos(m\omega n\Delta t + \phi_m) + I_0 e^{-\frac{n\Delta t}{\tau}} + I'_0 e^{-\frac{n\Delta t}{\tau'}} \quad (3.1)$$

Onde I'_0 e τ' representam a magnitude e a constante de tempo da segunda componente unidirecional.

A seguir, é feita a expansão do termo cosseno e a substituição dos termos exponenciais por seus equivalentes de primeira ordem da série de Taylor, mostrado na Equação (3.2).

$$i(n) = \sum_{m=1}^p [I_m \cos(\phi_m) \cos(m\omega n\Delta t) - I_m \sin(\phi_m) \sin(m\omega n\Delta t)] + I_0 - \frac{I_0 n\Delta t}{\tau} + I'_0 - \frac{I'_0 n\Delta t}{\tau'} \quad (3.2)$$

Assim como no método de ajuste de curvas, os valores $I_m \cos(\phi_m)$ e $I_m \sin(\phi_m)$ são substituídos por coeficientes, porém como eles agora representam os pesos, eles são representados por W_1 a W_{2p} (*weights*) ao invés de C . Os pesos com subíndice ímpar são mostrados na Equação

(3.3) e os com subíndice par na Equação (3.4).

$$W_{2c-1} = I_{2c-1} \cos(\phi_{2c-1}) \quad (3.3)$$

$$W_{2c} = I_{2c} \sin(\phi_{2c}) \quad (3.4)$$

Com a substituição dos pesos, tendo a máxima ordem harmônica p como sendo igual a 5, e substituindo os termos I_0/τ e I'_0/τ' por γ e γ' , respectivamente, obtém-se a Equação 3.5.

$$i(n) = W_1 \cos(\omega n \Delta t) + W_2 \sin(\omega n \Delta t) + \dots + W_9 \cos(5\omega n \Delta t) + W_{10} \sin(5\omega n \Delta t) + I_0 + \gamma n \Delta t + I'_0 + \gamma' n \Delta t \quad (3.5)$$

Partindo dessa dedução inicial, os métodos baseados em RNA ou ALM podem ser aplicados. O modo de determinação dos pesos através desses métodos é descrito nas subseções 3.3.1 e 3.3.2, respectivamente.

3.3 DETERMINAÇÃO DOS PESOS

3.3.1 Método baseado em RNA

Esse método usa a equação deduzida na seção 3.2 e a aplica em uma estrutura de uma RNA. Dois trabalhos foram publicados pelo autor que utilizam esse método: um que introduz o método (DA SILVA et al., 2015), e um que o aplica como um estimador de impedância para proteção de distância (DA SILVA et al., 2017).

3.3.1.1 Visão geral das Redes Neurais Artificiais

Redes Neurais Artificiais (RNAs) são representações matemáticas inspiradas por observações feitas no estudo de sistemas biológicos (PRIDDY; KELLER, 2005). Elas podem ser descritas como um mapeamento de um universo de entradas para um universo de saídas, um conceito análogo ao de uma função matemática. Computacionalmente falando, RNAs são uma família de algoritmos de aprendizagem estatísticos, usados para estimar ou aproximar funções, que podem depender de uma grande quantidade de entradas e que são geralmente desconhecidas.

Coury e Jorge (1997) dizem que a teoria das RNAs está sendo utilizada como uma alternativa computacional para uma abordagem convencional de uma sequência de operações programadas. A RNA é uma tentativa de reproduzir a aprendizagem e generalização de processos do cérebro humano. A abordagem da RNA funciona como um classificador de padrões que reconhece condições do sistema e pode melhorar o desempenho dos relés digitais.

RNAs são usualmente representadas como um sistema de neurônios interconectados que computam os valores das entradas, e são capazes de aprendizado e reconhecimento de padrões, graças à sua natureza adaptativa.

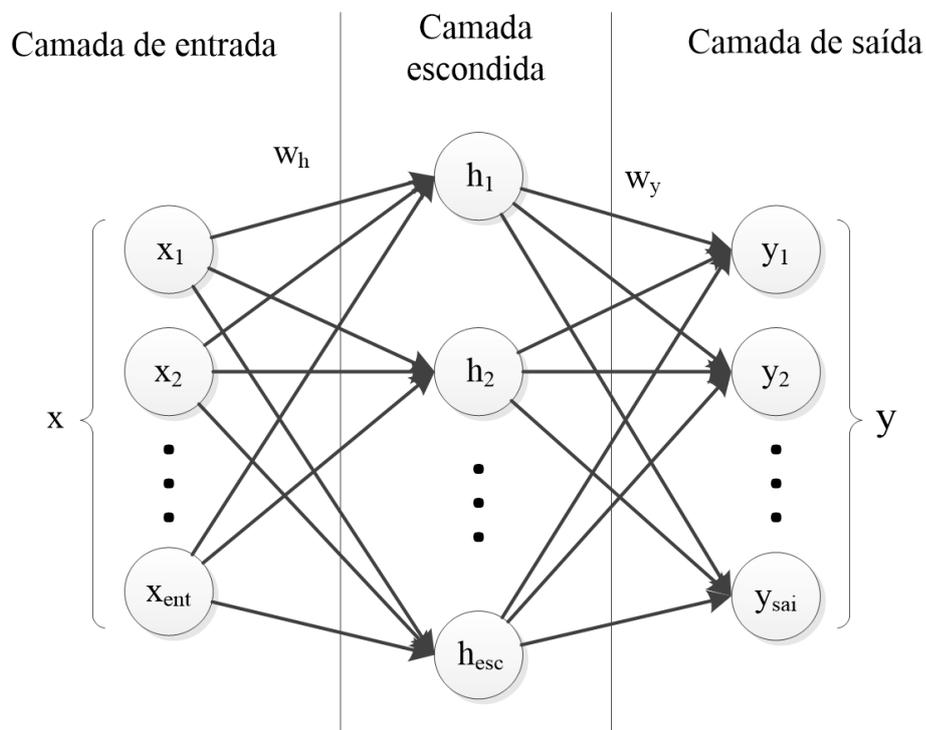
A RNA usada neste trabalho é de um tipo chamado de *feed-forward*, onde o fluxo de dados é acíclico, da entrada para a saída. O tipo de estrutura *feed-forward* utilizada é o perceptron

multicamadas. Esse tipo de estrutura é composta dos estágios conhecidos como camada de entrada, camada escondida, e camada de saída.

A camada de entrada é onde os dados são inseridos na RNA. Ela é conectada à camada escondida através de multiplicadores matemáticos denominados pesos. Enquanto que as camadas de entrada e saída são únicas, a quantidade de camadas escondidas pode variar conforme a necessidade da aplicação. Cada camada possui um número fixo de neurônios, que podem representar uma variável ou função do processo. Esse número depende inteiramente da aplicação: cálculos mais complexos requerem um número maior de neurônios interconectados ou um número maior de camadas. É importante destacar que o número de neurônios e de camadas impacta na velocidade de simulação e na precisão, portanto, deve-se usar uma estrutura de RNA apropriada para a aplicação.

A Figura 3.1 mostra um exemplo da estrutura de um perceptron multicamadas genérico, onde x são os neurônios de entrada, y são os neurônios de saída, h são os neurônios da camada escondida, e w_h e w_y são os pesos da camada escondida e da camada de saída, respectivamente.

Figura 3.1 – Estrutura de um perceptron multicamadas genérico



Fonte: Autor

3.3.1.2 Descrição do método

A forma matricial da Equação (3.5) é mostrada em (3.6).

$$[\cos(\omega n \Delta t) \quad \sin(\omega n \Delta t) \quad \dots \quad n \Delta t \quad 1 \quad n \Delta t \quad 1] \times \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ \gamma \\ I_0 \\ \gamma' \\ I'_0 \end{bmatrix} = i(n) \quad (3.6)$$

Considerando u amostras na janela de dados, a Equação (3.6) se torna (3.7).

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega n \Delta t) & \sin(\omega n \Delta t) & \dots & n \Delta t & 1 & n \Delta t & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega(n+u) \Delta t) & \sin(\omega(n+u) \Delta t) & \dots & (n+u) \Delta t & 1 & (n+u) \Delta t & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ \gamma \\ I_0 \\ \gamma' \\ I'_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(n) \\ \vdots \\ i(n+u) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Essa equação pode ser reescrita simplesmente como mostrado em (3.8).

$$M \times W = I \quad (3.8)$$

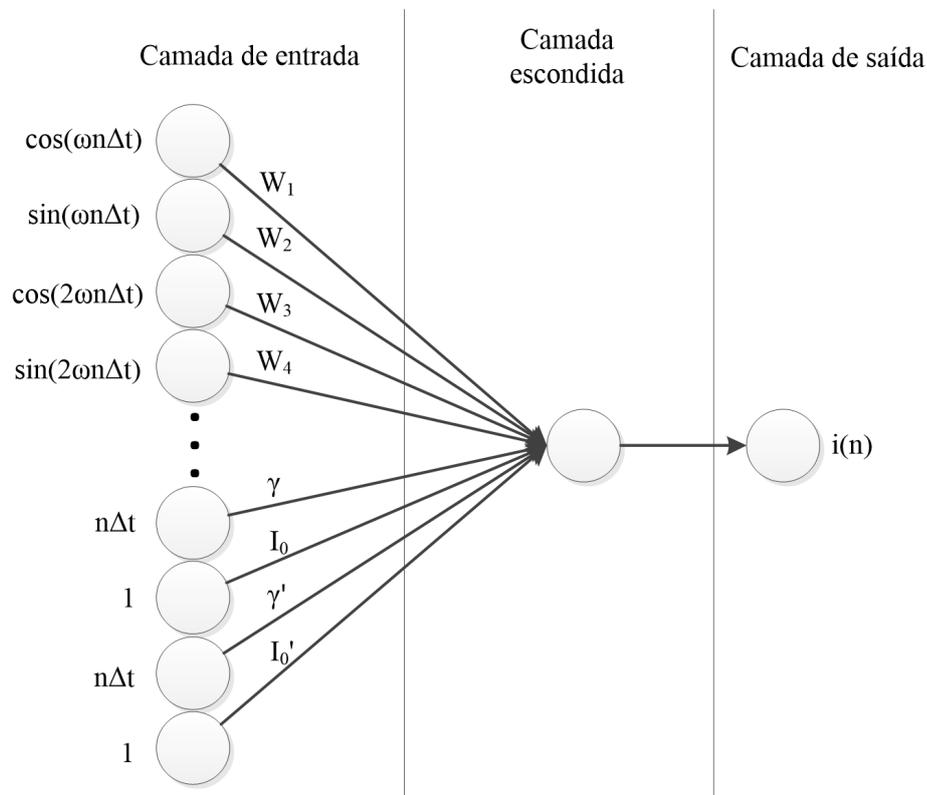
Onde M é a matriz da camada de entrada, W é a matriz da camada escondida, e I é a matriz da camada de saída.

Essa equação será aplicada diretamente na estrutura da RNA. Logo, o número de neurônios nas camadas de entrada e saída é ditado pelas matrizes M e I , respectivamente. Como a Equação (3.5) possui 14 termos, a matriz M possui 14 colunas: 10 relativos aos pesos W_1 a W_{10} , e 2 para cada componente unidirecional. Portanto, a RNA tem 14 neurônios em sua camada de entrada. Do mesmo modo, a Equação (3.5) possui apenas uma saída, $i(n)$, o que faz com que a matriz I possua apenas 1 coluna. Portanto, a camada de saída da RNA possui apenas 1 neurônio.

O número de neurônios na camada escondida, como já mencionado, depende da aplicação. Após testes de desempenho com diversas configurações da RNA, chegou-se à conclusão que a estimação fasorial é um processo simples o suficiente de modo que apenas 1 neurônio na camada escondida apresente o melhor resultado. Além disso, a estrutura usada é necessária para haver a correspondência com as Equações (3.6) e (3.7).

Os valores da matriz W a serem determinados são os valores dos pesos da camada escondida. A estrutura final do perceptron, portanto, está mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Estrutura do método baseado em RNA



Fonte: Autor

Tendo em vista que as RNAs realizam a soma ponderada das entradas, onde o coeficiente de ponderação é o próprio peso da rede, a Figura 3.2 mostra que a Equação (3.5) é atendida.

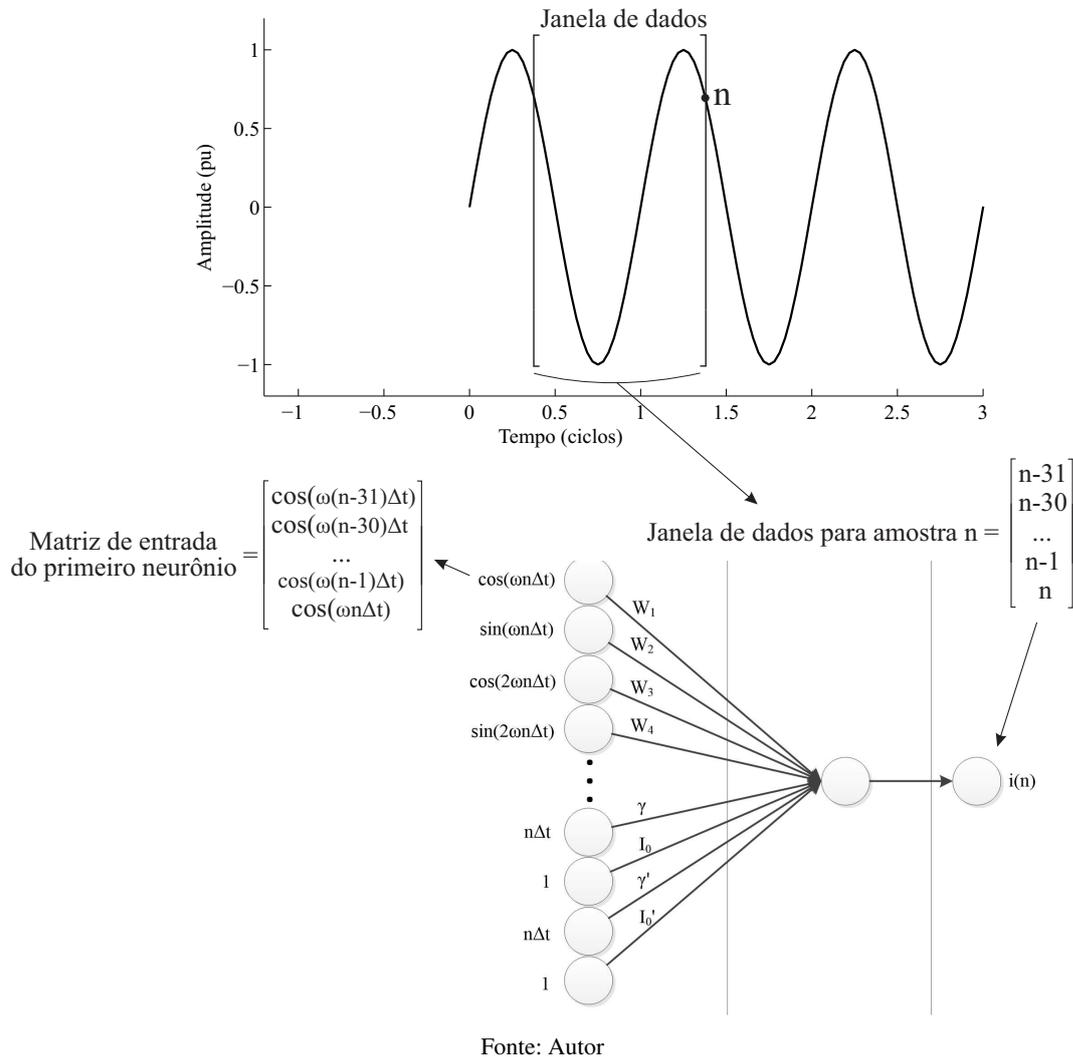
A aplicação da RNA é feita como exemplificado na Figura 3.3: têm-se uma janela de dados de 1 ciclo com uma frequência de amostragem de 32 amostras por ciclo. Para uma dada amostra n , a janela de dados é formada juntando-se as 31 amostras anteriores. Essa matriz da janela de dados é inserida na saída da RNA, enquanto que as matrizes da entrada são calculadas através das equações correspondentes a cada neurônio. Ainda, pode-se notar nessa figura que durante o primeiro ciclo do sinal não há amostras suficientes para completar a janela de dados. Por esse motivo, durante a inicialização do algoritmo, a janela é preenchida com zeros nos espaços onde não há amostras, como mostrado na Figura 3.4.

O treinamento da RNA é online, ou seja, é feito em tempo real, através do método da retropropagação (*backpropagation*). Para uma amostra n , após a inserção da janela de dados na saída da RNA e o cálculo dos neurônios de entrada, a rede é treinada com o objetivo de ajustar os pesos de modo a correlacionar as entradas com a saída da melhor maneira possível. Após essa etapa, é obtida a próxima amostra, e todo o processo é repetido. Deste modo, o método difere da aplicação usual das RNAs, onde, no caso do método proposto, o objetivo final é a determinação dos pesos W_1 e W_2 , que estão relacionados com a componente fundamental.

Como a RNA faz o ajuste dos pesos em tempo real através do treinamento online, não há necessidade de um pré-treinamento offline para preparar a rede para essa aplicação.

O principal defeito desse método, que causa perda de precisão em frequências fora da nominal, é o fato da frequência estar presente como uma entrada da RNA, fixa na frequência

Figura 3.3 – Aplicação da RNA



nominal, e não como uma variável.

O modo de cálculo da magnitude e ângulo de fase do sinal é descrito na seção 3.4.

3.3.2 Método baseado em ALM

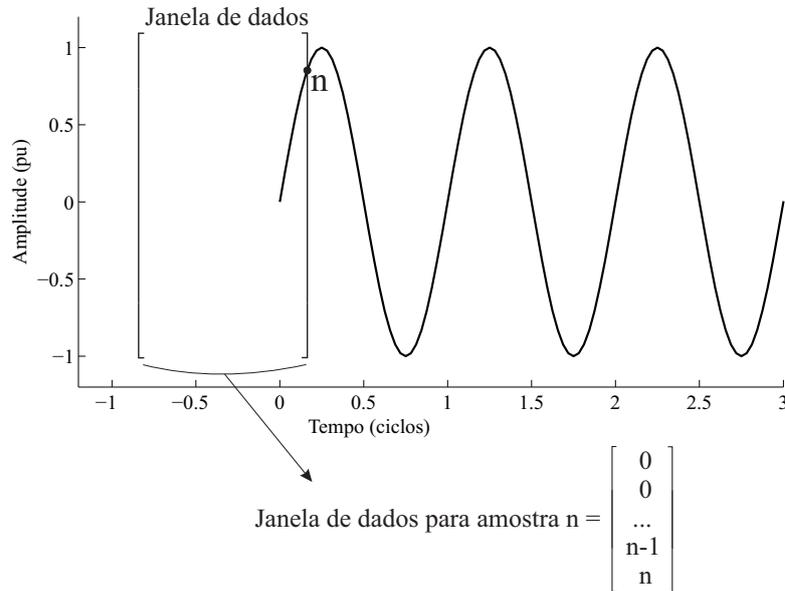
Esse método usa a equação deduzida na seção 3.2 e a aplica como uma função de otimização através do algoritmo de Levenberg-Marquardt.

3.3.2.1 Visão geral do algoritmo de Levenberg-Marquardt

O algoritmo de Levenberg-Marquardt (ALM), proposto por Levenberg (1944) e Marquardt (1963), é também chamado de método dos mínimos quadrados amortecido (*damped least-squares*) e é usado para solucionar problemas de mínimos quadrados não-lineares.

O ALM pode ser considerado como um meio termo entre o método do gradiente e o método de Gauss-Newton (NOCEDAL; WRIGHT, 2006). Ele é essencialmente um algoritmo de

Figura 3.4 – Preenchimento da janela de dados com zeros



Fonte: Autor

otimização, que usa um processo iterativo para encontrar o mínimo local de uma função objetivo.

Caso os valores possíveis para uma ou mais variáveis seja conhecido, o ALM ainda pode ser usado de forma a buscar uma solução mínima local dentro dessa determinada faixa de valores. Isso é feito atribuindo-se uma região de confiança (*trust-region*) a essas variáveis, garantindo que elas fiquem dentro dessa região.

3.3.2.2 Descrição do método

De modo a melhorar a resposta para frequências fora da nominal, o método baseado em ALM considera a frequência como uma variável a ser estimada juntamente com a amplitude e o ângulo de fase do sinal, ao invés de uma entrada fixa como no método baseado em RNA.

Para a aplicação do algoritmo de Levenberg-Marquardt, a Equação (3.5) é considerada como uma função objetivo a ser otimizada. As variáveis a serem determinadas pelo algoritmo são os pesos W_1 a W_{10} , as características das componentes unidirecionais, I_0 , γ , I'_0 e γ' , e a frequência angular ω .

Para que a otimização dessa função objetivo apresente uma solução possível e viável em termos de frequência, e sabendo que a frequência do sistema normalmente apresenta valores próximos da nominal, uma região de confiança é aplicada a essa variável. Sendo a frequência do sistema 60 Hz, a região de confiança é considerada inicialmente como 55 a 65 Hz. Essa região atua como restrições na função objetivo. No entanto, ela é adaptativa, podendo ser alterada conforme necessidade. Em algum caso onde a frequência do sistema extrapole esta faixa de valores, ela é movida em 5 Hz em direção à extrapolação, de modo que a frequência seja determinada corretamente.

Esse ajuste, na prática, é feito da seguinte forma: se a frequência estimada pelo algoritmo for igual, por exemplo, ao limite superior da faixa, 65 Hz, por 4 amostras consecutivas, toda a região é deslocada em 5 Hz para cima, com os novos valores limites agora de 60 a 70 Hz.

Analogamente, se a frequência estimada for igual ao limite inferior da faixa, 55 Hz, por 4 amostras consecutivas, a região é deslocada em 5 Hz para baixo. Esse deslocamento pode ser feito indefinidamente, até que o algoritmo consiga determinar a frequência do sinal corretamente.

Essa região de confiança é necessária para que o algoritmo de Levenberg-Marquardt encontre uma solução viável nas iterações iniciais, já que ele otimiza as variáveis apenas para um ótimo local.

A função objetivo (FO) completa é mostrada na Equação (3.9), e suas restrições iniciais são mostradas nas Equações (3.10) e (3.11).

$$\begin{aligned} \text{FO} = \min [& x_1 \cos(x_{15}n\Delta t) + x_2 \sin(x_{15}n\Delta t) + \\ & x_3 \cos(2x_{15}n\Delta t) + x_4 \sin(2x_{15}n\Delta t) + \\ & x_5 \cos(3x_{15}n\Delta t) + x_6 \sin(3x_{15}n\Delta t) + \\ & x_7 \cos(4x_{15}n\Delta t) + x_8 \sin(4x_{15}n\Delta t) + \\ & x_9 \cos(5x_{15}n\Delta t) + x_{10} \sin(5x_{15}n\Delta t) + \\ & x_{11} + x_{12}n\Delta t + x_{13} + x_{14}n\Delta t - y] \quad (3.9) \end{aligned}$$

Sujeito a

$$x_{15} \geq 2\pi 55 \quad (3.10)$$

$$x_{15} \leq 2\pi 65 \quad (3.11)$$

Análogo ao treinamento da RNA, esse processo de otimização também é realizado em tempo real, onde o objetivo final é a determinação das variáveis x_1 , x_2 e x_{15} , que representam, respectivamente, os pesos W_1 , W_2 , que são relacionados com a componente fundamental, e a frequência ω . Como no ALM os pesos são calculados juntamente com a frequência, considerando os potenciais desvios de seu valor nominal, espera-se uma melhoria na precisão da resposta em relação ao método baseado em RNA para esses casos, que considera a frequência do sistema sempre em 60 Hz.

O modo de cálculo da magnitude e ângulo de fase do sinal é descrito na seção 3.4.

3.4 DETERMINAÇÃO DOS FASORES

Sendo os pesos W_1 e W_2 conhecidos, seja através do método baseado em RNA ou ALM, é possível a determinação dos fasores da componente fundamental do sinal. Partindo das Equações (3.3) e (3.4), determina-se o ângulo de fase ϕ_1 através da Equação (3.12).

$$\phi_1 = -\arctan\left(\frac{W_2}{W_1}\right) \quad (3.12)$$

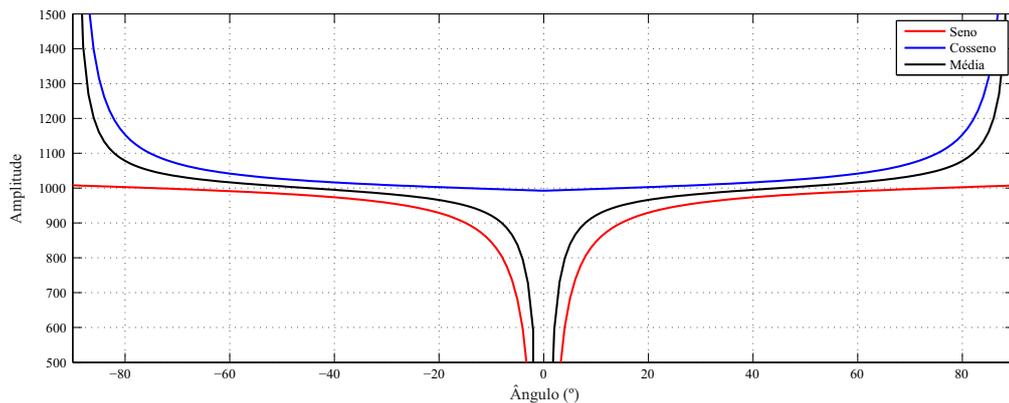
O cálculo da amplitude pode ser feito de três modos distintos: as Equações (3.13) e (3.14), chamadas de equação cosseno e seno, respectivamente, que são originadas das Equações (3.3) e (3.4), e uma terceira equação, correspondente à média aritmética das duas.

$$I_1 = \left| \frac{W_1}{\cos(\phi_1)} \right| \quad (3.13)$$

$$I_1 = -\frac{W_2}{\sin(\phi_1)} \quad (3.14)$$

A necessidade da utilização de várias equações para o cálculo da amplitude surge devido ao fato de que a Equação (3.13), por ter um cosseno no denominador, não é precisa para ϕ_1 próximo de $\pm 90^\circ$, e a Equação (3.14), por ter um seno no denominador, não é precisa para ϕ_1 próximo de 0° . A Figura 3.5 mostra o comportamento das três equações para os ângulos de -90 a 90° em um sinal senoidal de amplitude 1000.

Figura 3.5 – Comportamento das equações de amplitude



Fonte: Autor

Tendo em vista esse comportamento e os possíveis erros que podem ser gerados, e devido ao fato de que o ângulo é calculado primeiro, é possível escolher com qual equação calcular a amplitude de modo a se obter o melhor resultado. Assim, foram definidas cinco regiões que ditam qual equação será usada no cálculo da amplitude. A Tabela 3.1 mostra essas regiões e as equações correspondentes.

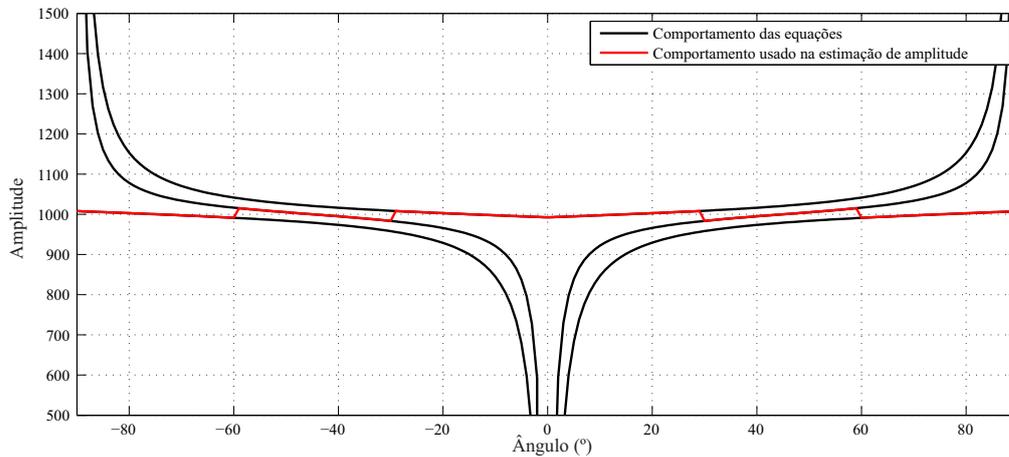
Tabela 3.1 – Definição do modo de cálculo da amplitude com base no ângulo

Ângulo (°)	Equação
-90 a -60	Equação seno (3.14)
-60 a -30	Média entre (3.13) e (3.14)
-30 a 30	Equação cosseno (3.13)
30 a 60	Média entre (3.13) e (3.14)
60 a 90	Equação seno (3.14)

Fonte: Autor

A Figura 3.6 mostra o mesmo gráfico de comportamento da Figura 3.5, destacando a utilização das equações correspondentes em cada região, de modo a sempre obter uma boa resposta.

Figura 3.6 – Regiões de uso das equações de amplitude



Fonte: Autor

Deste modo, garante-se a melhor precisão possível para os métodos. Os pontos de maior diferença do valor estimado com o valor objetivo de 1000 são nos ângulos limiares de $\pm 60^\circ$, onde o método apresenta o valor de 985, e de $\pm 30^\circ$, apresentando o valor de 1015. Ou seja, no pior caso os métodos apresentam um erro de $\pm 1,5\%$.

Um diferencial dos métodos propostos é a possibilidade do cálculo das componentes harmônicas, devido ao modo como são estruturados. Elas podem ser calculadas do mesmo modo que a fundamental usando as Equações (3.12) a (3.14), com a alteração dos pesos W_1 e W_2 . No lugar deles, são usados os pesos correspondentes à componente desejada, conforme Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Pesos para cálculo das harmônicas

Componente	Pesos relacionados
Fundamental	W_1 e W_2
2ª harmônica	W_3 e W_4
3ª harmônica	W_5 e W_6
4ª harmônica	W_7 e W_8
5ª harmônica	W_9 e W_{10}

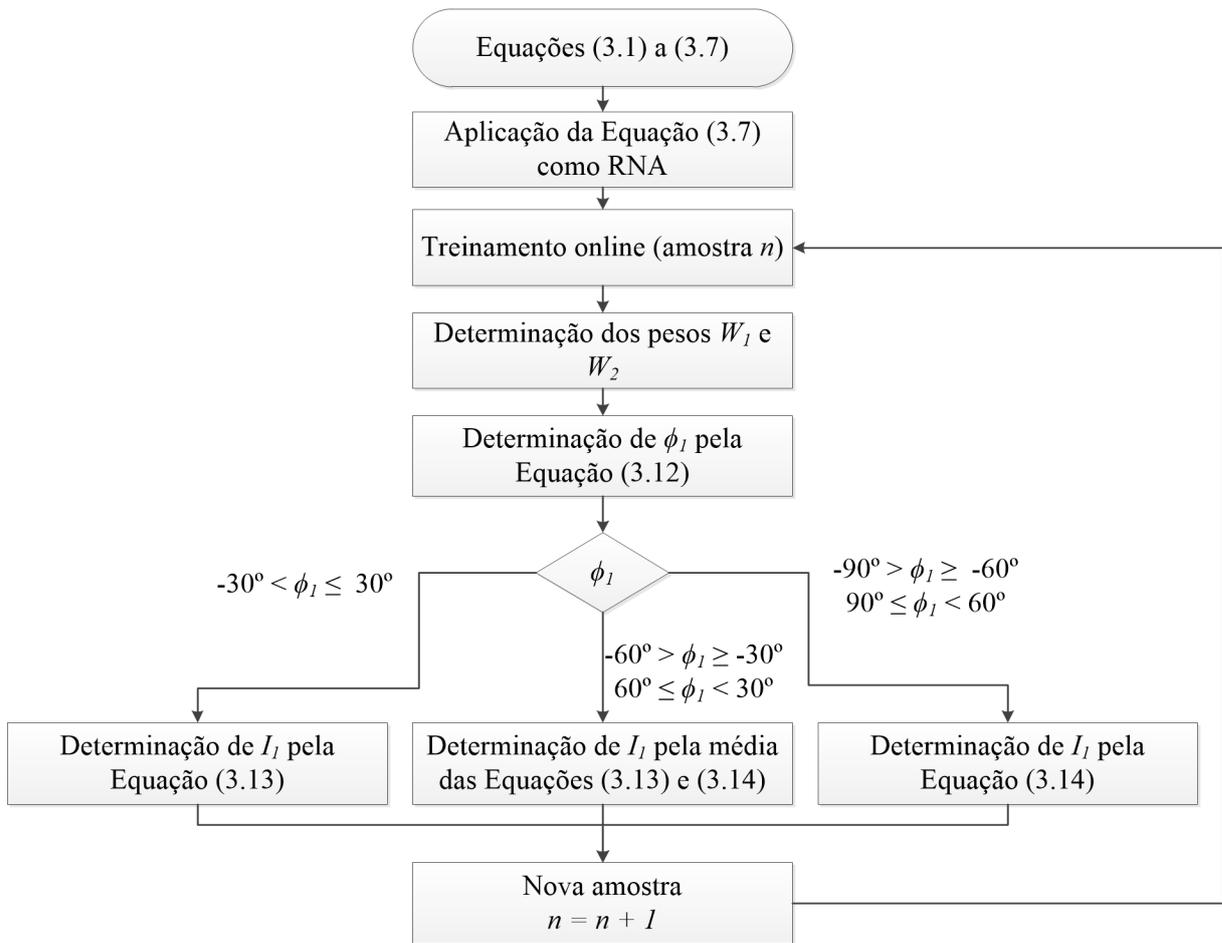
Fonte: Autor

De modo a facilitar a compreensão dos algoritmos propostos, as Figuras 3.7 e 3.8 mostram o fluxograma do funcionamento dos métodos baseados em RNA e ALM, respectivamente.

3.5 APLICAÇÃO EM TEMPO REAL

Foi mencionado que os dois métodos calculam a amplitude e o ângulo do sinal em tempo real. Como o tempo de processamento do algoritmo é um fator importante nesse tipo

Figura 3.7 – Fluxograma do método baseado em RNA



Fonte: Autor

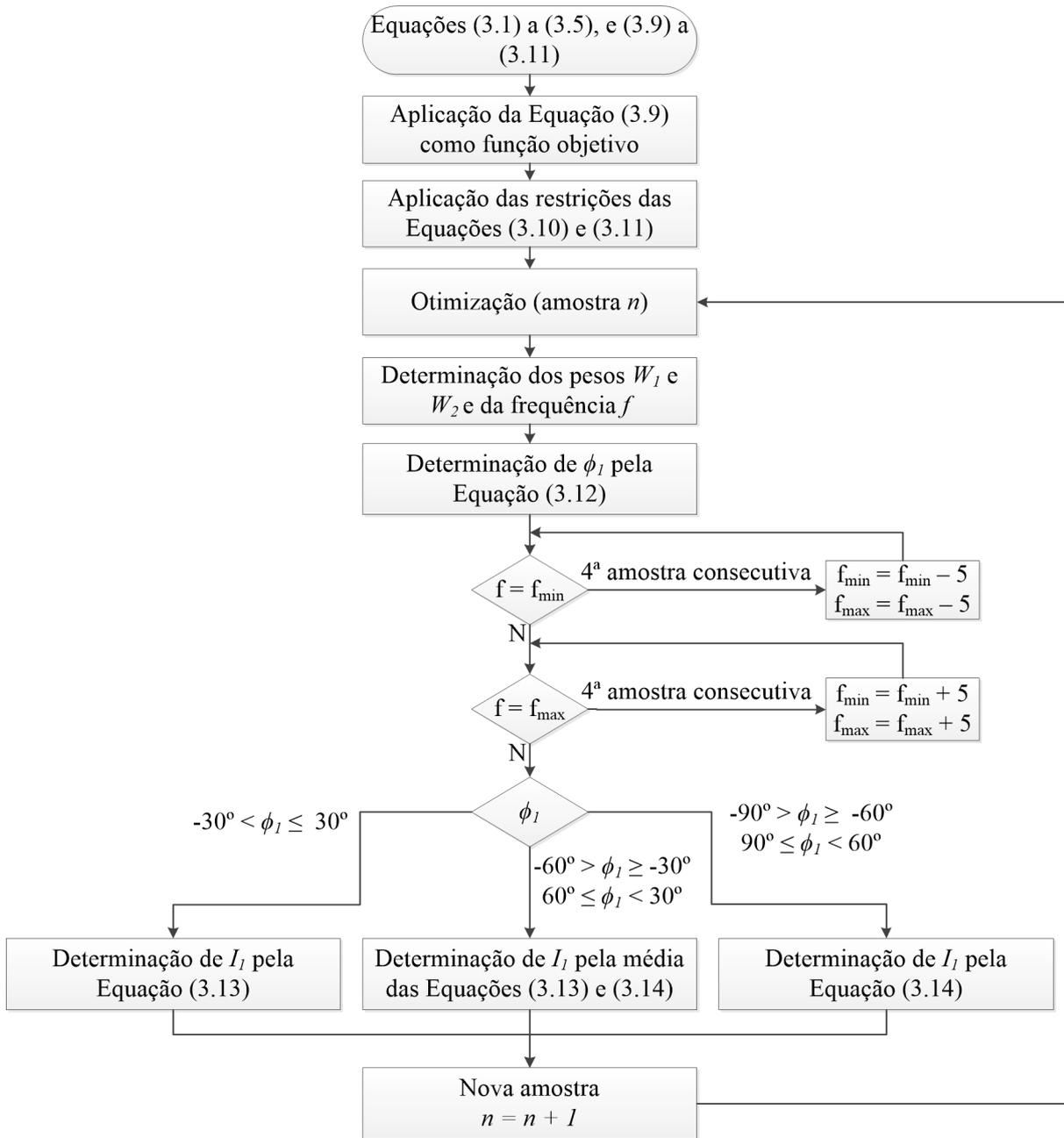
de aplicação, alguns testes foram realizados para a averiguação se os algoritmos propostos são viáveis em uma aplicação desse tipo.

É utilizada uma frequência de amostragem de 32 amostras por ciclo, o que equivale a uma frequência de 1.920 Hz para um sistema em 60 Hz. Sabendo que o intervalo de tempo entre amostras é o inverso dessa frequência, ou seja, 0,5208 ms, o tempo de processamento do algoritmo deve ser menor do que esse valor para que ele possa ser usado em tempo real.

Em média, o tempo de processamento apresentado é de 0,1795 ms pela RNA, e de 0,2019 ms pelo ALM. Convertendo esses valores de milissegundos para seus equivalentes em amostras por ciclo de 60 Hz, a RNA consegue processar sinais em uma frequência de amostragem de até 92,85 amostras por ciclo ou 5.100 Hz. O ALM, por sua vez, consegue processar sinais com frequência de amostragem de até 82,55 amostras por ciclo ou 4.953 Hz.

Sabendo que a estimação fasorial apresenta alguns atrasos além do tempo de processamento do algoritmo, como, por exemplo, aquisição de dados e filtragem, as frequências de amostragem mencionadas anteriormente não são factíveis, sendo necessário um tempo extra para esses atrasos. Como esses tempos não puderam ser determinados, garante-se que os métodos propostos possam processar, com folga, amostras em uma frequência de até 64 amostras por ciclo, ou 3.840 Hz. Frequências de amostragem superiores podem causar problemas na aplicação em tempo real.

Figura 3.8 – Fluxograma do método baseado em ALM



Fonte: Autor

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O capítulo apresentou os dois métodos de estimação fasorial propostos no trabalho, fazendo também uma breve introdução às RNAs e ao algoritmo de Levenberg-Marquardt. Foram mostrados todos os processos de cálculo dos métodos, desde seu equacionamento matemático até a determinação dos fasores. Foram incluídos ainda fluxogramas de funcionamento para sua melhor compreensão, finalizando com uma discussão sobre a viabilidade da aplicação em tempo real.

4 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO E PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Este capítulo consiste de uma introdução e apresentação de algumas informações importantes para as simulações. Serão apresentados os índices de desempenho utilizados para avaliação dos métodos, assim como os parâmetros de simulação que permanecem constantes em todos os casos simulados.

4.2 ÍNDICES DE DESEMPENHO

Para avaliar o desempenho de cada método quantitativamente, seis Índices de Desempenho (ID) foram usados, propostos por Benmouyal (1995) e Balamourougan e Sidhu (2006). Esses índices irão medir numericamente algumas características referentes à resposta de cada algoritmo, e assim permitir uma melhor definição e melhor precisão na avaliação dos métodos.

É importante ressaltar que, mesmo sabendo que todos os algoritmos implementados nesse trabalho são para aplicações em tempo real, esses índices requerem que o sinal esteja contido em uma faixa de tempo limitada. Em outras palavras, os índices apresentados nessa seção não são aplicáveis em um sinal lido por um relé de proteção real, servindo apenas para avaliar a qualidade de cada algoritmo nas simulações apresentadas no capítulo 5, onde o sinal pode ser truncado e manipulado usando softwares como o Matlab®.

Os índices OSC_I e OSC_ϕ estão relacionados com o nível de oscilação da resposta em amplitude e em ângulo de fase, respectivamente, e são mostrados nas Equações (4.1) e (4.2).

$$OSC_I = \sum_{n=n_I}^{NT} (I_1 - i(n))^2 \Delta t \quad (4.1)$$

$$OSC_\phi = \sum_{n=n_\phi}^{NT} (\phi_1 - \phi(n))^2 \Delta t \quad (4.2)$$

Onde n_I e n_ϕ são o número da amostra onde se considera que a amplitude e o ângulo de fase convergiram, respectivamente, NT é o número total de ciclos do sinal simulado, I_1 e ϕ_1 são a amplitude e o ângulo de fase da componente fundamental conhecida, respectivamente, $i(n)$ e $\phi(n)$ são a amplitude e o ângulo de fase da componente fundamental estimada, respectivamente, e Δt é o intervalo de tempo entre amostras.

O critério para determinar o momento onde se considera que a amplitude ou o ângulo de fase convergiram, ou seja, os valores de n_I e n_ϕ , é a diferença entre os pontos de máximo e mínimo em uma janela de dados do sinal. Foi considerado que a amplitude converge quando ela apresenta uma oscilação menor do que 0,05 pu, e que o ângulo de fase converge quando ele apresenta uma oscilação menor do que 2°.

Os índices OVR_I e OVR_ϕ estão relacionados com o nível de *overshoot* das respostas em

amplitude e ângulo de fase, respectivamente, mostrados nas Equações (4.3) e (4.4).

$$\text{OVR}_I = 100(I_{\max} - I_1) \quad (4.3)$$

$$\text{OVR}_\phi = \frac{|\phi_{\max} - \phi_1|}{360} \quad (4.4)$$

Onde I_{\max} e ϕ_{\max} são os valores máximos atingidos pelas respostas em amplitude e ângulo de fase, respectivamente.

Os índices TCV_I e TCV_ϕ estão relacionados com o tempo de convergência das respostas em amplitude e ângulo de fase, respectivamente, mostrados nas Equações (4.5) e (4.6).

$$\text{TCV}_I = \frac{n_I}{N_t} \quad (4.5)$$

$$\text{TCV}_\phi = \frac{n_\phi}{N_t} \quad (4.6)$$

Onde N_t é o número total de amostras contidas na simulação.

A Tabela 4.1 compila os critérios de avaliação dos seis índices apresentados.

Tabela 4.1 – Índices de Desempenho utilizados

ID	Critério
OSC_I	Oscilação da amplitude
OSC_ϕ	Oscilação do ângulo de fase
OVR_I	<i>Overshoot</i> da amplitude
OVR_ϕ	<i>Overshoot</i> do ângulo de fase
TCV_I	Tempo de convergência da amplitude
TCV_ϕ	Tempo de convergência do ângulo de fase

Fonte: Autor

Por fim, devido às diferenças de grandezas entre os índices, eles são normalizados para que tenham o mesmo peso na determinação do método mais efetivo. A normalização é feita dividindo-se os valores dos IDs de cada critério para cada caso pelo maior valor dentre eles. Desse modo, para cada ID, um dos métodos terá valor unitário, correspondendo ao pior desempenho naquele critério, enquanto que os outros terão valores de 0 a 1. Quanto mais próximo de zero, melhor o desempenho.

É importante ressaltar que, dependendo da função de proteção em que o algoritmo é empregado, alguns critérios podem ser mais importantes do que outros. Como os métodos testados neste trabalho estão sendo aplicados genericamente, não dedicados a nenhum tipo específico de função de proteção, todos os critérios são tratados como tendo o mesmo peso no desempenho geral do algoritmo. Portanto, é feita a média aritmética dos índices de cada método para a determinação do desempenho geral em cada caso.

4.3 PARÂMETROS E INFORMAÇÕES DAS SIMULAÇÕES

A implementação e simulação dos algoritmos foram realizadas no software Matlab®[®], e as simulações dos sistemas-teste foram feitas no software ATP (*Alternative Transients Program*). A frequência de amostragem usada é de 1.920 Hz, equivalente a 32 amostras por ciclo de 60 Hz. Frequências maiores não proporcionam ganhos significativos para os propósitos deste trabalho (MACHADO et al., 2011), embora alguns casos com outras frequências de amostragem terem sido realizados para avaliação das diferenças. As subseções 5.2.6 e 5.2.7 mostram o desempenho dos métodos para 16 e 64 amostras por ciclo, respectivamente, justificando a escolha da utilização de 32 amostras por ciclo como frequência de amostragem padrão para as simulações. A janela de dados usada foi de um ciclo completo, ou seja, 32 amostras. O tempo total de simulação varia de caso a caso conforme o tempo necessário para a análise dos transitórios dos filtros.

Os métodos usados para comparação com os propostos foram descritos no capítulo 2: o filtro de Fourier modificado proposto por Lee, Kang e Nam (2008), o filtro cosseno, o filtro proposto por Al-Tallaq, Al-Sharai e El-Hawary (2011), o filtro de Fourier modificado de meio ciclo proposto por Sidhu et al. (2003), o filtro baseado em integral proposto por Cho et al. (2009), o filtro Mimic, o filtro de Kalman, e o filtro baseado em ajuste de curvas (DA SILVA, 2014).

Em alguns casos, as simulações foram feitas com um sinal de corrente sintético gerado a partir de equação matemática ao invés da simulação de um sistema. A forma genérica para a geração desses sinais é mostrada na Equação (4.7).

$$i(n) = \sum_{m=1}^p \frac{I_1}{m} \cos(m\omega n\Delta t + m\phi_1) + I_0 e^{-\frac{n\Delta t}{\tau}} + I'_0 e^{-\frac{n\Delta t}{\tau'}} + \text{ruídos} \quad (4.7)$$

O ruído foi considerado como sendo branco, com uma relação sinal-ruído de 30 dB.

Nos casos que utilizam a Equação (4.7), alguns parâmetros foram definidos como constantes, enquanto que outros são variados caso a caso para verificar seu efeito na resposta dos algoritmos. Os parâmetros constantes são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros constantes das simulações

Parâmetro		Valor
Amplitude da componente fundamental	I_1	1 pu
Tempo entre amostras	Δt	0,5208 ms
Amplitude da primeira componente unidirecional	I_0	0,5 pu
Amplitude da segunda componente unidirecional	I'_0	0,1 pu
Constante de tempo da segunda componente unidirecional	τ'	0,02 s

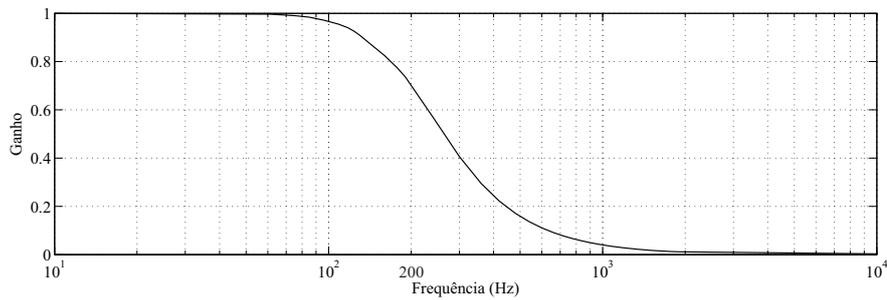
Fonte: Autor

O filtro passa-baixa usado na entrada é um filtro Butterworth de 2ª ordem com frequência de corte ajustada em 200 Hz. A Figura 4.1 mostra a resposta em amplitude desse filtro.

4.3.1 Método baseado em RNA

Os parâmetros de simulação da RNA usados no método são mostrados na Tabela 4.3.

Figura 4.1 – Filtro Butterworth de 2ª ordem com frequência de corte ajustada em 200 Hz



Fonte: Autor

Tabela 4.3 – Parâmetros do método baseado em RNA

Parâmetro	Tipo/valor	Comando do Matlab®
Tipo de RNA	<i>Feed-forward</i>	<i>newff</i>
Algoritmo de treinamento	Levenberg-Marquardt	<i>trainlm</i>
Cálculo do desempenho	Erro Mínimo Quadrado	<i>mse</i>
Função de transferência	Linear	<i>purelin</i>
Número máximo de iterações	50	–
Desempenho (objetivo)	$1 \cdot 10^{-9}$	–
Gradiente	$1 \cdot 10^{-7}$	–

Fonte: Autor

O treinamento é feito através da técnica da retropropagação, e o algoritmo de treinamento escolhido, como pode ser visto na Tabela 4.3, é o Levenberg-Marquardt. A subseção 5.2.1 justifica essa escolha, mostrando uma comparação deste com outros algoritmos de treinamento: o aprendizado Bayesiano (*Bayesian regulation*), o método do gradiente conjugado (*scaled conjugate gradient*), e a retropropagação resiliente ou RPROP (*resilient backpropagation*). O algoritmo de Levenberg-Marquardt é geralmente o método de treinamento que converge mais rápido, necessitando do menor número de iterações (MATLAB, 2018). Ele também tende a ser menos eficiente para RNAs extremamente grandes, já que ele requer mais memória para o processamento do que outros métodos.

A Figura 4.2 mostra a tela de treinamento da rede no Matlab®.

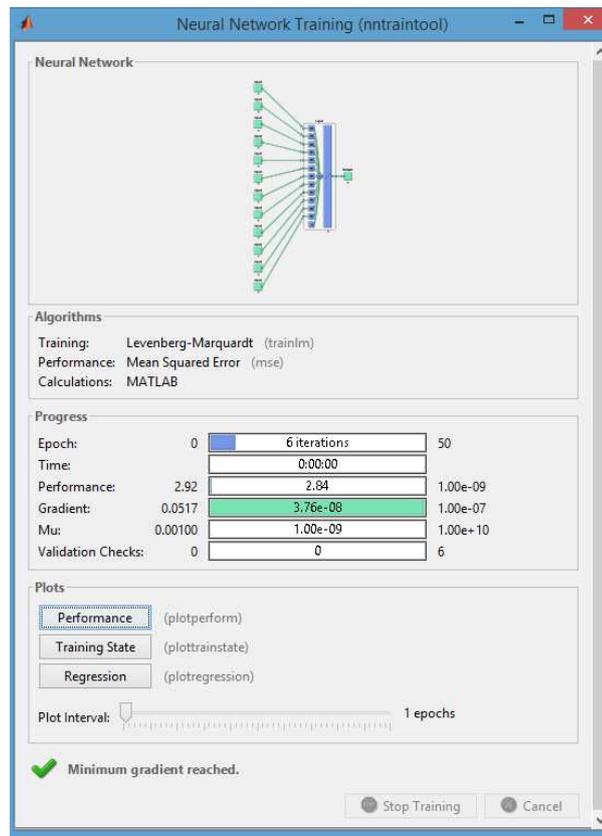
4.3.2 Método baseado em ALM

Os parâmetros de simulação do algoritmo de Levenberg-Marquardt usados no método são mostrados na Tabela 4.4.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O capítulo apresentou o principal meio de avaliação de desempenho dos algoritmos testados, na forma dos Índices de Desempenho. Além disso, as informações básicas dos parâmetros e

Figura 4.2 – Ferramenta de treinamento de RNA no Matlab



Fonte: Matlab®

Tabela 4.4 – Parâmetros do método baseado em ALM

Parâmetro	Tipo/valor	Comando do Matlab®
Função objetivo	Equação (3.9)	–
Restrições	Equações (3.10) e (3.11)	–
Modo de solução	Região de confiança	<i>trust-region-reflective</i>
Método de gradiente	Diferenças finitas	<i>finite-differencing</i>
Número máximo de iterações	1500	–
Tolerância	$1 \cdot 10^{-6}$	–

Fonte: Autor

constantes de simulação foram definidas, de modo a facilitar a apresentação dos casos simulados no capítulo 5.

5 CASOS SIMULADOS E RESULTADOS

5.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo, alguns casos selecionados dentre todas as simulações realizadas durante o trabalho são mostrados, considerados como sendo representativos do desempenho dos algoritmos. Todos os casos mostrados serão apresentados em detalhes, incluindo os casos que utilizam sinais sintéticos gerados por equação e aqueles obtidos a partir de sistema-teste. Nos casos onde há simulação prévia de um sistema para obtenção da forma de onda da corrente o sistema simulado também é mostrado, assim como seus dados e parâmetros. Por fim, é feita uma discussão dos resultados obtidos e uma análise dos métodos.

5.2 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

A seguir, serão detalhados cada caso simulado com seus respectivos parâmetros e sinais de entrada. Para fins de brevidade, cada algoritmo será denotado por um conjunto de três letras, conforme o Quadro 5.1.

Quadro 5.1 – Denotação dos métodos

Método	Denotação
Lee, Kang e Nam (2008)	LEE
Filtro cosseno	COS
Al-Tallaq, Al-Sharai e El-Hawary (2011)	ATQ
Sidhu et al. (2003)	SID
Cho et al. (2009)	CHO
Filtro Mimic	MIM
Filtro de Kalman	KAL
Ajuste de curvas	AJC
RNA	RNA
Levenberg-Marquardt	ALM

Fonte: Autor

Os resultados numéricos dos Índices de Desempenho serão mostrados na forma de tabelas, onde os piores valores em cada critério, ou seja, os de valor unitário, serão destacados em negrito. Os resultados gráficos também serão mostrados para que se possa ter uma ideia mais clara do desempenho de cada algoritmo. Por causa da grande quantidade de métodos testados, cada caso apresentará 16 gráficos, 8 correspondendo à resposta em amplitude e 8 à resposta em ângulo, onde cada gráfico mostra a comparação de um dos métodos implementados com os dois métodos propostos.

5.2.1 Caso 1: métodos de treinamento da RNA

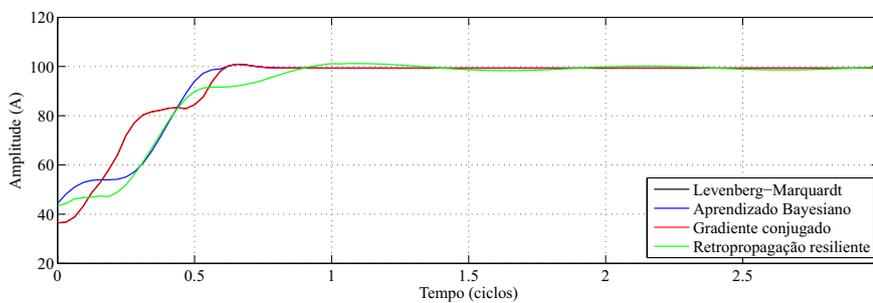
Este caso tem por objetivo avaliar os diferentes métodos de treinamento do método da RNA. Os métodos testados são o método de Levenberg-Marquardt, o aprendizado Bayesiano, o método do gradiente conjugado, e a retropropagação resiliente.

Foi usado um sinal de entrada senoidal consistindo da componente fundamental com amplitude de 100 A e ângulo de -50° , conforme Equação (5.1).

$$i(n) = 100 \cos(2\pi 60n\Delta t - 50^\circ) \quad (5.1)$$

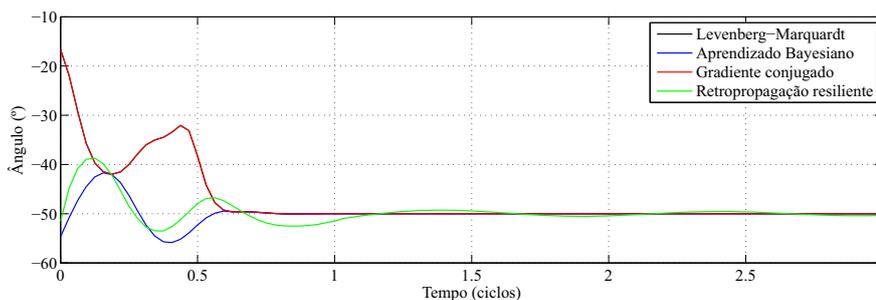
O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. As Figuras 5.1 e 5.2 mostram a comparação do desempenho em amplitude e ângulo, respectivamente.

Figura 5.1 – Resposta em amplitude dos métodos de treinamento da RNA



Fonte: Autor

Figura 5.2 – Resposta em ângulo dos métodos de treinamento da RNA



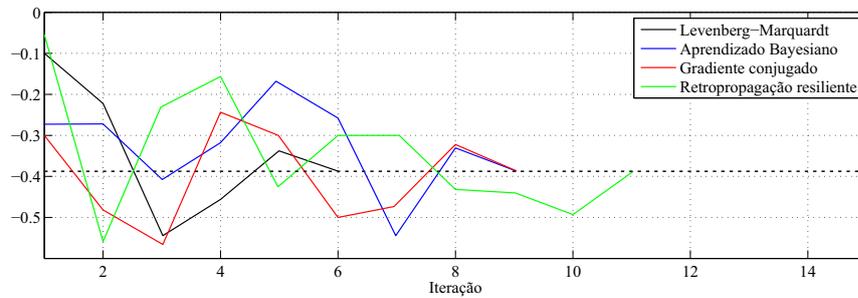
Fonte: Autor

Nas duas figuras, a resposta do método de treinamento Levenberg-Marquardt não é visível, pois é praticamente coincidente com o método do gradiente conjugado. Percebe-se que não há grandes diferenças entre os desempenhos dos quatro métodos de treinamento, sendo a diferença mais notável a oscilação presente no método da retropropagação resiliente. Por esse motivo, e pelo fato de que o treinamento pelo algoritmo de Levenberg-Marquardt ser um dos métodos de treinamento com menor tempo de convergência, o que é importante em aplicações em tempo real, este foi o método escolhido para o treinamento da RNA.

É importante ressaltar que esse tempo de convergência, no entanto, refere-se ao tempo de convergência do treinamento, ou seja, da determinação dos pesos para cada amostra, e não o tempo de convergência da resposta mostrada nas figuras. As Figuras 5.3 e 5.4 mostram o

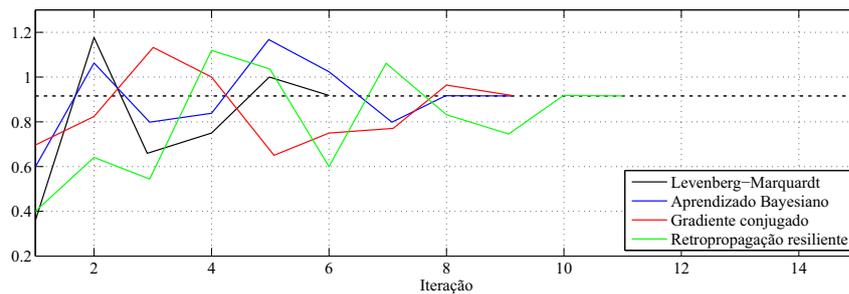
processo de convergência dos pesos W_1 e W_2 , respectivamente, para a amostra $n = 16$ deste caso para os quatro métodos de treinamento. Nota-se que o método de Levenberg-Marquardt precisa de apenas 6 iterações (*epochs*, no Matlab®) para convergir. A linha pontilhada representa o valor correto que os métodos devem atingir, e assim que todos os pesos da RNA convergem, o treinamento para a amostra atual cessa.

Figura 5.3 – Convergência de W_1 para a amostra $n = 16$



Fonte: Autor

Figura 5.4 – Convergência de W_2 para a amostra $n = 16$



Fonte: Autor

5.2.2 Caso 2: cálculo de harmônicos pelos métodos propostos

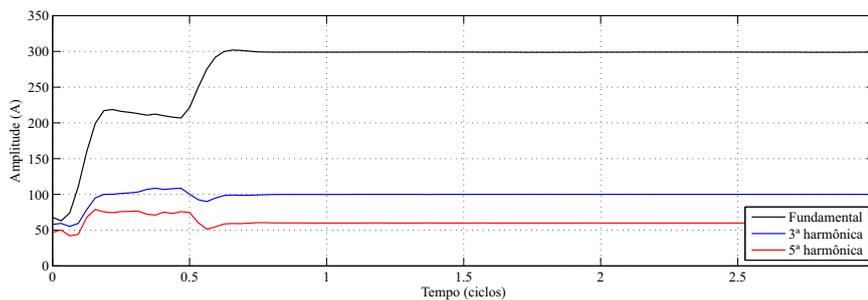
Este caso visa demonstrar a capacidade dos métodos propostos de calcular o conteúdo harmônico de um sinal. Se o cálculo de harmônicas for desejável na aplicação dos algoritmos como neste caso, é importante que o filtro passa-baixa da entrada seja ajustado adequadamente de modo a evitar que essas componentes sejam atenuadas antes mesmo de serem processadas pelos algoritmos, o que geraria erros nos cálculos, fazendo com que as componentes harmônicas calculadas pelo algoritmo não condizam com os valores do sinal de entrada. Deste modo, especificamente para este caso, o filtro Butterworth passa-baixa da entrada, que normalmente tem frequência de corte ajustada em 200 Hz, foi substituído por um filtro com frequência de corte ajustada em 400 Hz.

É usada uma equação para a geração de um sinal de corrente composto da componente fundamental com amplitude de 300 A e ângulo de -80° , da terceira harmônica com amplitude de 100 A e ângulo de -20° , da quinta harmônica com amplitude de 60 A e ângulo de 30° , e de uma componente unidirecional com amplitude de 100 A e constante de tempo de 80 ms. Os parâmetros desse sinal, portanto, são:

I_1	ϕ_1	I_3	ϕ_3	I_5	ϕ_5	I_0	τ	I'_0	τ'	f
300 A	-80°	100 A	-20°	60 A	30°	100 A	80 ms	0	0	60 Hz

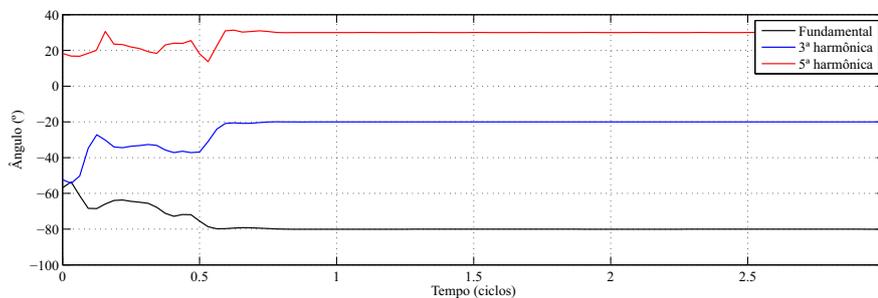
O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. As Figuras 5.5 e 5.6 mostram a amplitude e o ângulo da componente fundamental e 3ª e 5ª harmônicas calculadas pelo método da RNA. As Figuras 5.7 e 5.8 mostram a amplitude e o ângulo para essas mesmas componentes calculadas pelo método do ALM. A 2ª e 4ª harmônicas são inexistentes no sinal, conforme as Figuras 5.9 e 5.10, que mostram a amplitude e o ângulo dessas componentes calculadas pelos dois métodos.

Figura 5.5 – Amplitude da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método da RNA



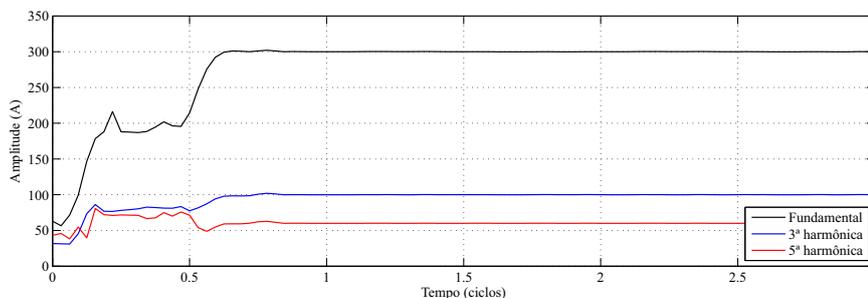
Fonte: Autor

Figura 5.6 – Ângulo da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método da RNA



Fonte: Autor

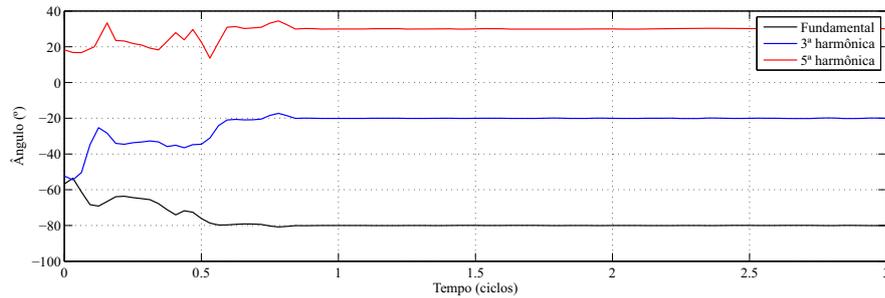
Figura 5.7 – Amplitude da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método do ALM



Fonte: Autor

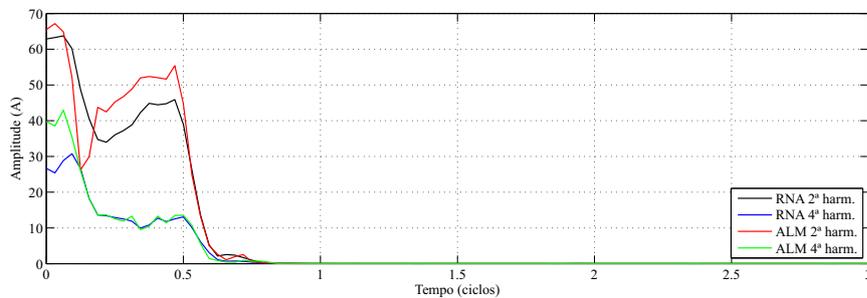
Este caso mostra uma particularidade dos métodos propostos de serem capazes de calcular o conteúdo harmônico do sinal, e não somente a componente fundamental. Esse cálculo

Figura 5.8 – Ângulo da fundamental e 3ª e 5ª harmônicas do método do ALM



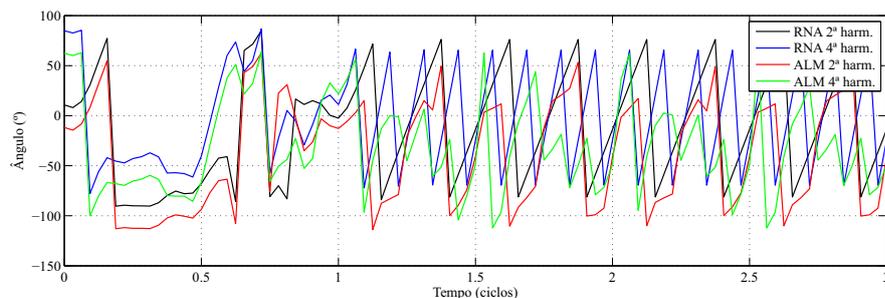
Fonte: Autor

Figura 5.9 – Amplitude da 2ª e 4ª harmônicas



Fonte: Autor

Figura 5.10 – Ângulo da 2ª e 4ª harmônicas



Fonte: Autor

é limitado, obviamente, pela quantidade de componentes harmônicas admitidas na entrada dos métodos, ou seja, o número de neurônios na camada de entrada da RNA, ou o número de termos na equação de otimização do método ALM.

Pelas figuras, nota-se que ambos os métodos são capazes de calcular as componentes harmônicas do sinal com precisão. O ângulo das componentes de 2ª e 4ª harmônicas apresentam um comportamento errático e divergente, pelo fato delas também apresentarem amplitude nula. Isso ocorre pois, como visto no capítulo 3, os pesos que são usados para calcular os fasores dependem tanto da amplitude como do ângulo. Portanto, como a amplitude dessas componentes do sinal é nula, o algoritmo não consegue convergir para um valor de ângulo, justamente porque essas componentes são inexistentes no sinal.

5.2.3 Caso 3: sinal senoidal puro

Este caso apresenta a primeira comparação entre os métodos apresentados no trabalho. Aqui, será usado um sinal senoidal puro para avaliar o desempenho dos métodos nessas condições. O sinal usado como entrada tem amplitude de 1 pu e ângulo de -80° . Os dados para este caso são:

I_1	ϕ_1	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
1 pu	-80°	0	0	0	0	1	60 Hz	32

O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. A Tabela 5.1 mostra os valores dos Índices de Desempenho normalizados deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.11 a 5.14.

Tabela 5.1 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 3

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	0,6861	0,5740	0,9615	1,0000	0,7750	0,8491	0,8076
COS	0,8549	0,4169	0,1282	0,2704	0,9250	1,0000	0,5992
ATQ	0,3250	0,8847	0,1923	0,0013	0,7500	0,6922	0,4743
SID	0,1272	0,7661	1,0000	0,1066	0,3750	0,2830	0,4430
CHO	0,3344	1,0000	0,1282	0,2222	0,7500	0,8491	0,5473
MIM	0,7294	0,8816	0,6667	0,0398	0,8250	0,7170	0,6432
KAL	1,0000	0,4127	0,1282	0,0278	1,0000	0,3585	0,4879
AJC	0,0200	0,0002	0,1282	0,0505	0,3750	0,2830	0,1428
RNA	0,1255	0,0047	0,6282	0,0004	0,4500	0,3208	0,2549
ALM	0,1505	0,0044	0,5128	0,0016	0,4500	0,3208	0,2400

Fonte: Autor

É possível ver o comportamento dos filtros para um sinal de entrada senoidal. Esse comportamento pode ser usado como base para averiguar como a adição de componentes e a alteração de parâmetros como a frequência de amostragem ou a frequência do sinal nos casos seguintes afeta o desempenho dos métodos. Destaca-se o excelente desempenho do método baseado em ajuste de curvas, uma consequência proveniente de sua estrutura, fazendo com que o sinal senoidal se encaixe perfeitamente em seu modelo matemático.

5.2.4 Caso 4: sinal senoidal com uma componente unidirecional

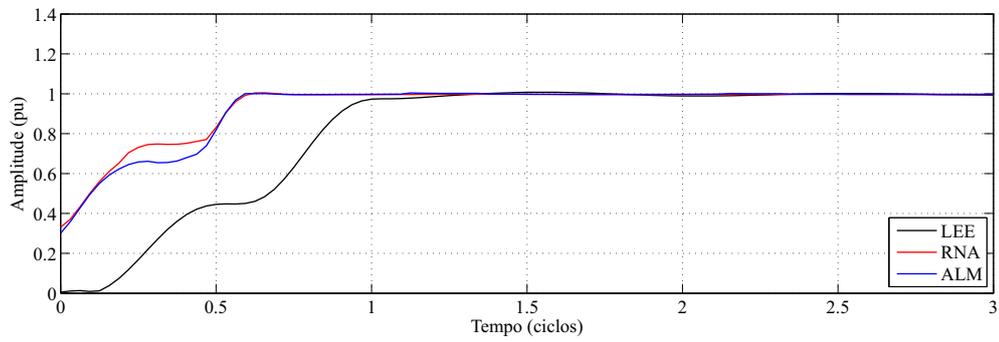
Este caso apresenta um sinal senoidal com a adição de uma componente unidirecional. A componente senoidal fundamental tem amplitude de 1 pu e ângulo de -80° , e a componente unidirecional tem amplitude de 0,5 pu e constante de tempo de 120 ms. Também é adicionado ruído branco de 30 dB. Os dados deste caso são:

I_1	ϕ_1	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
1 pu	-80°	0,5 pu	120 ms	0	0	1	60 Hz	32

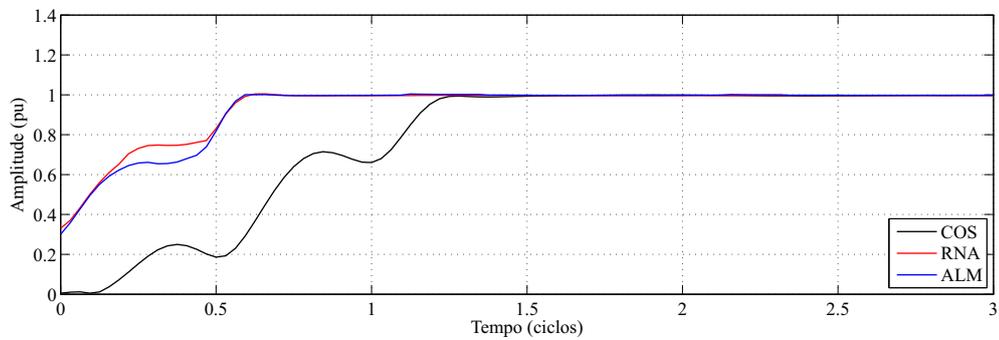
O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. A Tabela 5.2 mostra os valores dos Índices de Desempenho normalizados deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.15 a 5.18.

Figura 5.11 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 3

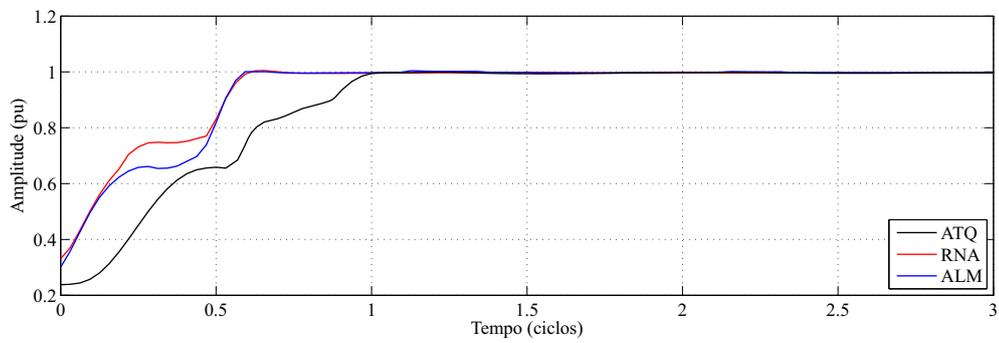
(a) Comparação com o método LEE



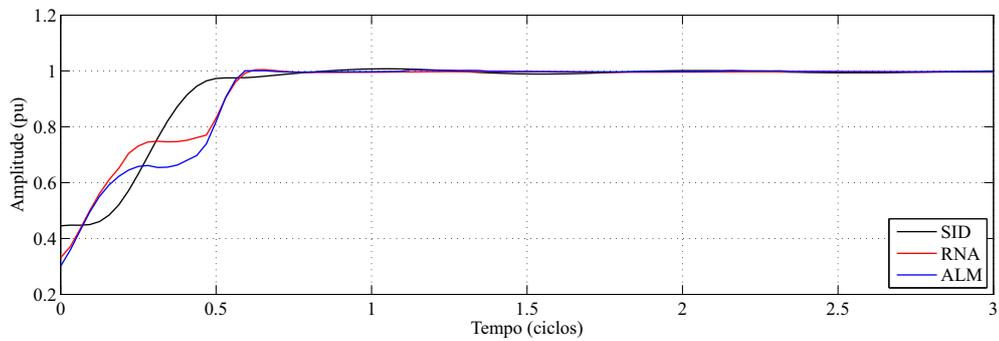
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



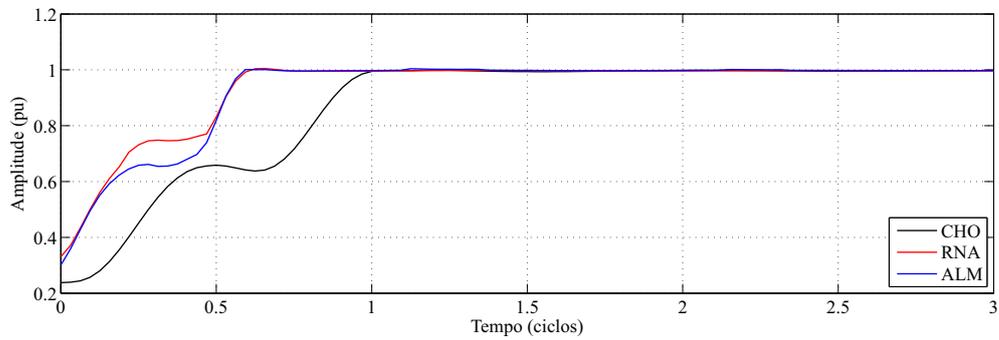
(d) Comparação com o método SID



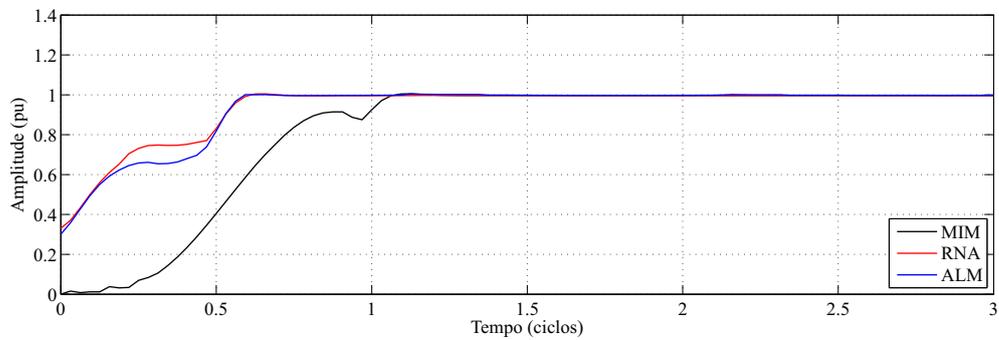
Fonte: Autor

Figura 5.12 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 3

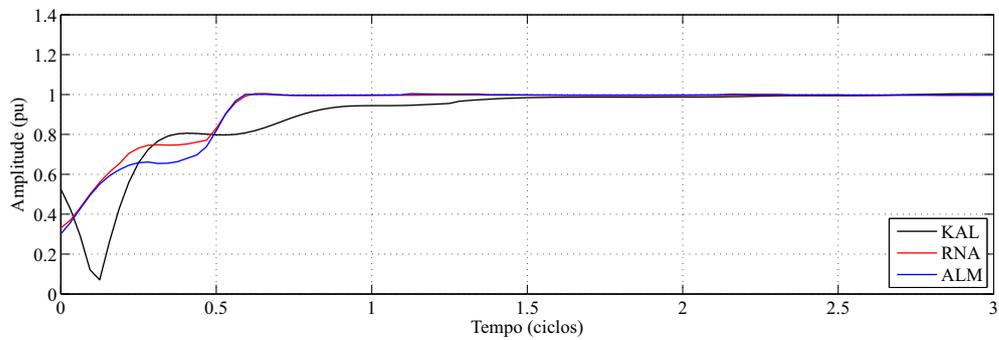
(a) Comparação com o método CHO



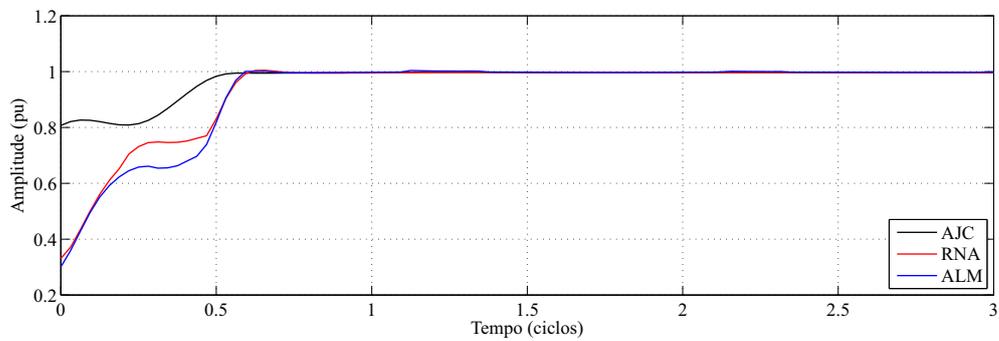
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



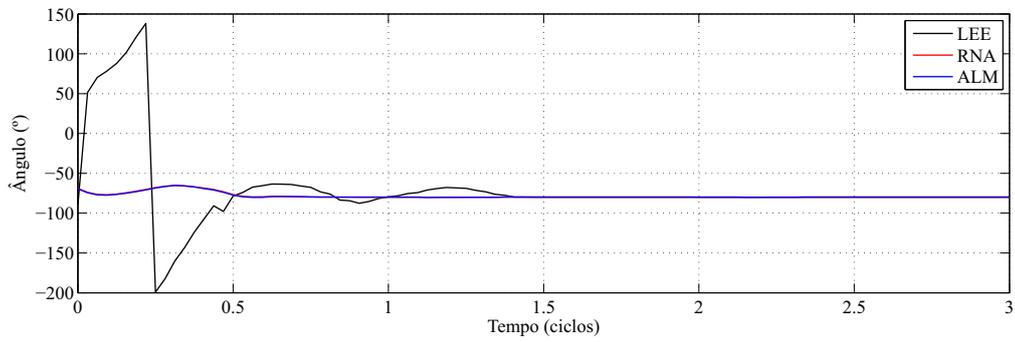
(d) Comparação com o método AJC



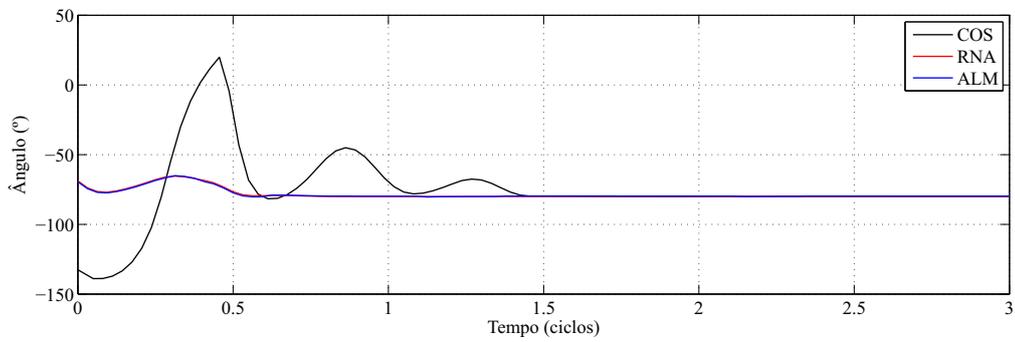
Fonte: Autor

Figura 5.13 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 3

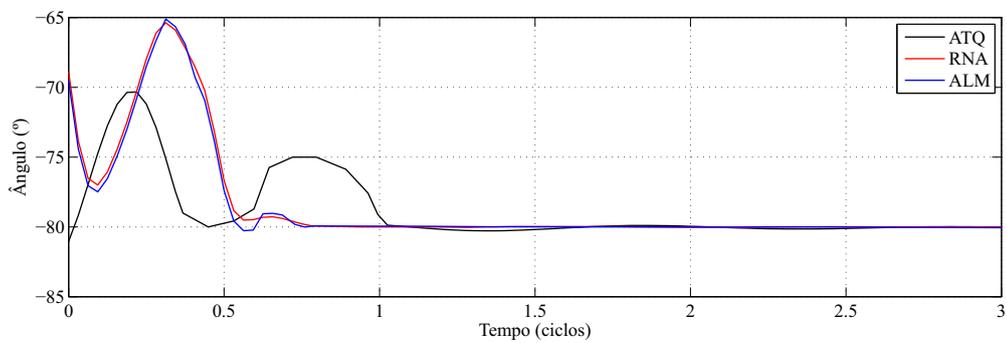
(a) Comparação com o método LEE



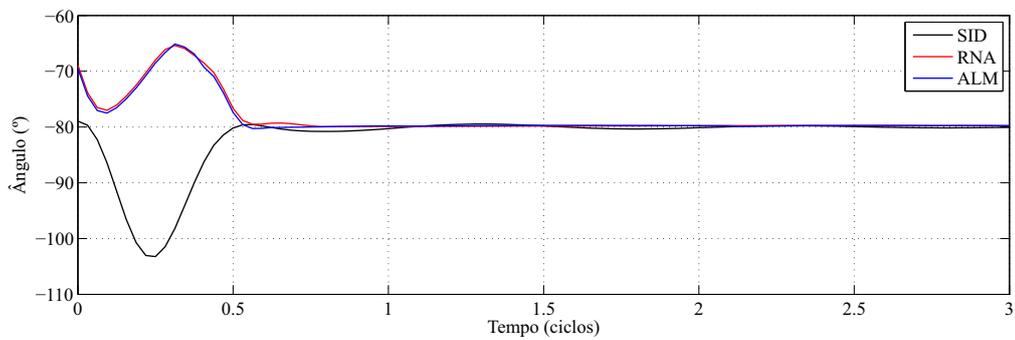
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



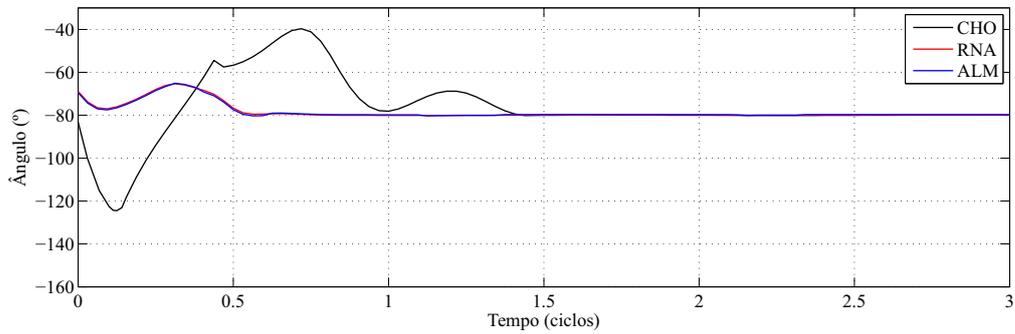
(d) Comparação com o método SID



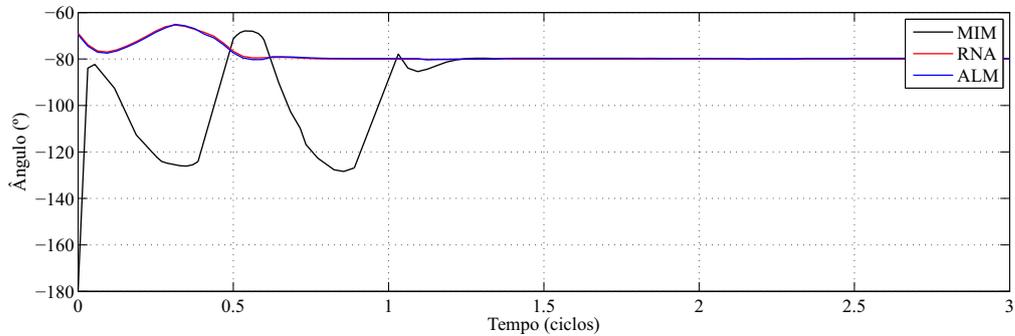
Fonte: Autor

Figura 5.14 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 3

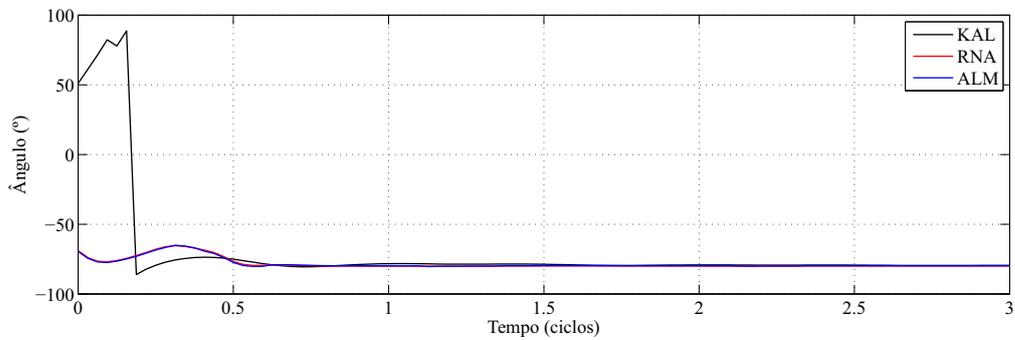
(a) Comparação com o método CHO



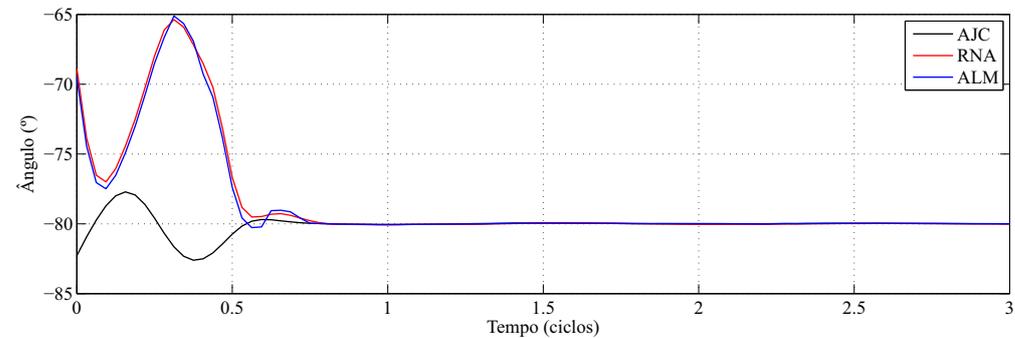
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

Tabela 5.2 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 4

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	0,5918	0,0370	0,2400	1,0000	0,3452	0,4037	0,4363
COS	0,3183	0,0699	0,0544	0,3544	0,4048	0,4128	0,2693
ATQ	0,4752	1,0000	0,2569	0,0170	0,3690	0,3028	0,4035
SID	0,7000	0,3701	0,2400	0,1717	0,1786	0,1468	0,3012
CHO	0,6750	0,3417	0,1046	0,2421	0,3690	0,4128	0,3576
MIM	0,3970	0,2174	0,1277	0,0200	0,3690	0,3028	0,2390
KAL	1,0000	0,8386	1,0000	0,435	1,0000	1,0000	0,8137
AJC	0,0250	0,0005	0,0130	0,0489	0,1786	0,1468	0,0688
RNA	0,1355	0,0144	0,2123	0,0003	0,2262	0,1560	0,1241
ALM	0,1577	0,0134	0,2185	0,0024	0,2262	0,1560	0,1290

Fonte: Autor

Este caso destaca o efeito que a presença de uma componente unidirecional exponencialmente decrescente tem sobre os algoritmos de estimação fasorial. Destacam-se alguns dos métodos mais afetados, como o filtro de Kalman e a resposta em ângulo do filtro proposto por Cho et al. (2009). De modo geral, todos os filtros são construídos com o objetivo principal de remoção dessa componente, portanto, seu efeito sobre o desempenho dos métodos não é significativamente grande.

5.2.5 Caso 5: sinal senoidal com harmônicos e duas componentes unidirecionais

Neste caso, será usado um sinal de entrada senoidal de amplitude 1 pu e ângulo -80° , com adição de componentes harmônicas até a 30ª ordem, além de duas componentes unidirecionais. A amplitude e ângulo das componentes harmônicas serão dependentes de sua ordem, e as componentes unidirecionais terão amplitudes de 0,5 e 0,1 pu, e constantes de tempo de 120 e 20 ms, respectivamente. Ainda, é adicionado ruído branco de 30 dB. Os dados deste caso são:

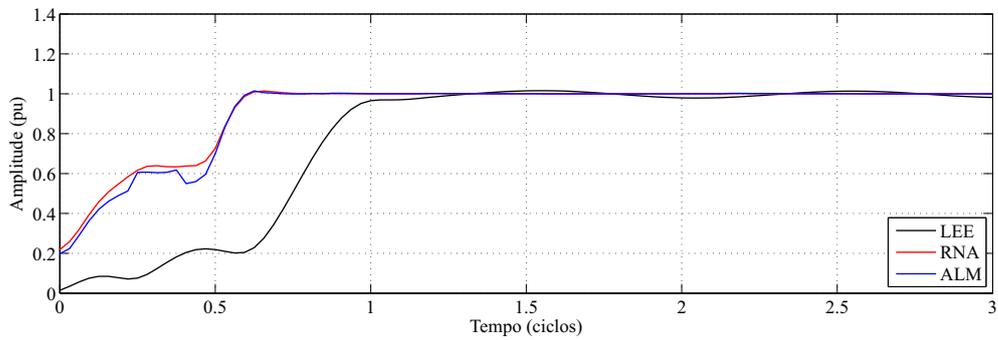
I_m	ϕ_m	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
$\frac{1}{m}$ pu	$-m \cdot 80^\circ$	0,5 pu	120 ms	0,1 pu	20 ms	30	60 Hz	32

O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. A Tabela 5.3 mostra os valores dos Índices de Desempenho normalizados deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.19 a 5.22.

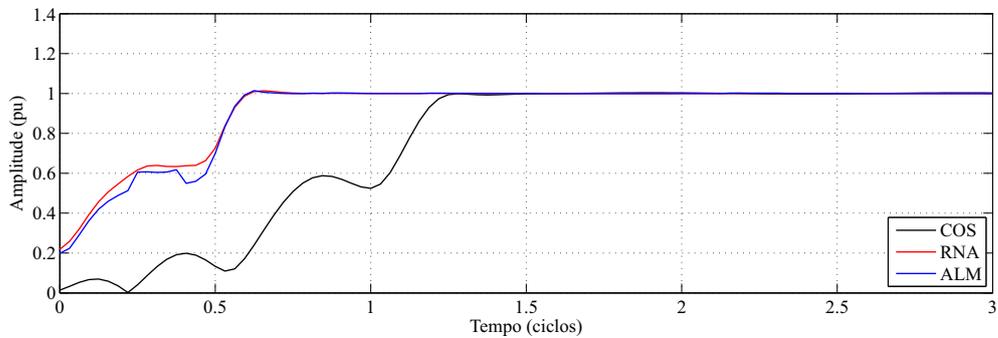
Neste caso, o filtro Butterworth da entrada remove boa parte das harmônicas de ordem superior, deixando apenas as de ordem menor para serem processadas pelos algoritmos. Nota-se o grande impacto que as harmônicas e a segunda componente unidirecional têm sobre alguns dos filtros, em especial o filtro de Kalman e o filtro proposto por Lee, Kang e Nam (2008). Os métodos propostos, no entanto, conseguem manter o desempenho mesmo com todas essas componentes presentes no sinal, além de alguns outros métodos que se mantiveram consistentes no desempenho, como os filtros propostos por Al-Tallaq, Al-Sharai e El-Hawary (2011) e Sidhu et al. (2003).

Figura 5.15 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 4

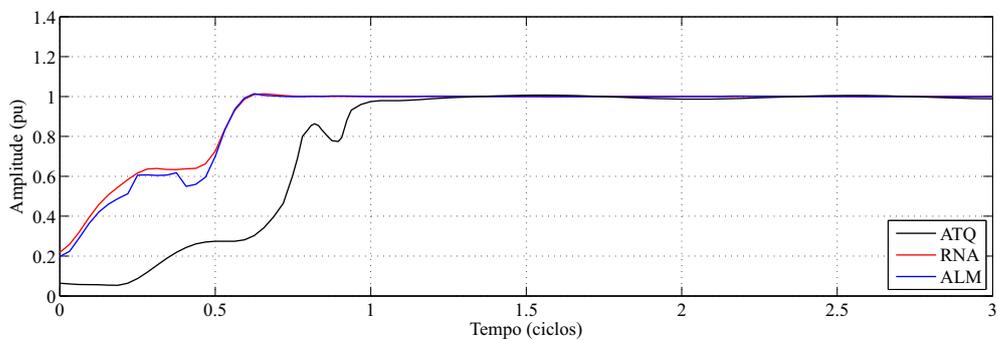
(a) Comparação com o método LEE



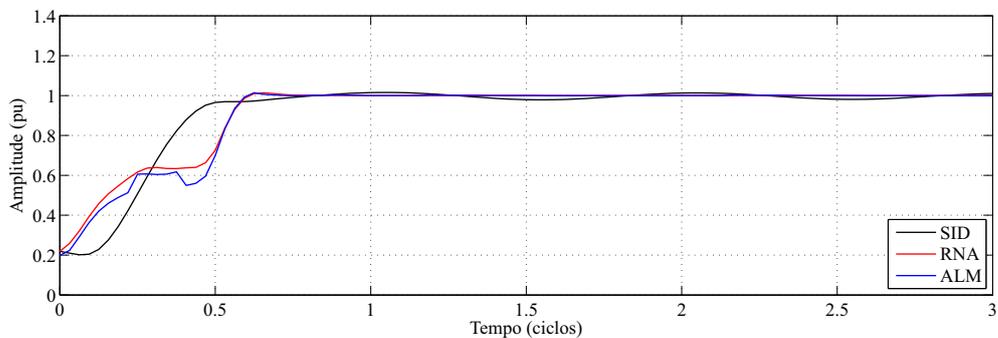
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



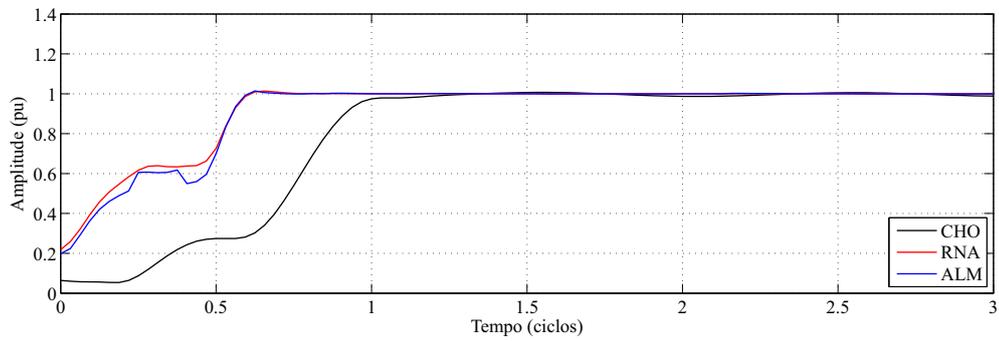
(d) Comparação com o método SID



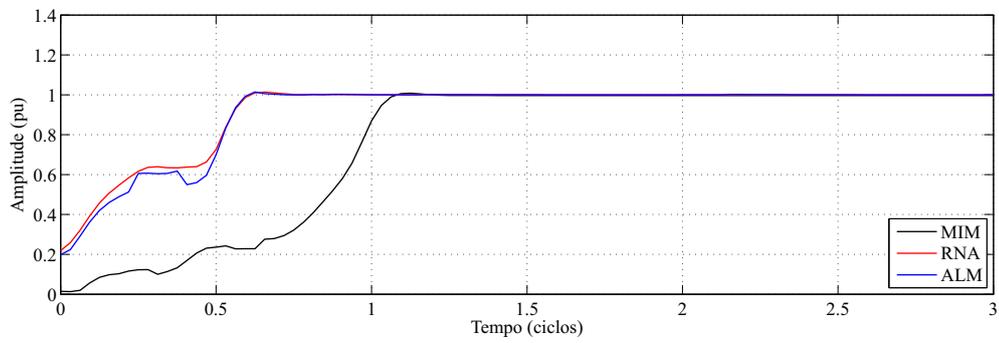
Fonte: Autor

Figura 5.16 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 4

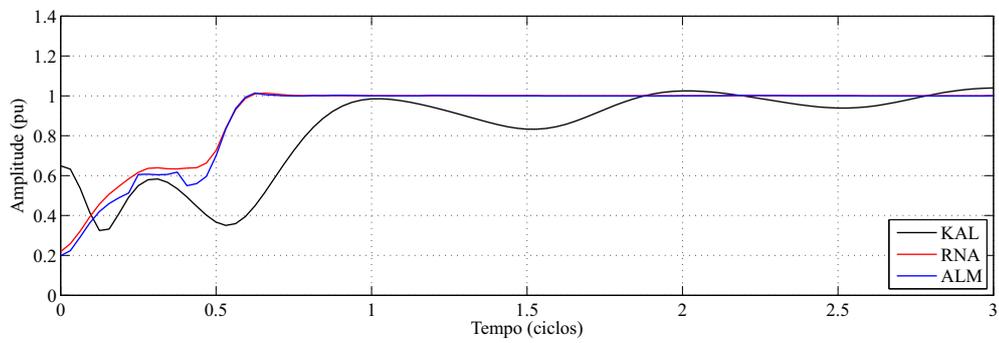
(a) Comparação com o método CHO



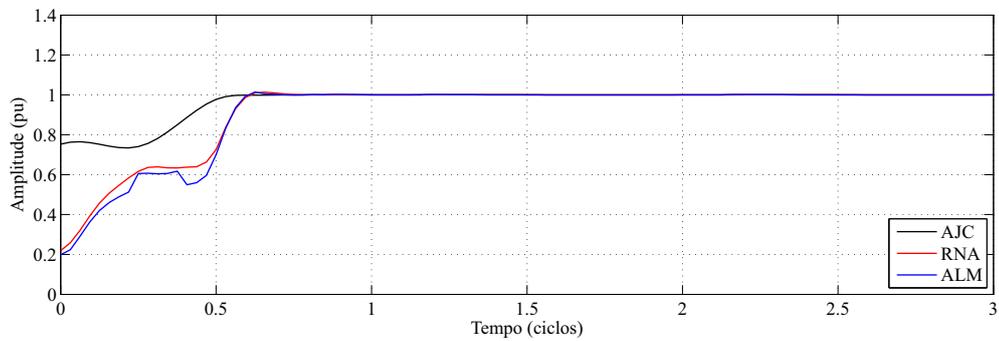
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



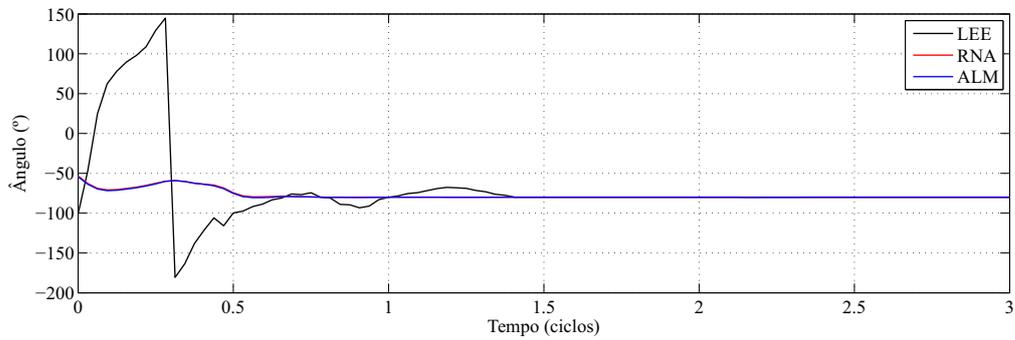
(d) Comparação com o método AJC



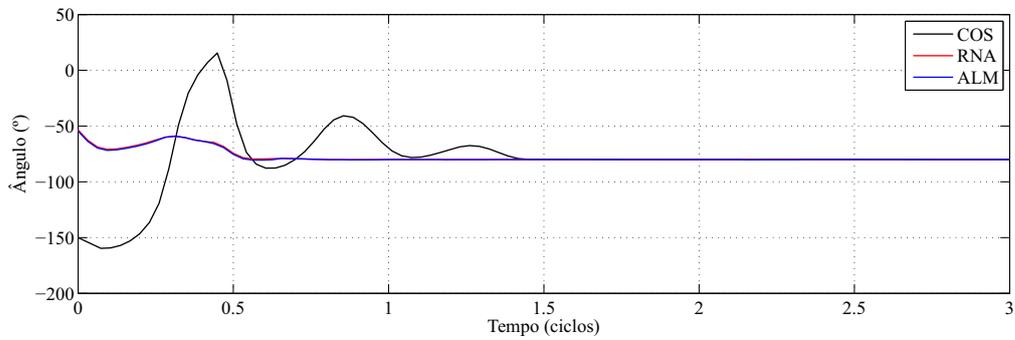
Fonte: Autor

Figura 5.17 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 4

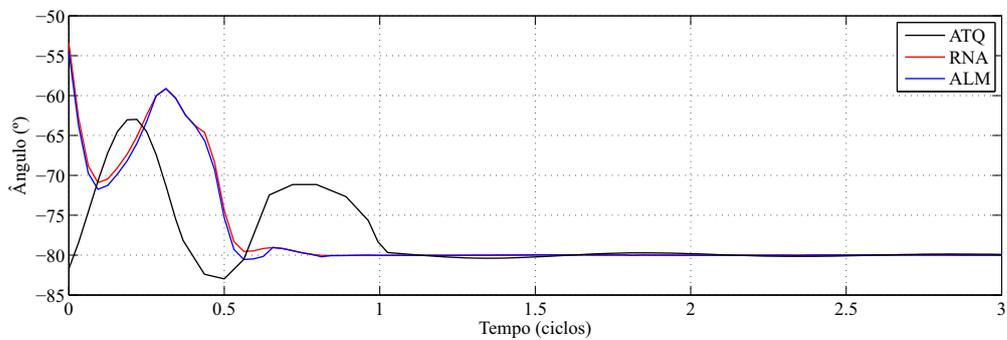
(a) Comparação com o método LEE



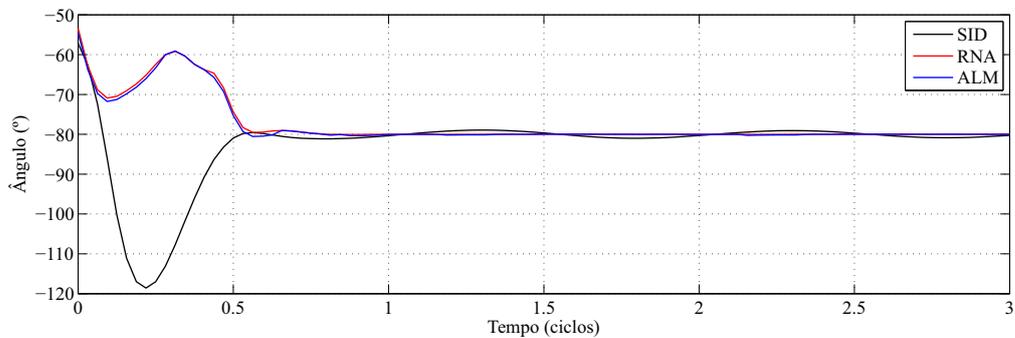
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



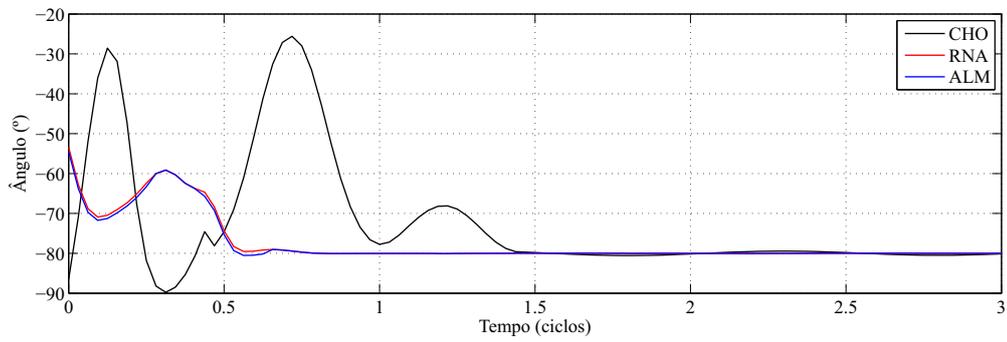
(d) Comparação com o método SID



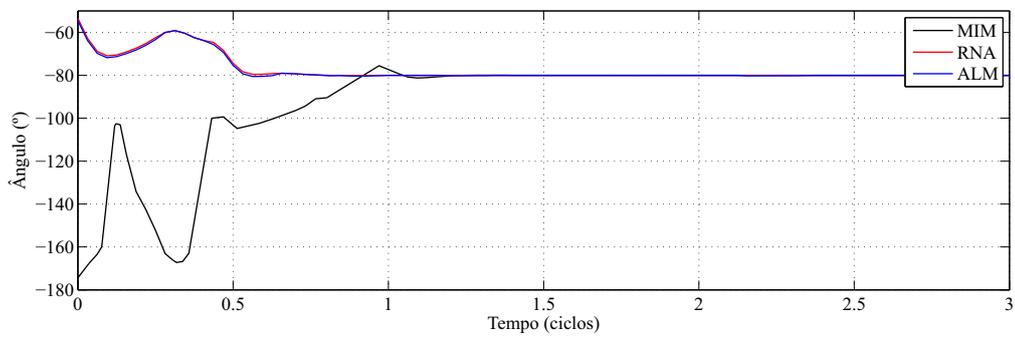
Fonte: Autor

Figura 5.18 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 4

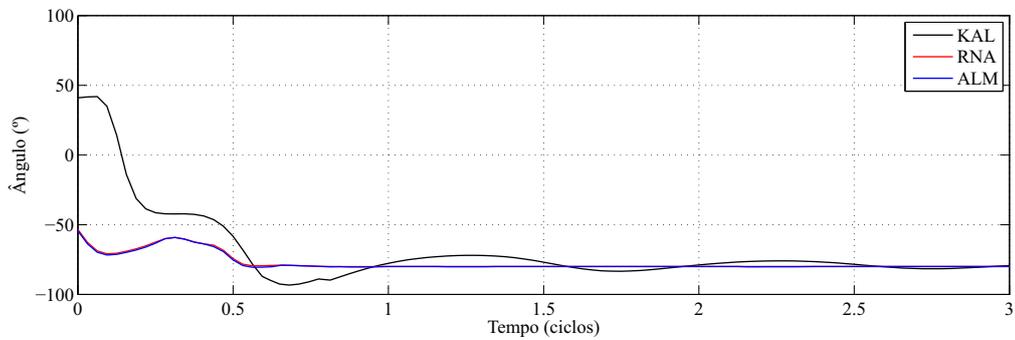
(a) Comparação com o método CHO



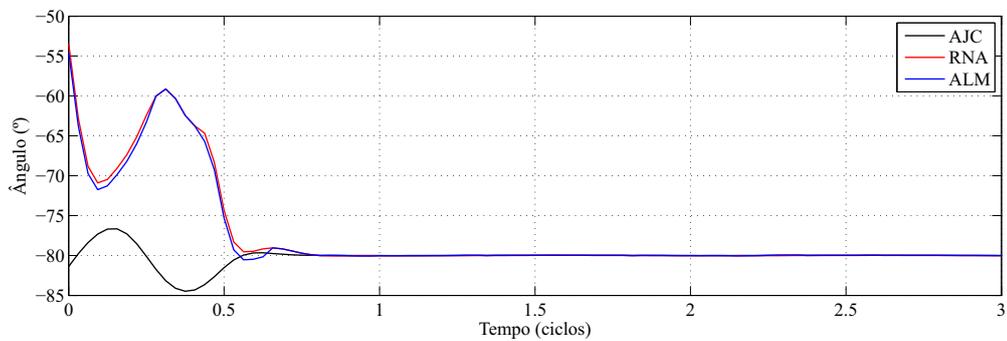
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

Tabela 5.3 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 5

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	0,9847	0,1313	0,725	1,0000	0,5517	0,7759	0,6110
COS	0,3846	0,2498	0,0274	0,4515	0,6552	0,7586	0,4212
ATQ	0,7752	0,2850	0,2188	0,0057	0,5000	0,7022	0,4145
SID	0,8462	0,3801	0,2725	0,2043	0,2759	0,2414	0,3701
CHO	0,8289	0,6785	0,1935	0,2720	0,5172	0,8621	0,5587
MIM	0,4271	0,0606	0,0942	0,0162	0,5517	0,5517	0,2836
KAL	1,0000	1,0000	1,0000	0,0338	1,0000	1,0000	0,8390
AJC	0,1965	0,0563	0,0101	0,0523	0,2596	0,2414	0,1359
RNA	0,2812	0,0610	0,1114	0,0005	0,3103	0,2931	0,1763
ALM	0,2980	0,0599	0,0912	0,0040	0,3103	0,2931	0,1761

Fonte: Autor

5.2.6 Caso 6: sinal senoidal com frequência de amostragem de 16 amostras por ciclo

Este caso tem por objetivo avaliar a resposta dos filtros para uma frequência de amostragem de 16 amostras por ciclo, ao invés das 32 amostras por ciclo dos outros casos. O sinal de entrada consiste de um sinal senoidal de amplitude 1 pu e ângulo de -80° . O tamanho da janela de dados é mantido em um ciclo, agora com 16 amostras. Os dados para este caso são:

I_1	ϕ_1	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
1 pu	-80°	0	0	0	0	1	60 Hz	16

O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. A Tabela 5.4 mostra os valores dos Índices de Desempenho normalizados deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.23 a 5.26.

Tabela 5.4 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 6

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	1,0000	0,9236	0,7220	0,2442	0,7143	0,9565	0,7601
COS	0,9465	0,5556	0,6910	0,7400	0,9286	0,4783	0,7233
ATQ	0,0735	0,9234	0,4120	0,0939	0,9643	0,8261	0,5489
SID	0,1179	1,0000	0,7850	0,2637	0,3214	0,4348	0,4871
CHO	0,6035	0,4478	0,3520	1,0000	1,0000	1,0000	0,7339
MIM	0,0912	0,5992	1,0000	0,4501	0,6429	0,7826	0,5943
KAL	0,2654	0,8219	0,2930	0,4477	0,8214	0,6522	0,503
AJC	—*	—*	—*	—*	—*	—*	—*
RNA	0,0701	0,2667	0,8110	0,0501	0,3571	0,5217	0,3461
ALM	0,0646	0,2656	0,8510	0,1695	0,3571	0,4783	0,3643

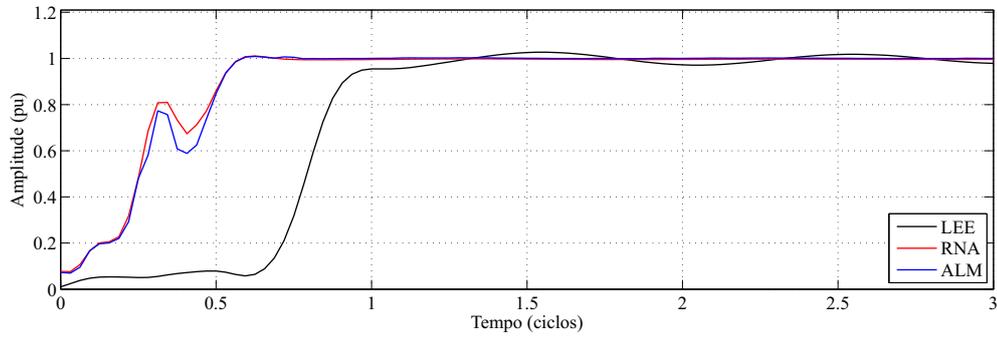
*Valores marcados como — indicam que o método não convergiu.

Fonte: Autor

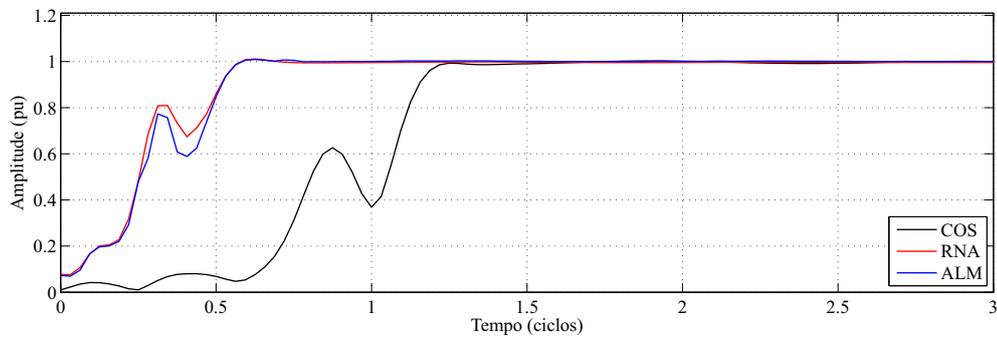
Todos os métodos funcionam corretamente para uma frequência de amostragem mais baixa, com exceção do método baseado em ajuste de curvas, que não consegue calcular corretamente o fasor da componente fundamental. Isso não é considerado essencialmente como uma

Figura 5.19 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 5

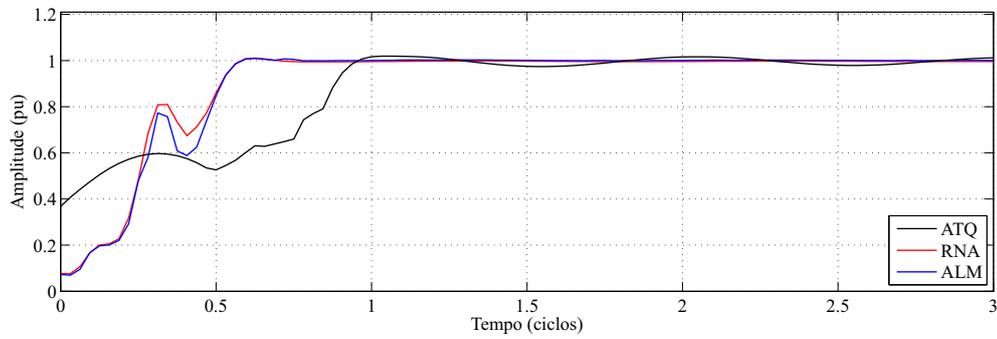
(a) Comparação com o método LEE



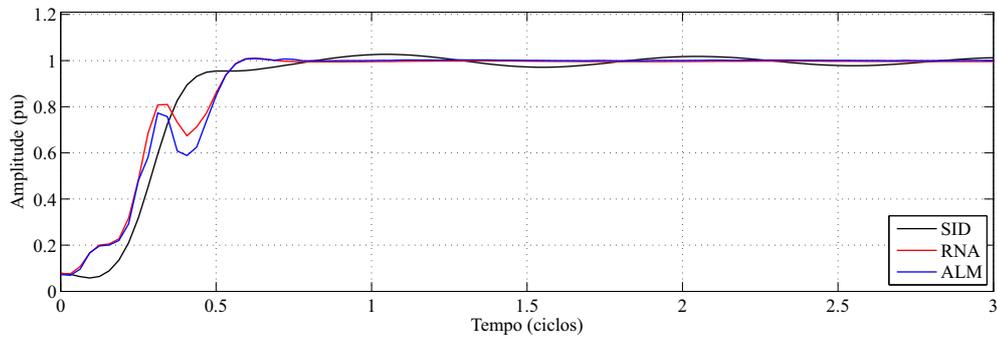
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



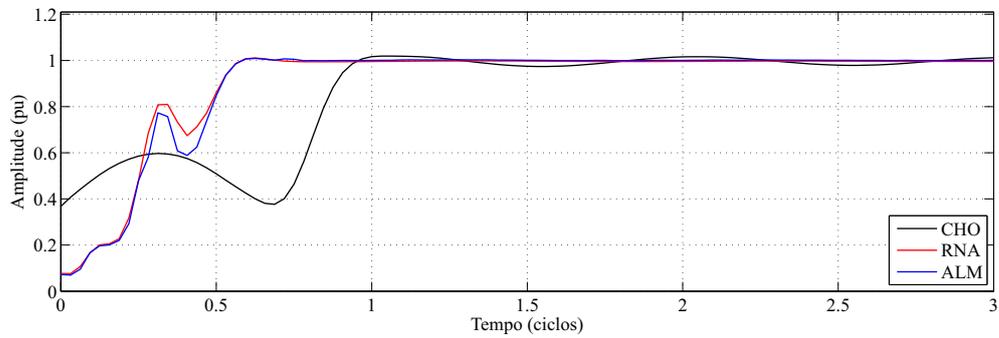
(d) Comparação com o método SID



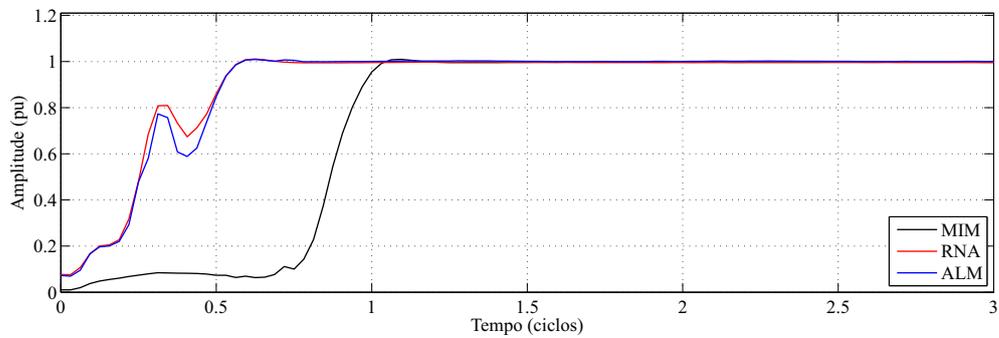
Fonte: Autor

Figura 5.20 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 5

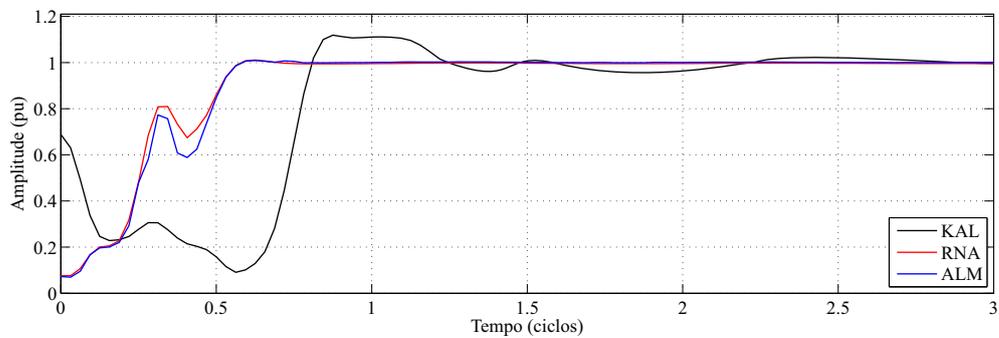
(a) Comparação com o método CHO



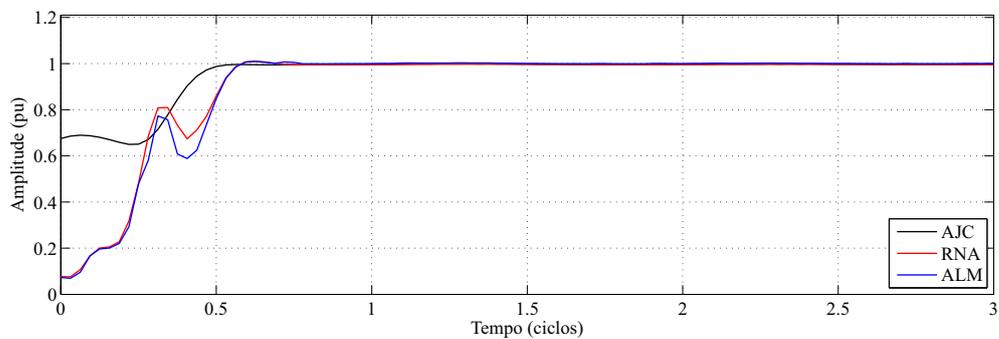
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



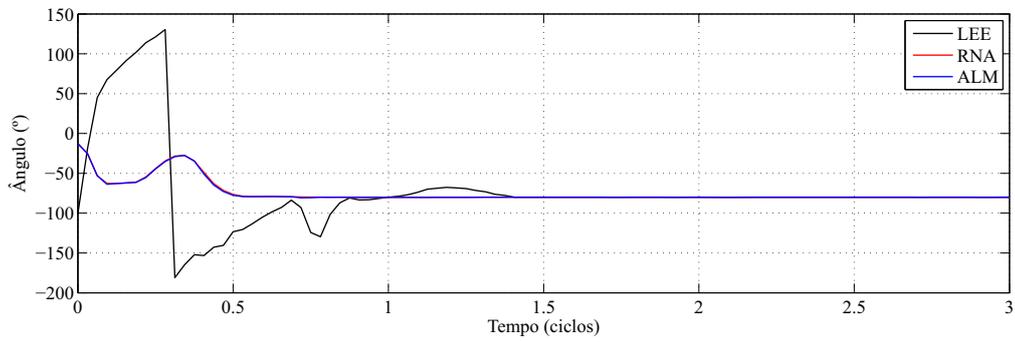
(d) Comparação com o método AJC



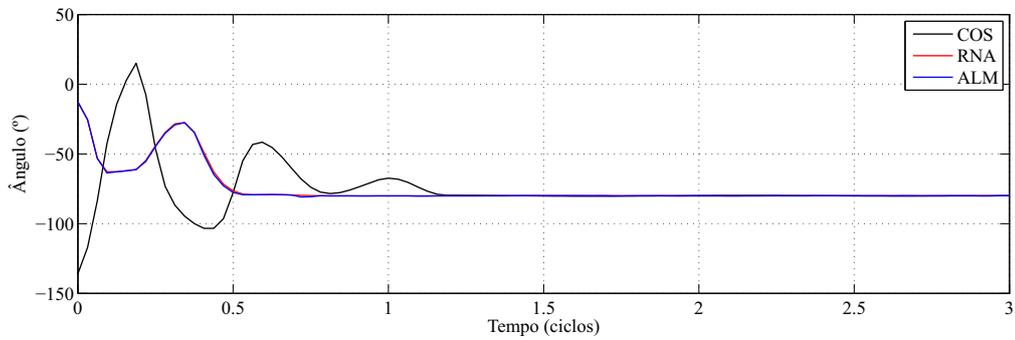
Fonte: Autor

Figura 5.21 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 5

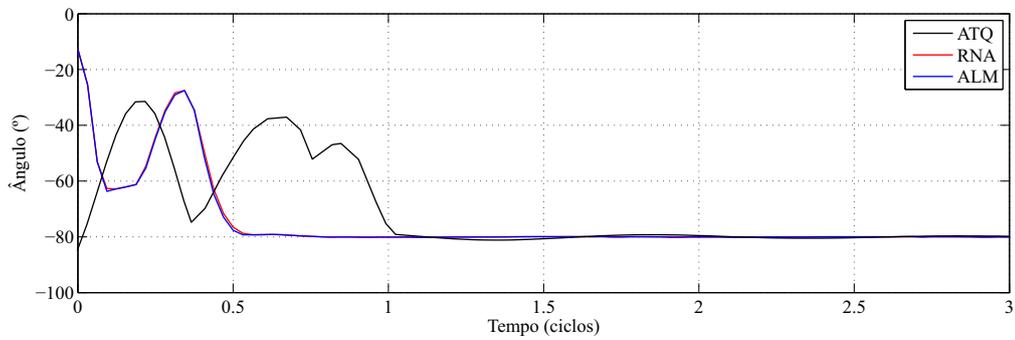
(a) Comparação com o método LEE



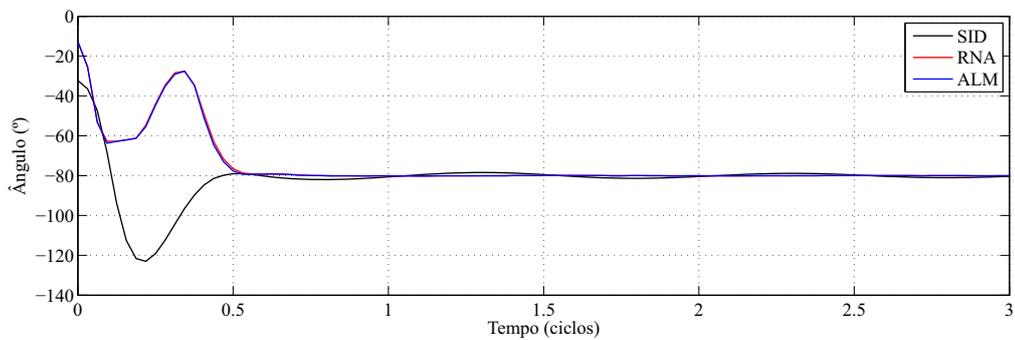
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



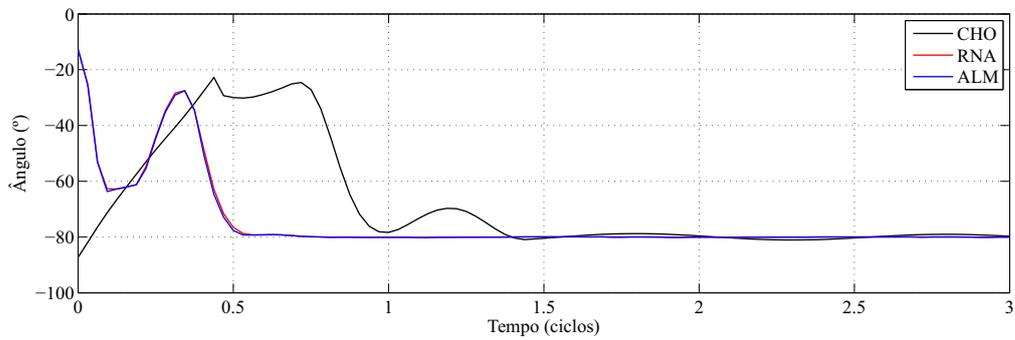
(d) Comparação com o método SID



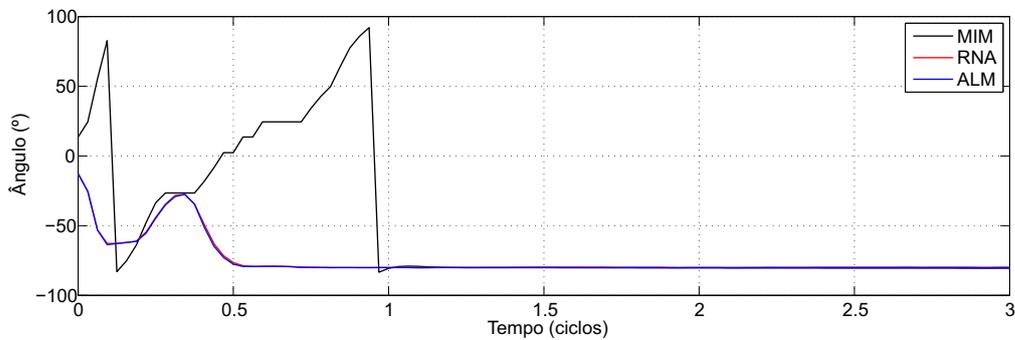
Fonte: Autor

Figura 5.22 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 5

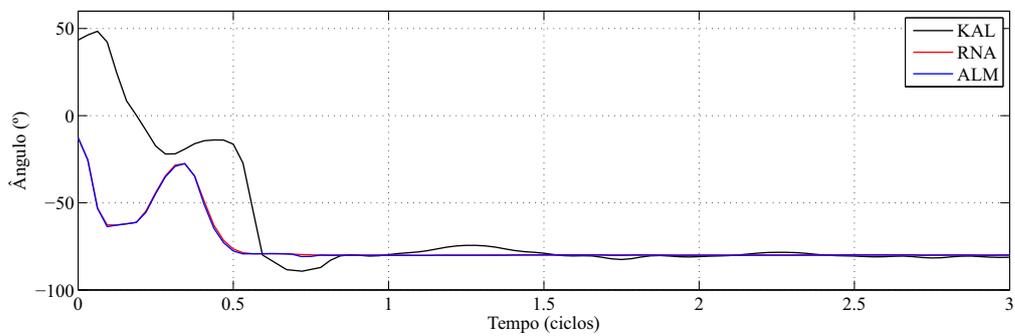
(a) Comparação com o método CHO



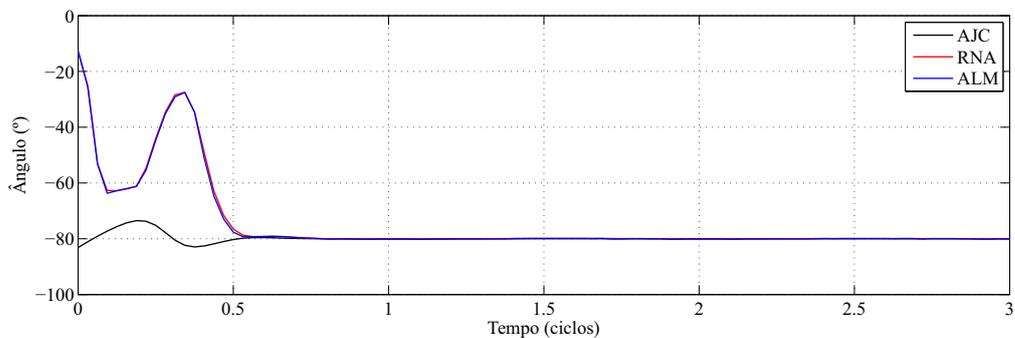
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



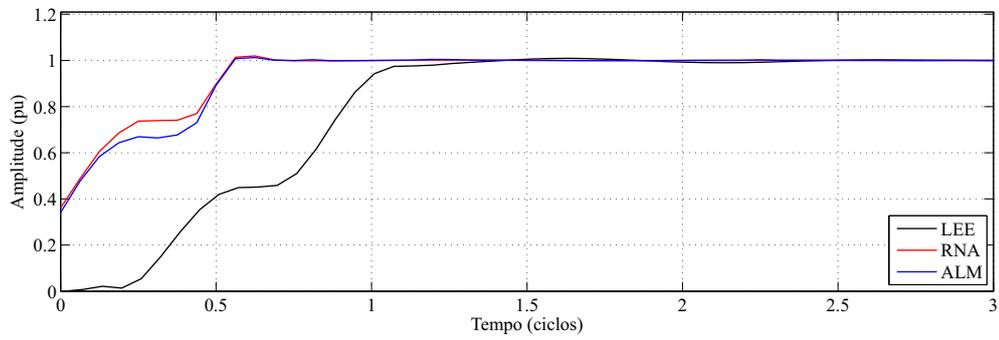
(d) Comparação com o método AJC



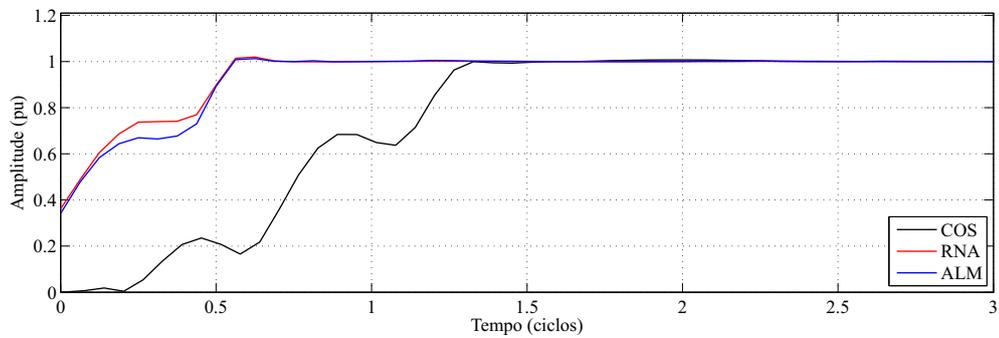
Fonte: Autor

Figura 5.23 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 6

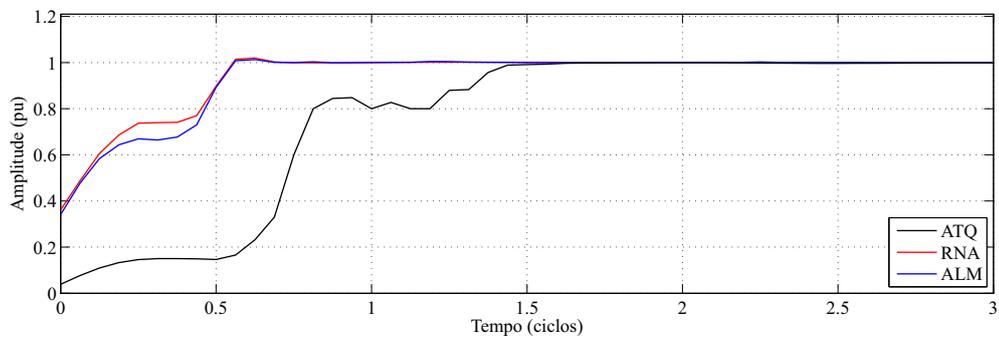
(a) Comparação com o método LEE



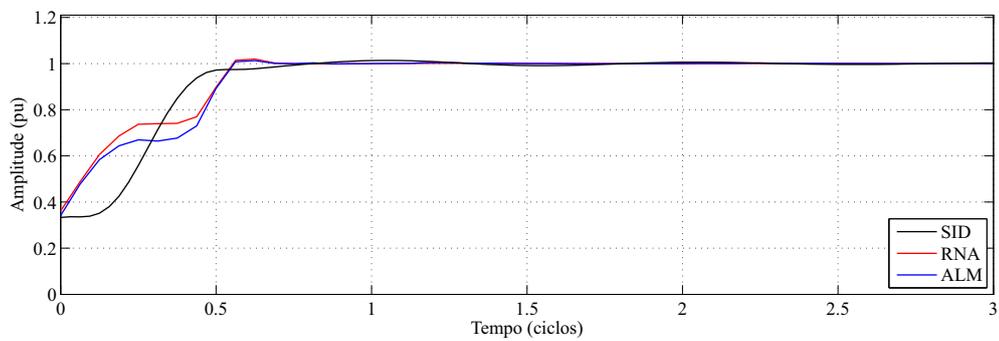
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



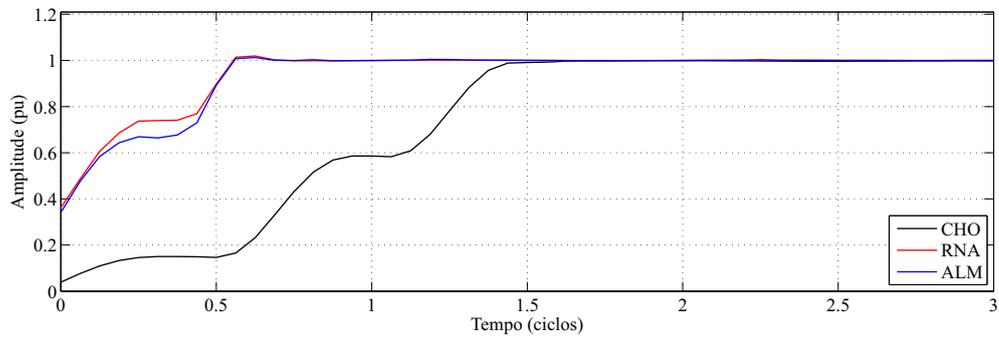
(d) Comparação com o método SID



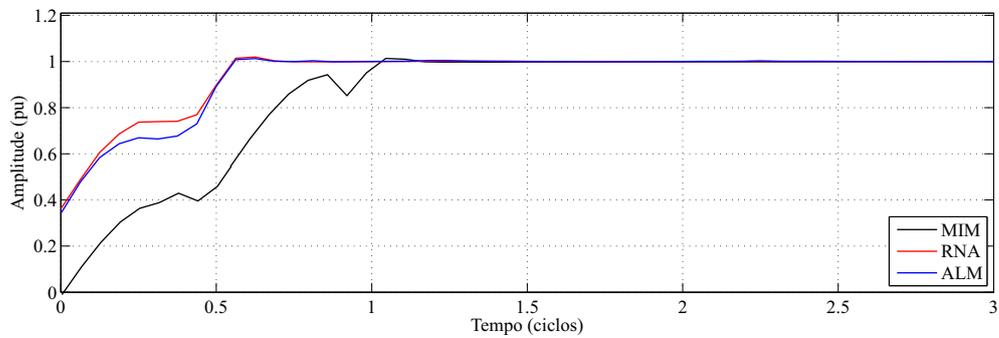
Fonte: Autor

Figura 5.24 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 6

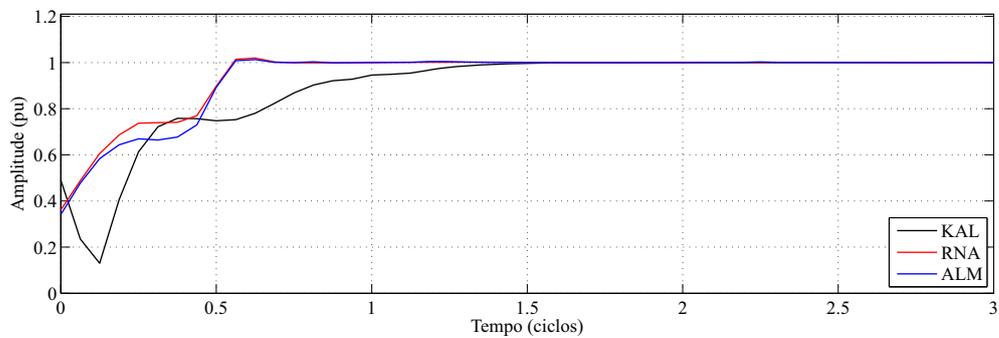
(a) Comparação com o método CHO



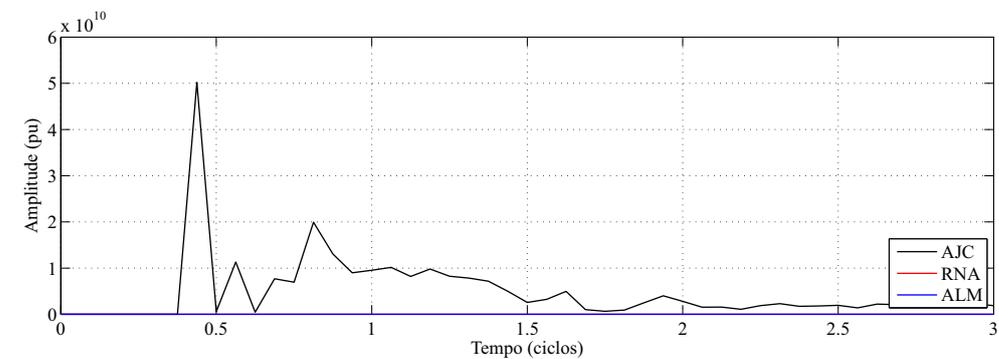
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



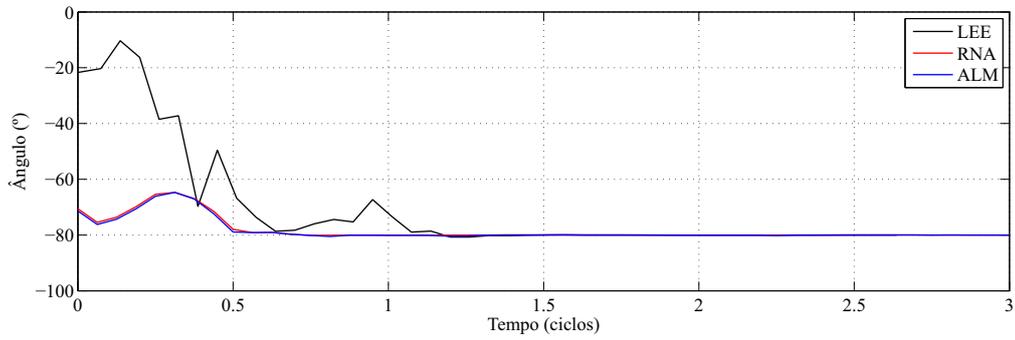
(d) Comparação com o método AJC



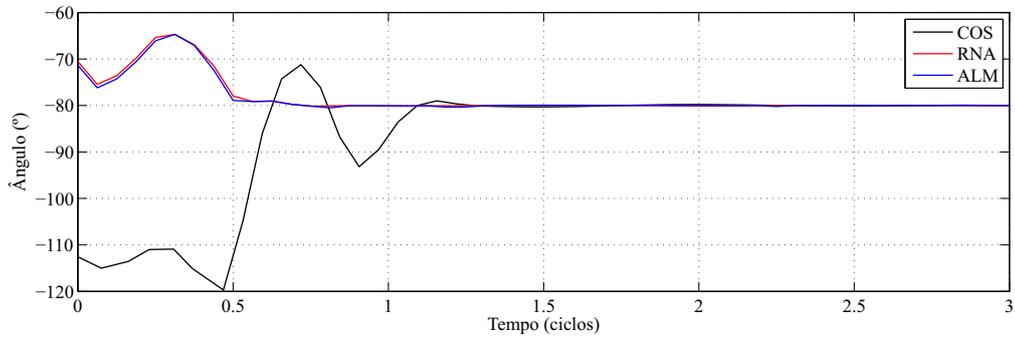
Fonte: Autor

Figura 5.25 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 6

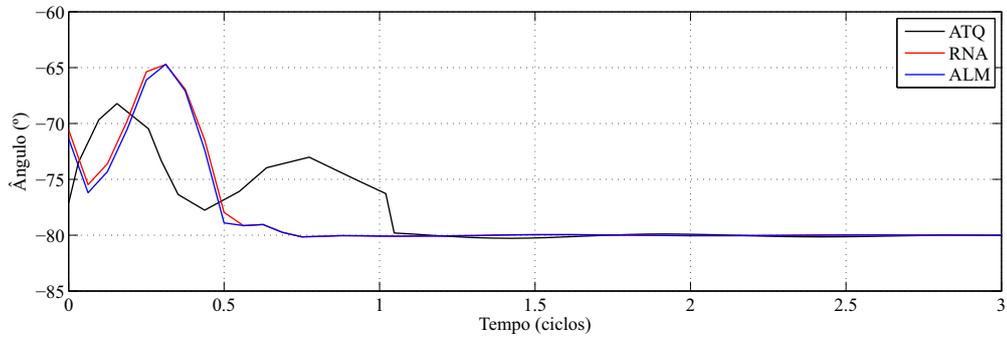
(a) Comparação com o método LEE



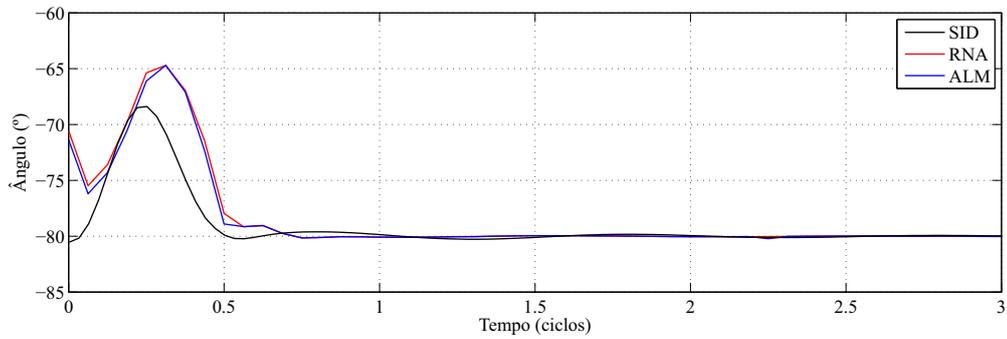
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



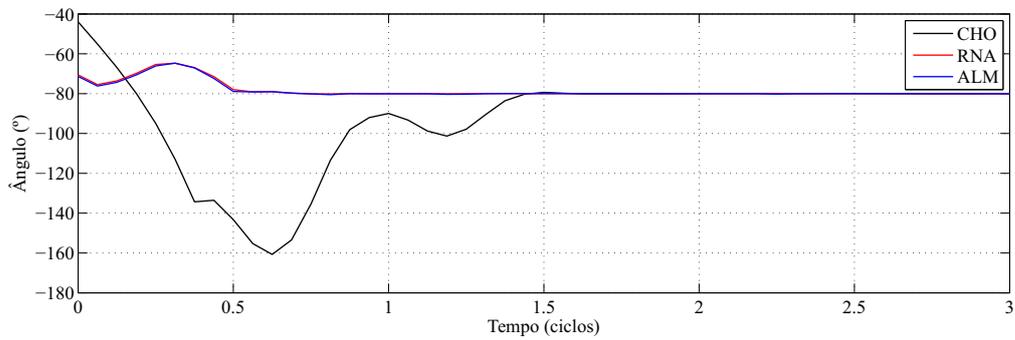
(d) Comparação com o método SID



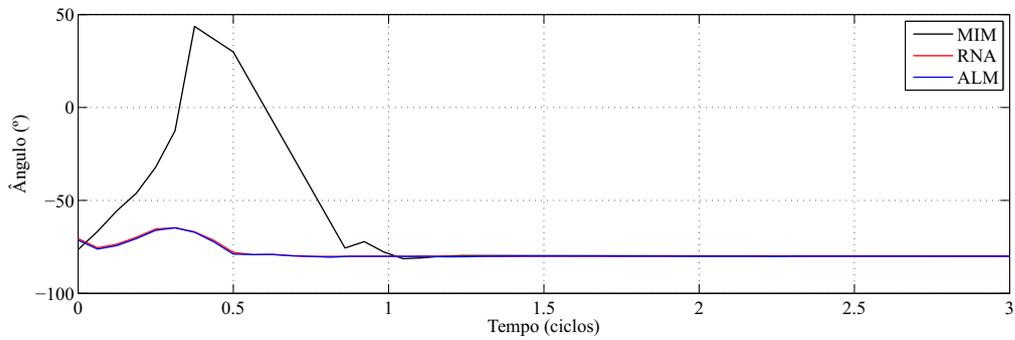
Fonte: Autor

Figura 5.26 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 6

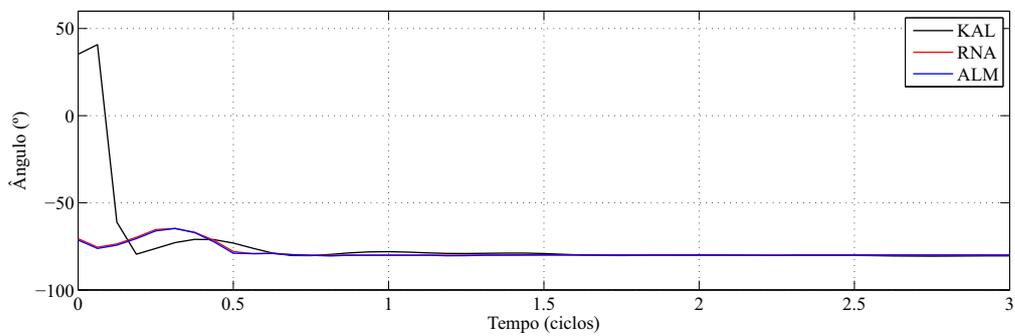
(a) Comparação com o método CHO



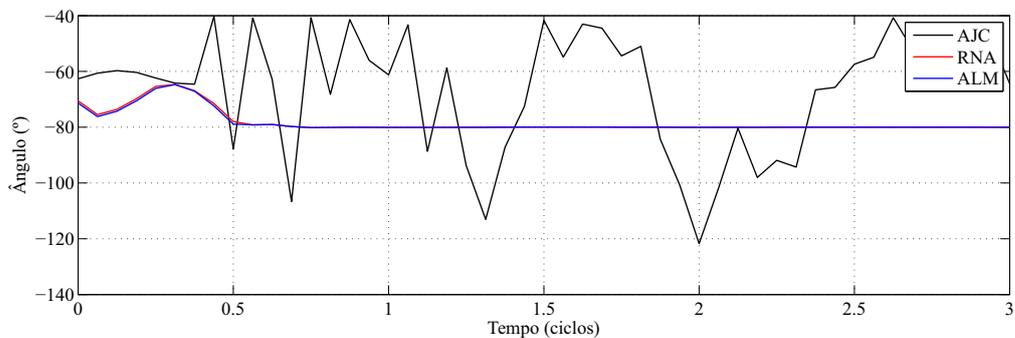
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

desvantagem, tendo em vista que os relés de proteção microprocessados atualmente conseguem trabalhar com frequências de amostragem muito maiores.

5.2.7 Caso 7: sinal senoidal com frequência de amostragem de 64 amostras por ciclo

Este caso tem por objetivo a avaliação dos métodos para uma frequência de amostragem de 64 amostras por ciclo, para verificar se há algum ganho significativo de desempenho. O sinal de entrada é idêntico ao do caso anterior, consistindo de um sinal senoidal de amplitude 1 pu e ângulo de -80° . Analogamente ao Caso 6, o tamanho da janela de dados é mantido em um ciclo, agora com 64 amostras. Os dados para este caso são:

I_1	ϕ_1	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
1 pu	-80°	0	0	0	0	1	60 Hz	64

O tempo de simulação é de 3 ciclos ou 50 ms. A Tabela 5.5 mostra os valores dos Índices de Desempenho normalizados deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.27 a 5.30.

Tabela 5.5 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 7

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	1,0000	0,4936	0,5110	1,0000	0,5750	0,7500	0,7216
COS	0,5943	0,2740	0,7510	0,8714	0,5250	1,0000	0,6693
ATQ	0,6572	1,0000	0,1992	0,6932	0,5250	0,6250	0,6166
SID	0,6762	0,3080	0,6593	0,0867	0,3625	0,6000	0,4488
CHO	0,9100	0,3825	1,0000	0,1718	0,5625	0,9875	0,6690
MIM	0,5561	0,2495	0,1300	0,3851	1,0000	0,8250	0,5243
KAL	0,4030	0,6691	0,0159	0,3707	0,9750	0,4375	0,4785
AJC	0,0441	0,1239	0,4555	0,3948	0,3500	0,3750	0,2905
RNA	0,2490	0,2290	0,6120	0,0722	0,4625	0,4250	0,3416
ALM	0,2771	0,2464	0,3119	0,1589	0,4625	0,4125	0,3115

Fonte: Autor

Os resultados deste caso indicam que não há ganhos significativos no desempenho dos métodos quando a frequência de amostragem é aumentada, justificando o uso de 32 amostras por ciclo para os testes.

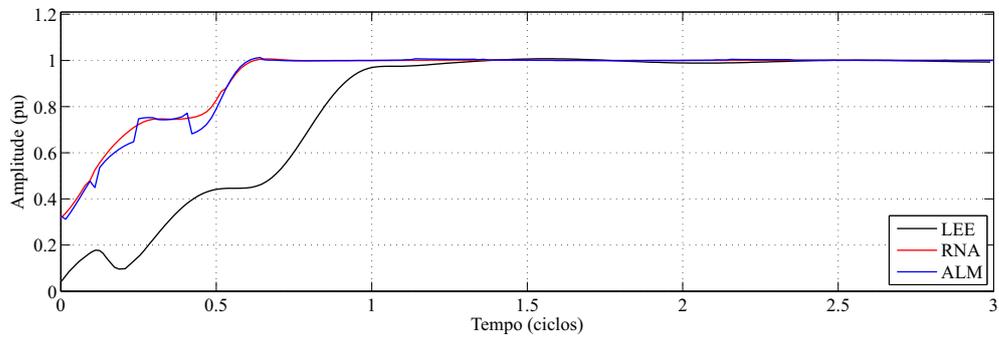
5.2.8 Caso 8: sinal senoidal com frequência de 61 Hz e filtros sintonizados em 60 Hz

Este caso consiste no primeiro que envolve um sinal com frequência fora da nominal para a avaliação do desempenho dos métodos nestas condições. O sinal de entrada consiste de um sinal senoidal de amplitude 1 pu e ângulo de -80° , com frequência de 61 Hz. Os dados para este caso são:

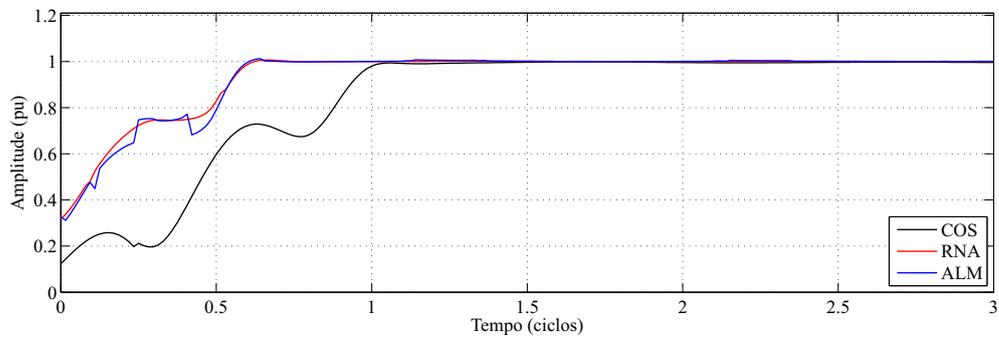
I_1	ϕ_1	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
1 pu	-80°	0	0	0	0	1	61 Hz	32

Figura 5.27 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 7

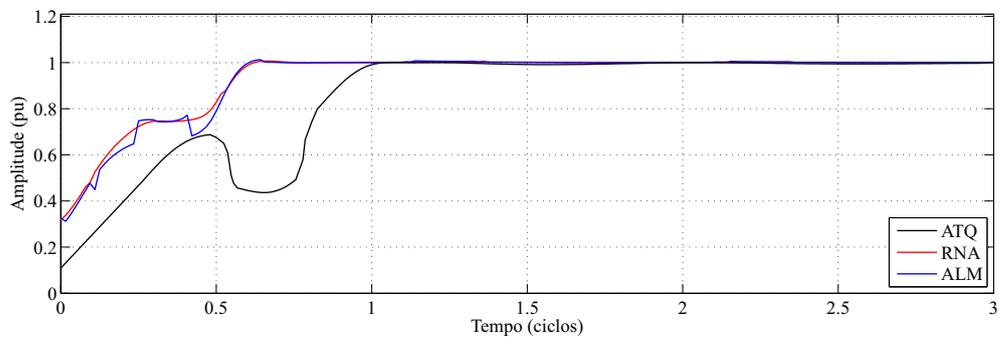
(a) Comparação com o método LEE



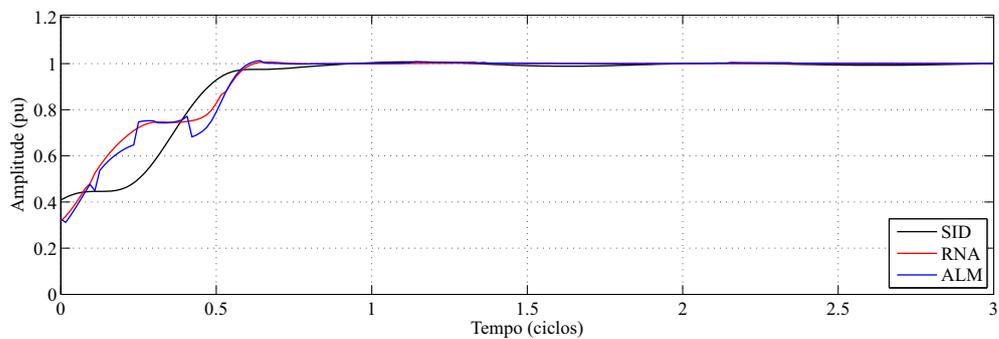
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



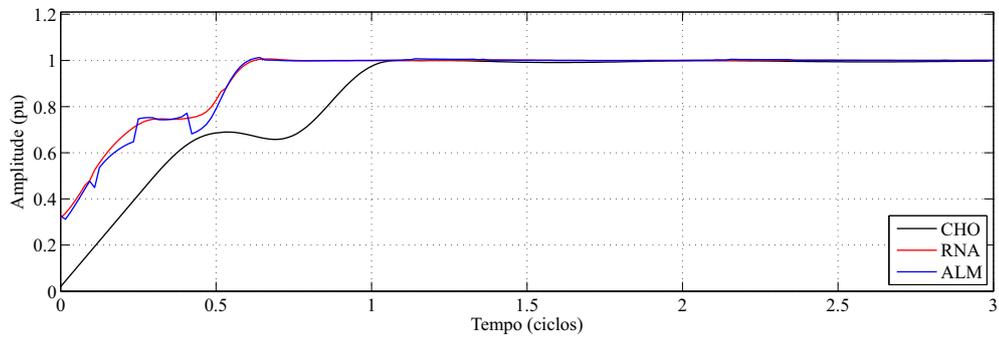
(d) Comparação com o método SID



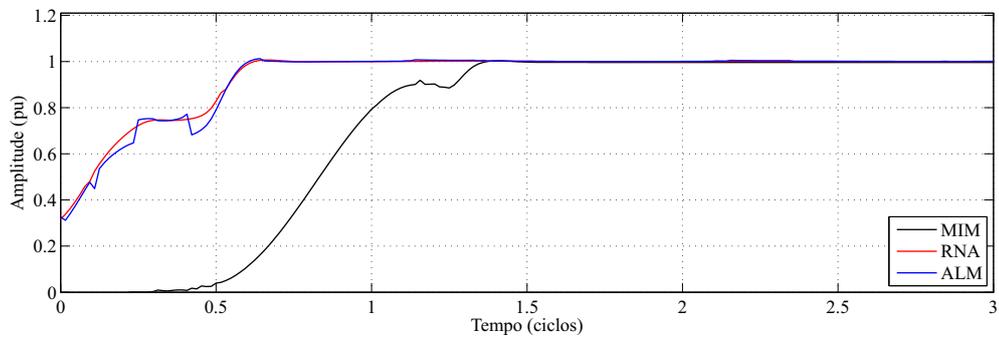
Fonte: Autor

Figura 5.28 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 7

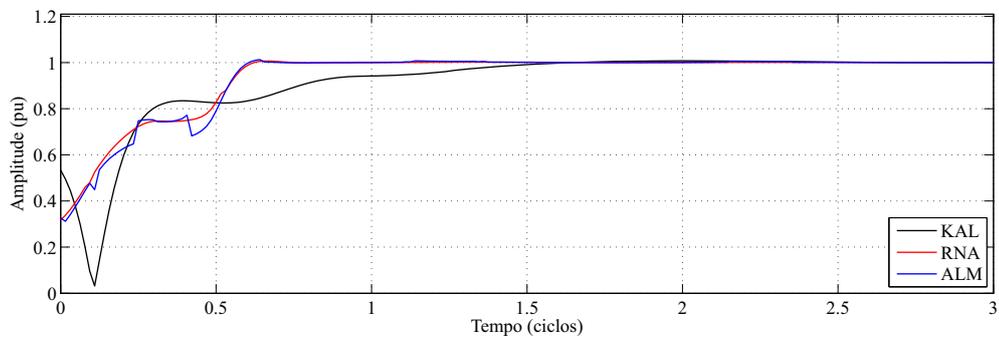
(a) Comparação com o método CHO



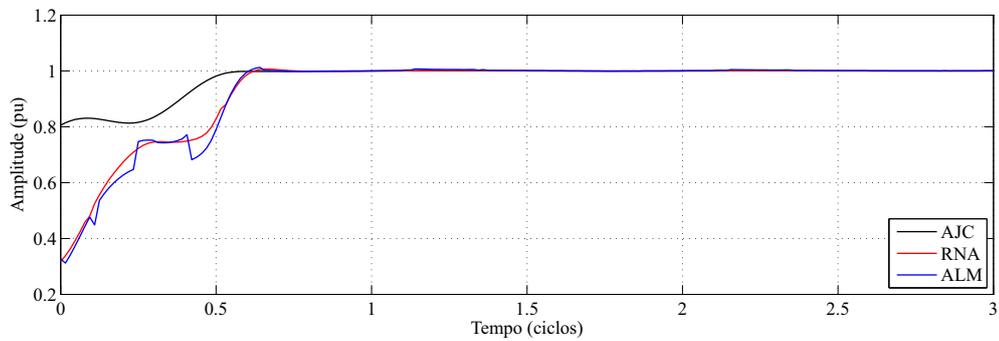
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



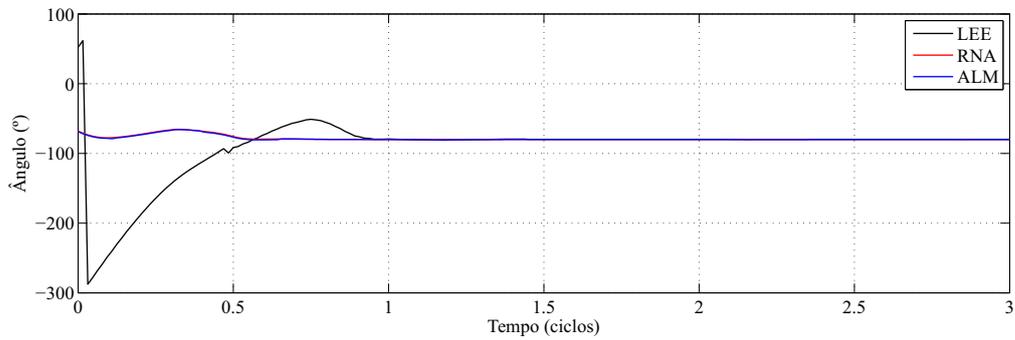
(d) Comparação com o método AJC



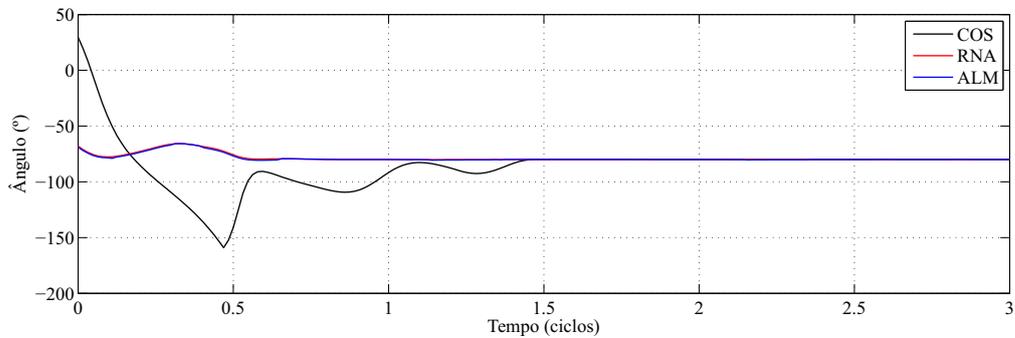
Fonte: Autor

Figura 5.29 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 7

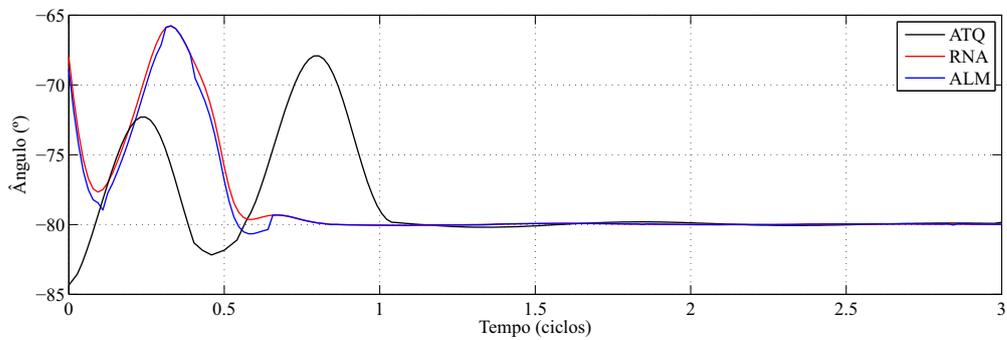
(a) Comparação com o método LEE



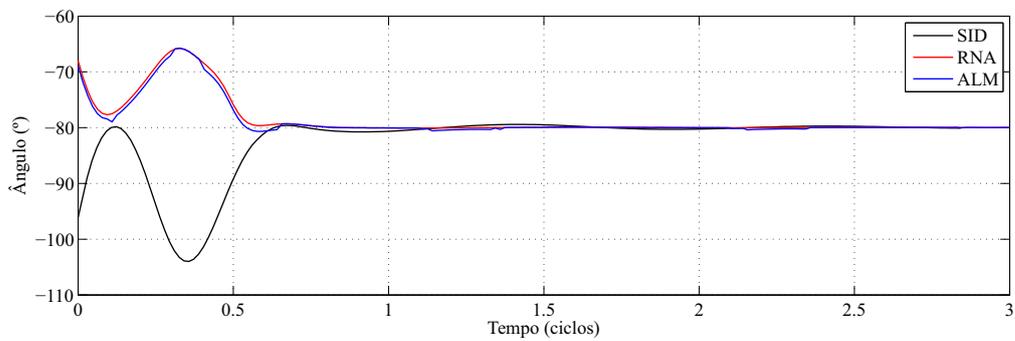
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



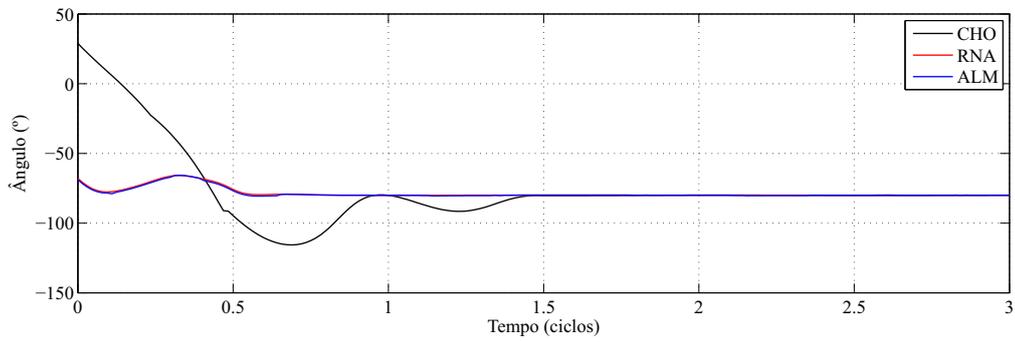
(d) Comparação com o método SID



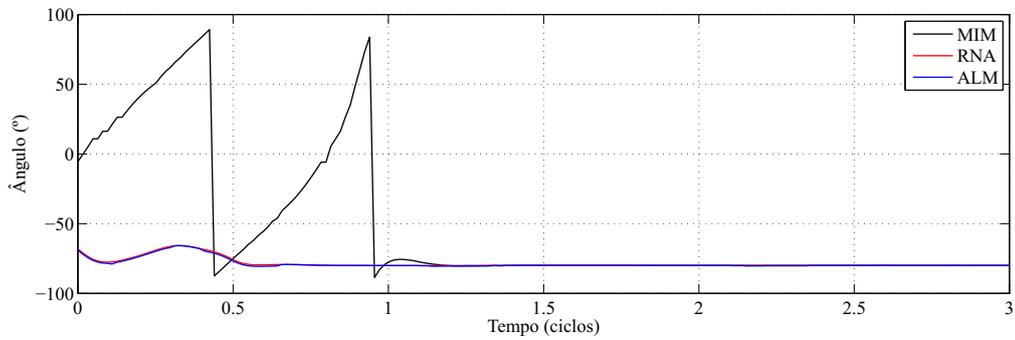
Fonte: Autor

Figura 5.30 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 7

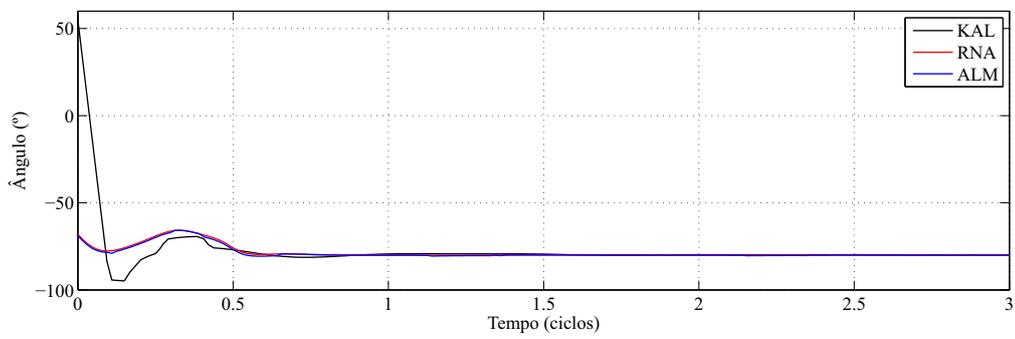
(a) Comparação com o método CHO



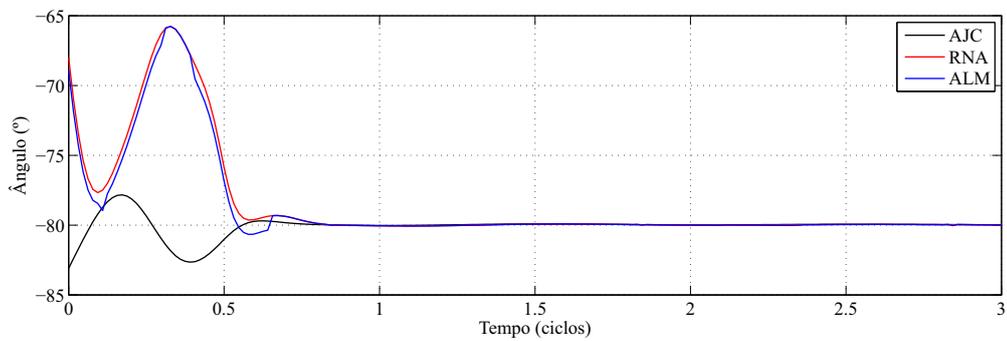
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

O tempo de simulação é de 3 ciclos de 61 Hz ou 49,18 ms. A Tabela 5.6 mostra os valores dos Índices de Desempenho deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.31 a 5.34.

Tabela 5.6 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 8

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	1,0000	–*	0,4891	–*	0,4571	–*	0,8244
COS	0,8900	–*	0,2263	–*	0,8571	–*	0,8289
ATQ	0,9795	–*	0,6277	–*	0,0143	–*	0,7703
SID	0,8232	–*	0,4891	–*	0,2143	–*	0,7544
CHO	0,9960	–*	0,3650	–*	0,4429	–*	0,8006
MIM	0,7843	–*	1,0000	–*	0,4714	–*	0,8760
KAL	0,6464	–*	0,0730	–*	1,0000	–*	0,7866
AJC	0,8732	–*	0,2117	–*	0,2000	–*	0,7141
RNA	0,9046	–*	0,2555	–*	0,2571	–*	0,7362
ALM	0,0455	1,0000**	0,2847	1,0000**	0,2571	1,0000**	0,0979

*Valores marcados como – indicam que o método não convergiu. Para fins de cálculo da média, o valor foi considerado como sendo 1.

**O valor mostrado é 1, porém ainda assim é o método com o melhor desempenho, pois foi o único que convergiu. Portanto, para fins de cálculo da média, o valor foi considerado como sendo zero.

Fonte: Autor

Este caso demonstra a capacidade do método ALM de calcular o fasor da componente fundamental mesmo quando o sinal apresenta frequência fora da nominal. Os outros métodos não convergem na determinação do ângulo, e apresentam oscilações na determinação da amplitude, como mostram os valores de OSC_I . A Figura 5.35 mostra o cálculo da frequência pelo método ALM.

5.2.9 Caso 9: sinal senoidal com frequência de 52 Hz e filtros sintonizados em 60 Hz

Este caso irá avaliar o desempenho dos métodos quando o sinal apresenta um grande desvio de frequência. O sinal de entrada ainda consiste de um sinal senoidal de amplitude 1 pu e ângulo -80° , agora com frequência igual a 52 Hz. Os dados deste caso são:

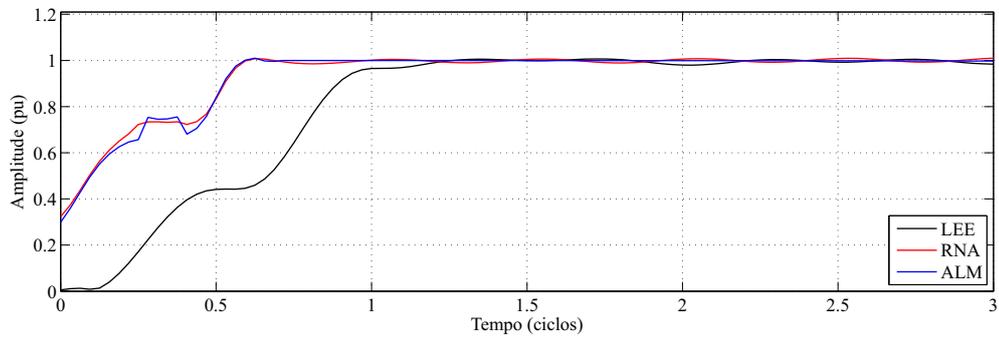
I_1	ϕ_1	I_0	τ	I'_0	τ'	p	f	N
1 pu	-80°	0	0	0	0	1	52 Hz	32

O tempo de simulação é de 3 ciclos de 52 Hz ou 57,69 ms. A Tabela 5.7 mostra os valores dos Índices de Desempenho deste caso. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.36 a 5.39.

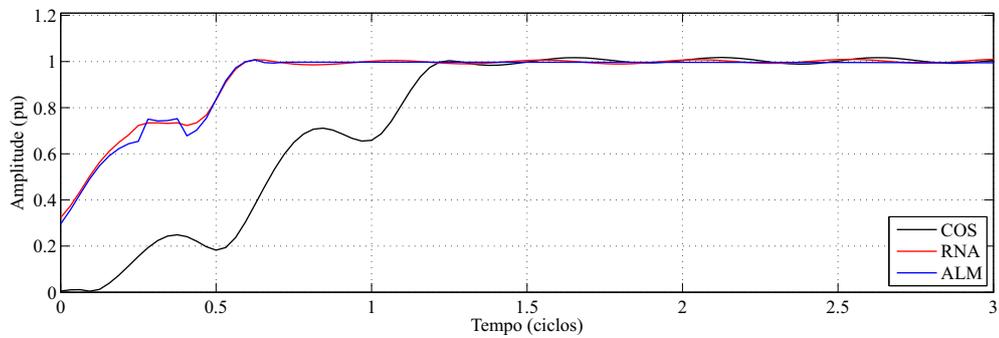
Este caso reforça o caso anterior, mostrando como um desvio de frequência grande impacta nos métodos de estimação fasorial. O único método que convergiu em amplitude e em fase foi o método ALM. Todos os outros não convergem em ângulo e apresentam oscilações bastante grandes na resposta em amplitude, de modo que só é possível determinar alguns dos IDs com a flexibilização do critério de convergência, como dito em nota na Tabela 5.7. A Figura 5.40 mostra o cálculo da frequência pelo método ALM. Destaca-se nessa figura o movimento

Figura 5.31 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 8

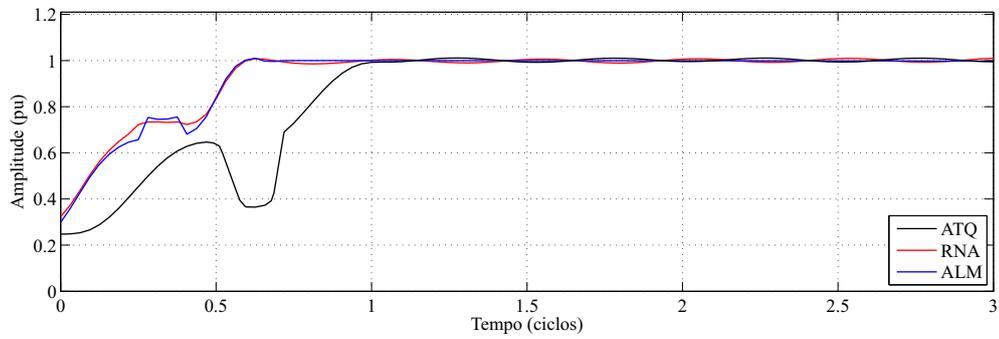
(a) Comparação com o método LEE



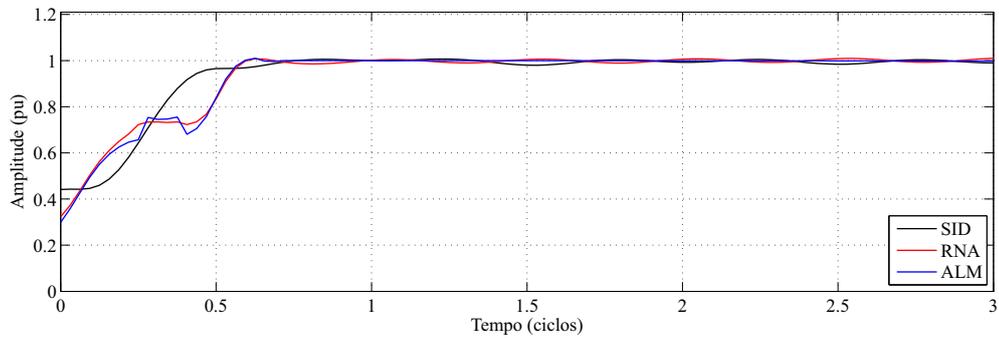
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



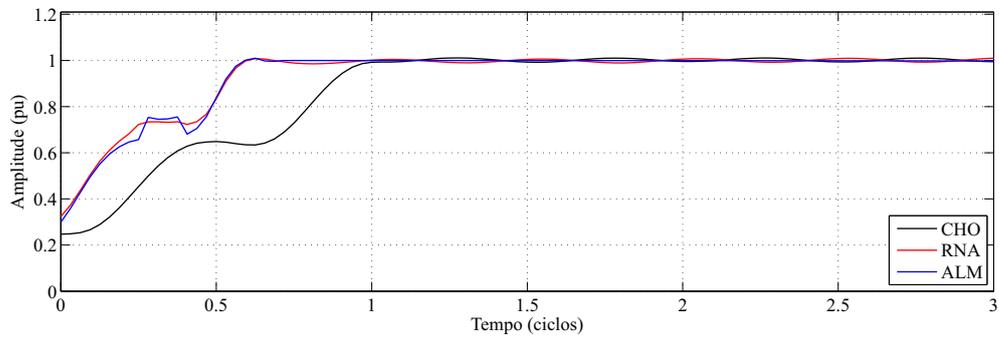
(d) Comparação com o método SID



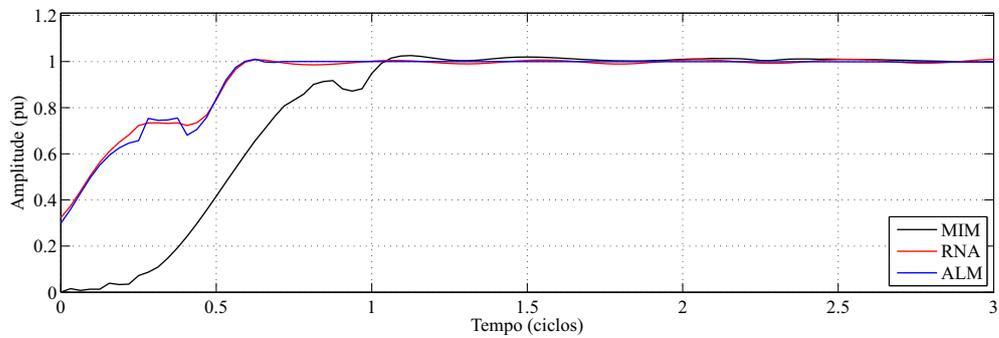
Fonte: Autor

Figura 5.32 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 8

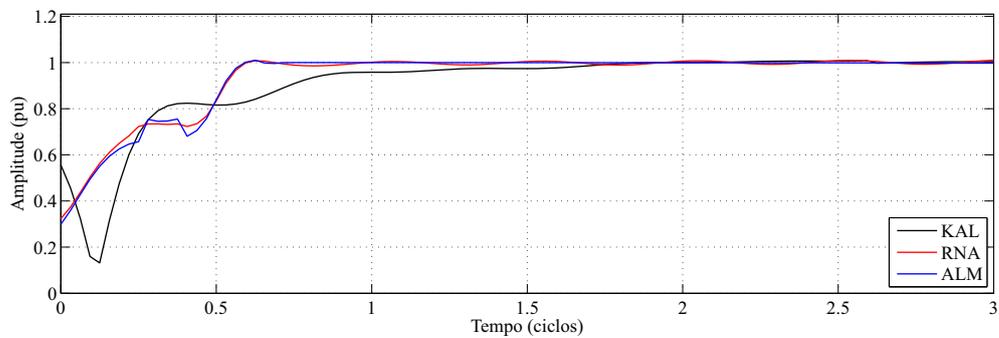
(a) Comparação com o método CHO



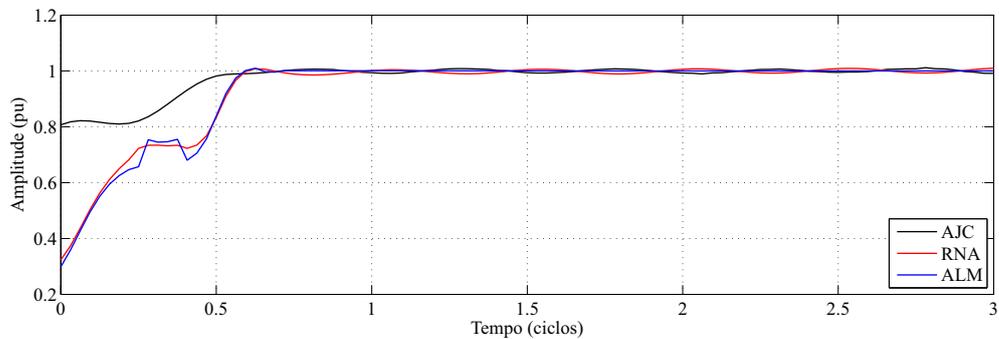
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



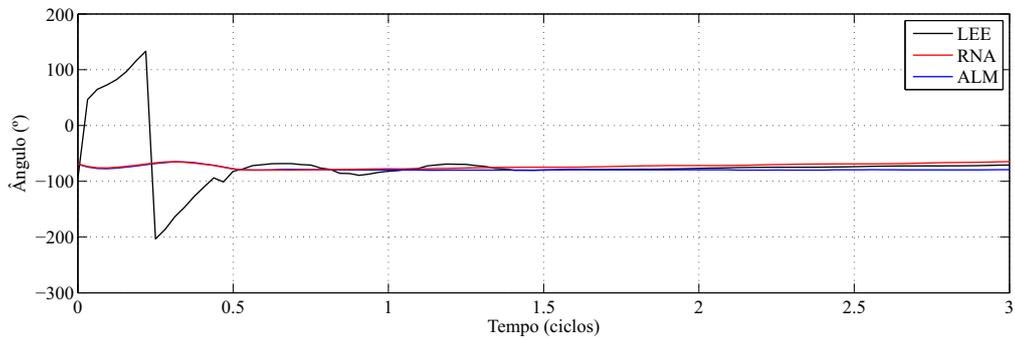
(d) Comparação com o método AJC



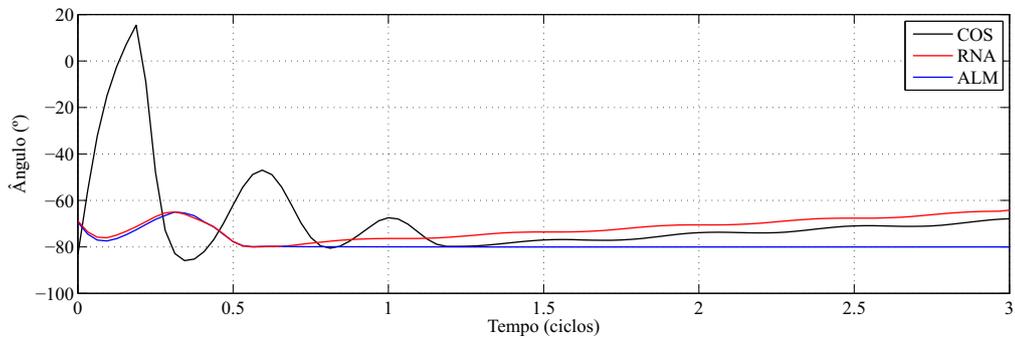
Fonte: Autor

Figura 5.33 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 8

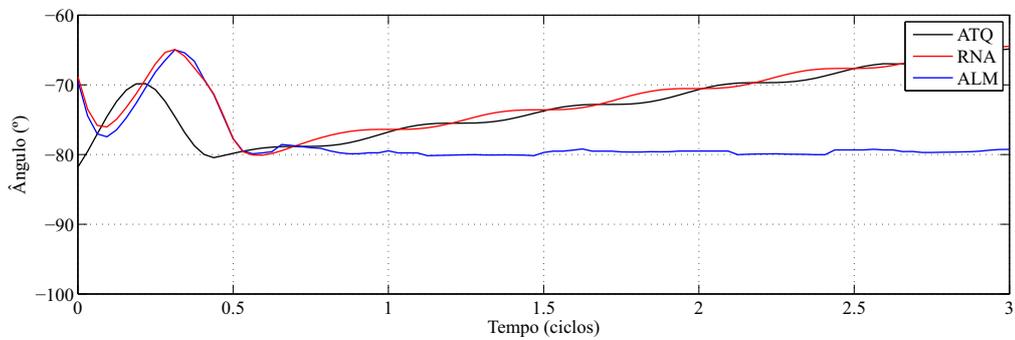
(a) Comparação com o método LEE



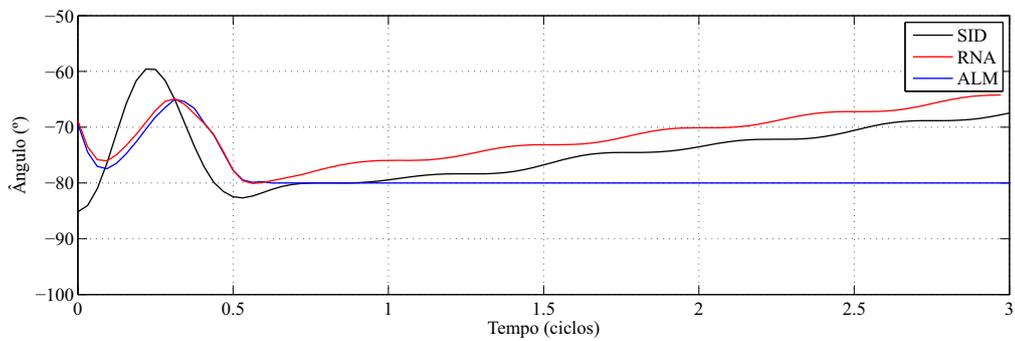
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



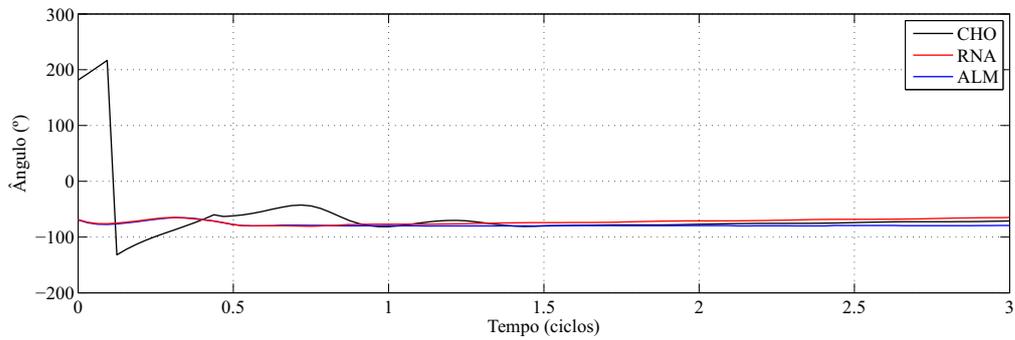
(d) Comparação com o método SID



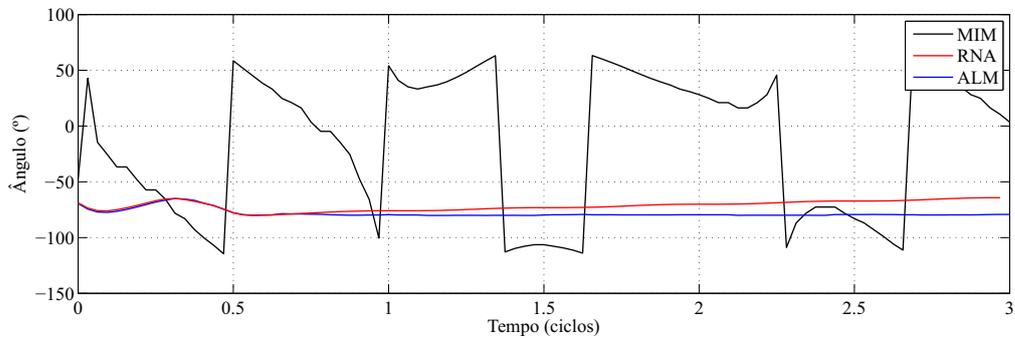
Fonte: Autor

Figura 5.34 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 8

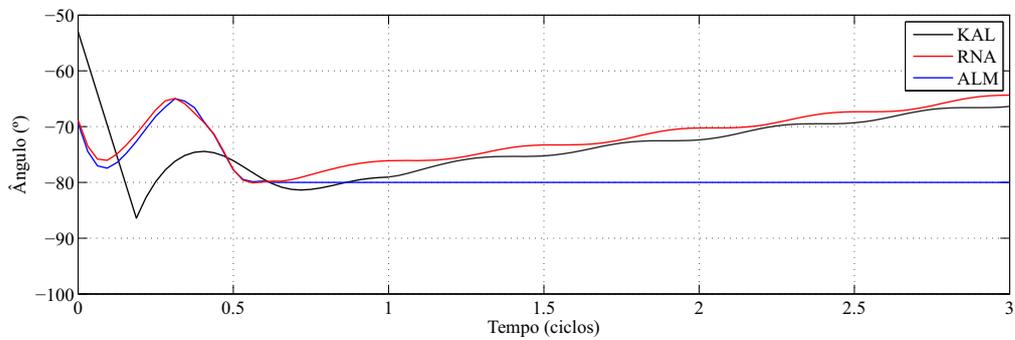
(a) Comparação com o método CHO



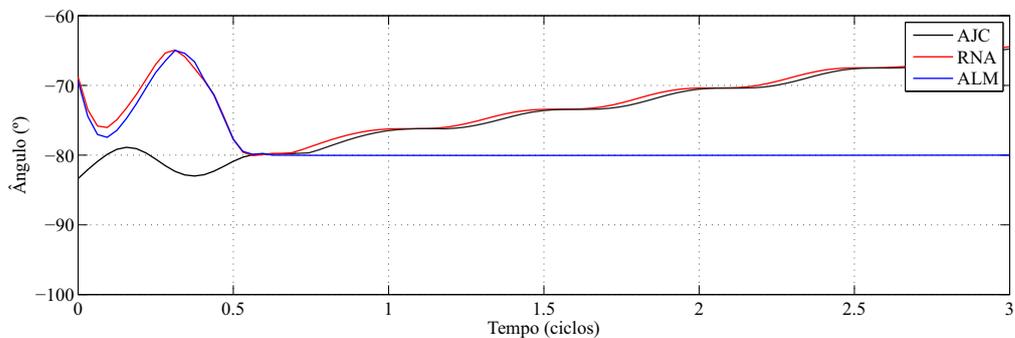
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL

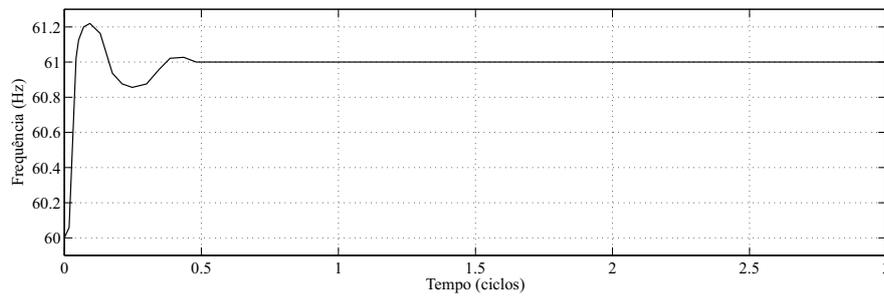


(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

Figura 5.35 – Resposta da frequência do método ALM para o Caso 8



Fonte: Autor

Tabela 5.7 – Índices de Desempenho normalizados do Caso 9

	OSC_I	OSC_ϕ	OVR_I	OVR_ϕ	TCV_I	TCV_ϕ	Média
LEE	0,9040	—*	0,9250	—*	0,7180***	—*	0,9245
COS	0,7642	—*	0,8313	—*	0,6221***	—*	0,8696
ATQ	0,9569	—*	0,9251	—*	1,0000 ***	—*	0,9803
SID	0,6040	—*	0,8922	—*	0,0480***	—*	0,7574
CHO	1,0000	—*	1,0000	—*	0,4697***	—*	0,9116
MIM	0,6902	—*	0,9158	—*	0,3890***	—*	0,8325
KAL	0,5688	—*	0,7951	—*	0,0832***	—*	0,7412
AJC	0,7610	—*	0,8655	—*	0,0372***	—*	0,7773
RNA	0,7960	—*	0,8152	—*	0,0811***	—*	0,7821
ALM	0,0400	1,0000 **	0,0211	1,0000 **	0,0320	1,0000 **	0,0156

*Valores marcados como — indicam que o método não convergiu. Para fins de cálculo da média, o valor foi considerado como sendo 1.

**O valor mostrado é 1, porém ainda assim é o método com o melhor desempenho, pois foi o único que convergiu. Portanto, para fins de cálculo da média, o valor foi considerado como sendo zero.

***Como foi dito na seção 4.2, o critério para convergência da amplitude é apresentar uma oscilação menor do que 0,05 pu. Estes valores representam uma flexibilidade desse critério para este caso, pois, caso ele fosse rigidamente mantido, apenas o método ALM iria convergir.

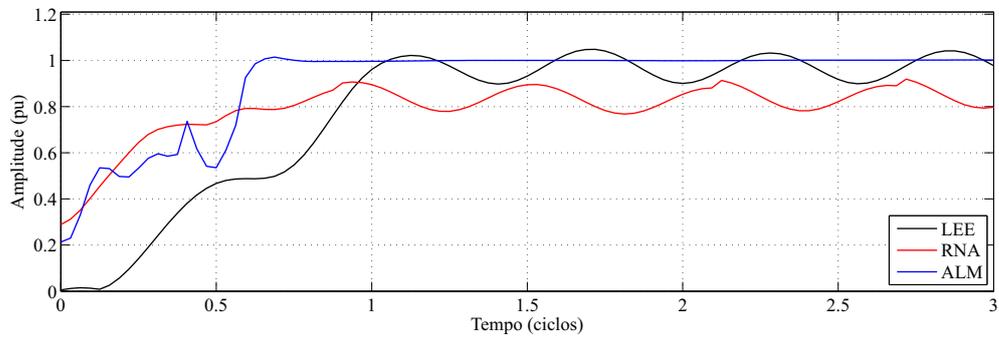
Fonte: Autor

da janela de restrição: o método inicia com restrições de 55 a 65 Hz, sendo impossibilitado de atingir o valor correto de 52 Hz pela restrição inferior. Após 4 amostras consecutivas obtendo o valor de 55 Hz, o algoritmo percebe que o valor correto deve ser menor do que a restrição inferior, e desloca a janela em 5 Hz para baixo. Com a nova janela de restrição agora de 50 a 60 Hz, o método consegue, então, encontrar a frequência correta.

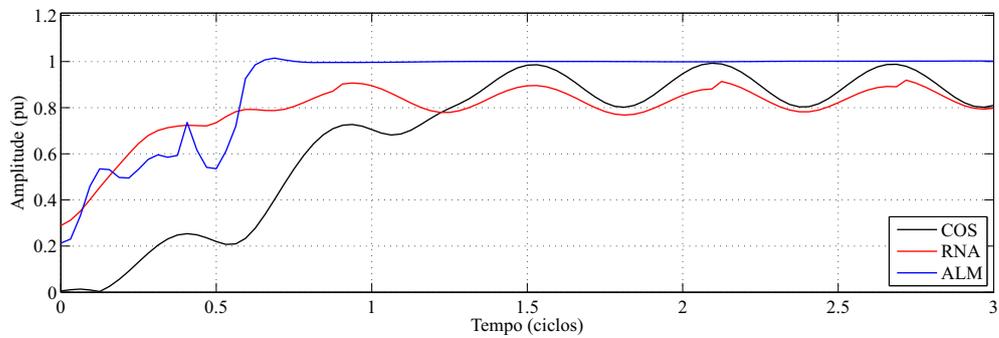
O erro gerado nos casos com frequência fora da nominal pode afetar a proteção do sistema elétrico. Analisando os resultados gráficos dos Casos 8 e 9, nota-se que, além de não convergir em ângulo, os métodos apresentam um erro cumulativo que pode afetar o desempenho de alguns tipos de relés de proteção, como, por exemplo, os que operam com princípios direcionais. Caso o desvio de frequência gerado por um curto-circuito for grande o suficiente, ou ainda, caso o curto-circuito permaneça por tempo suficiente, o erro gerado no ângulo eventualmente fará com que a corrente seja vista como se estivesse fluindo na direção contrária pelo relé, afetando sua operação correta. Por isso é importante a utilização de algoritmos que consigam calcular os fasores em frequências fora da nominal, ou a utilização de estimadores de frequência na entrada do relé.

Figura 5.36 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 9

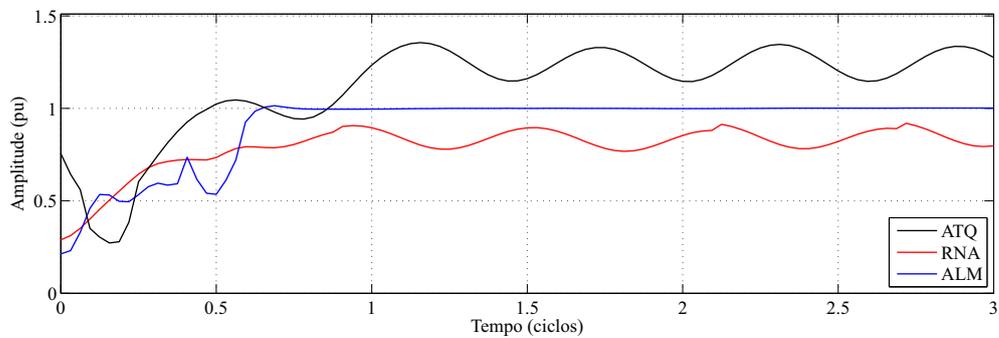
(a) Comparação com o método LEE



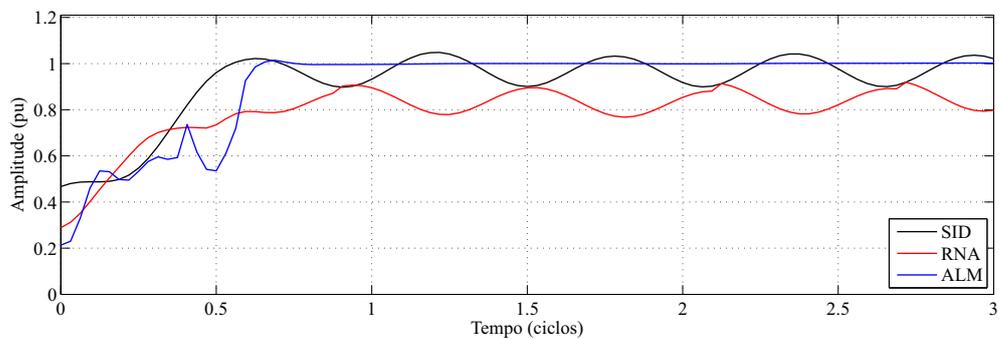
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



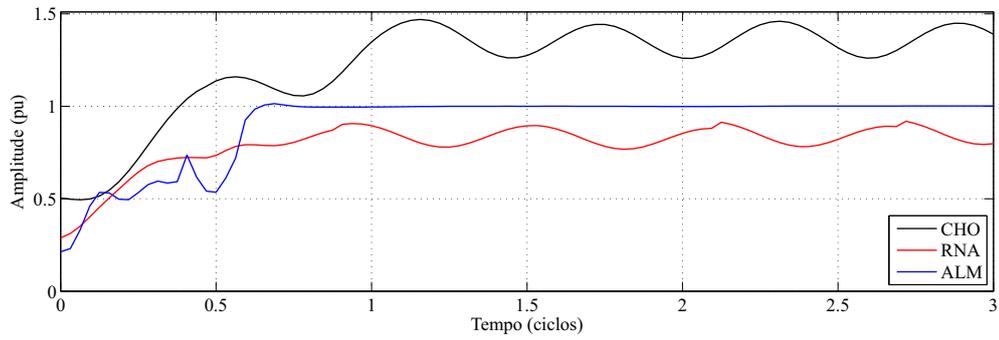
(d) Comparação com o método SID



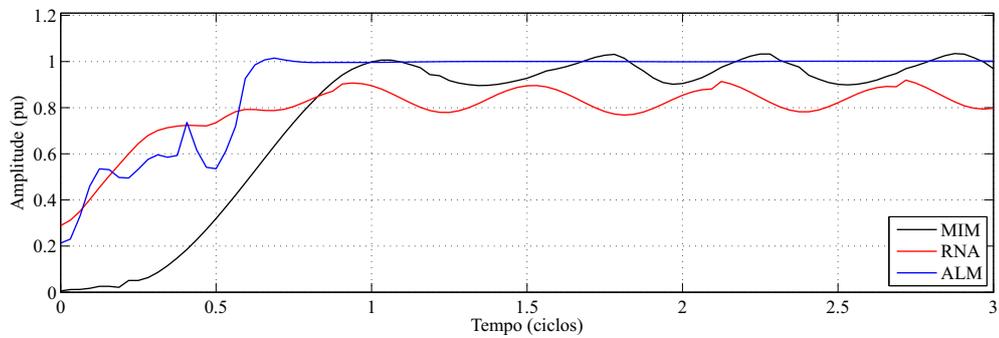
Fonte: Autor

Figura 5.37 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 9

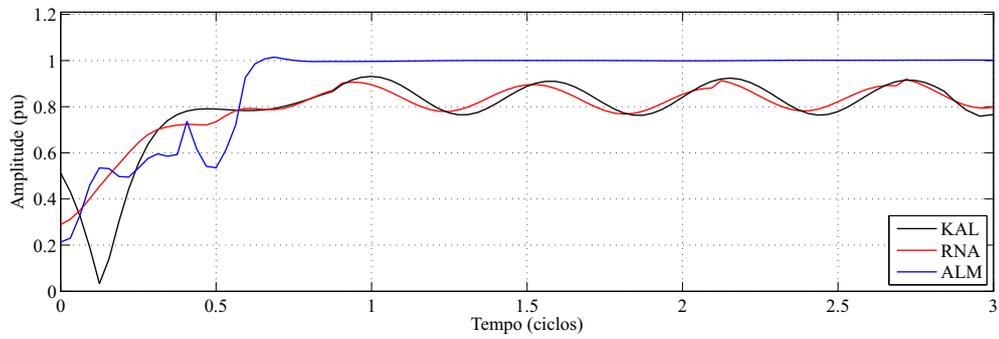
(a) Comparação com o método CHO



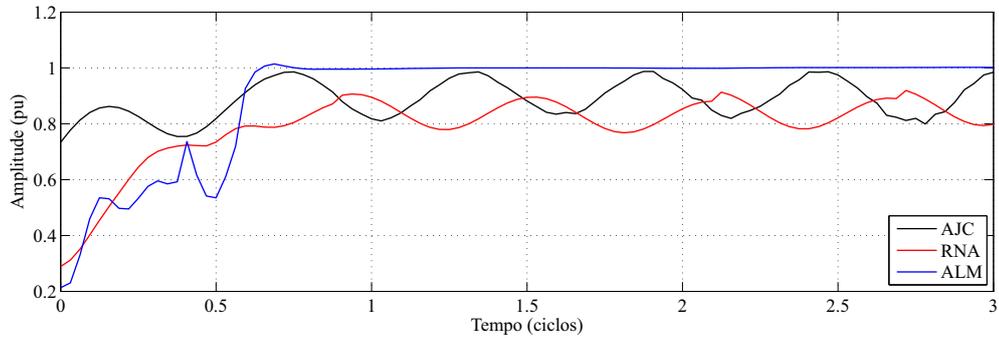
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



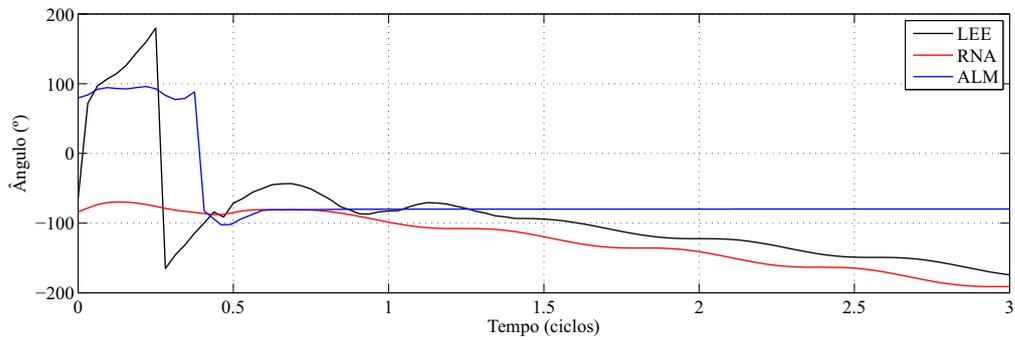
(d) Comparação com o método AJC



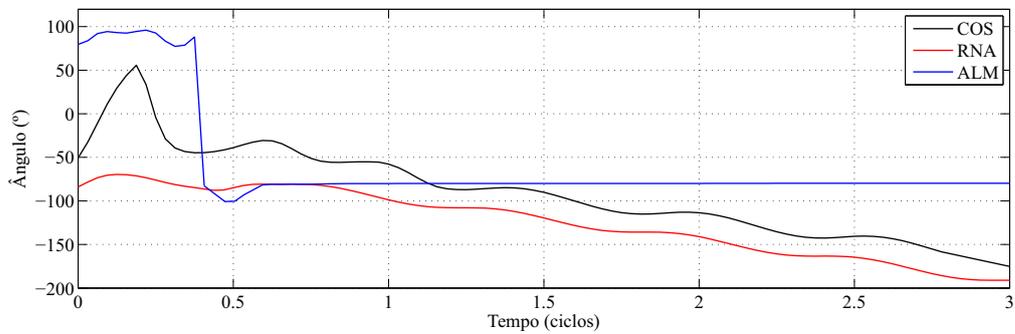
Fonte: Autor

Figura 5.38 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 9

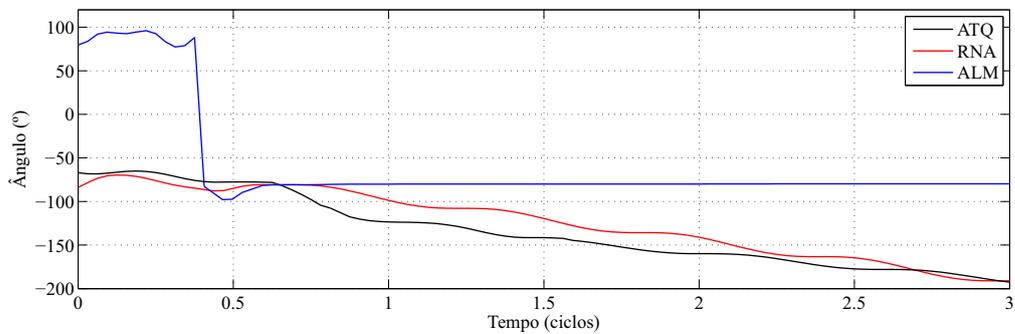
(a) Comparação com o método LEE



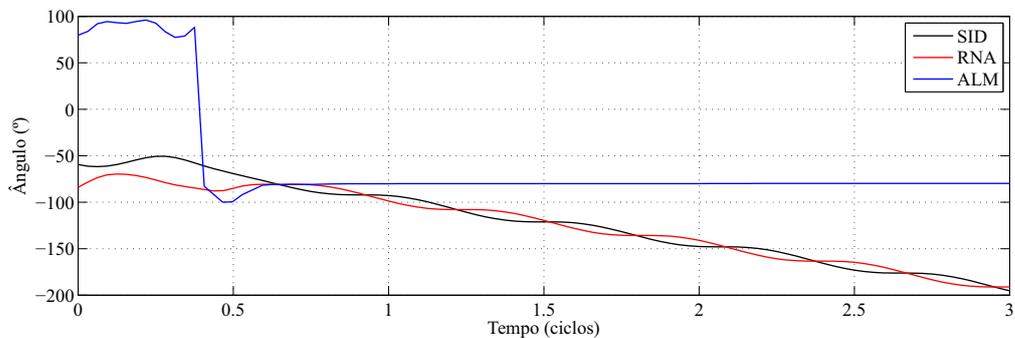
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



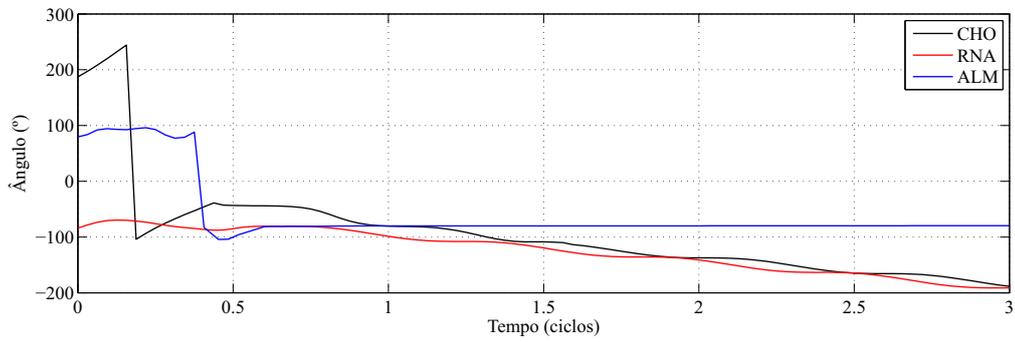
(d) Comparação com o método SID



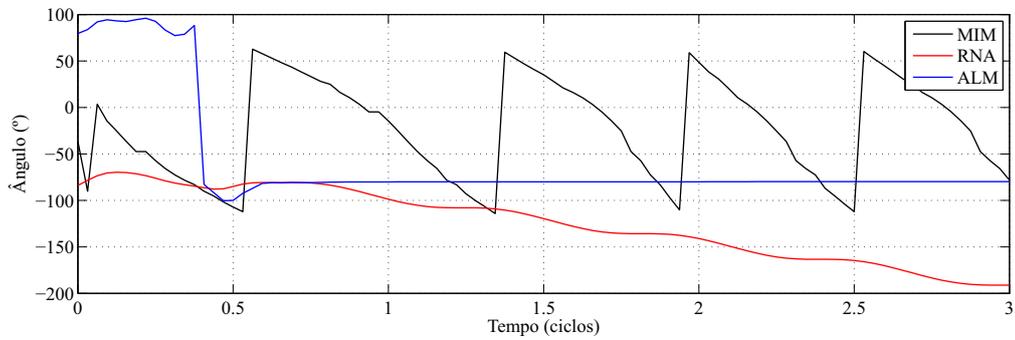
Fonte: Autor

Figura 5.39 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 9

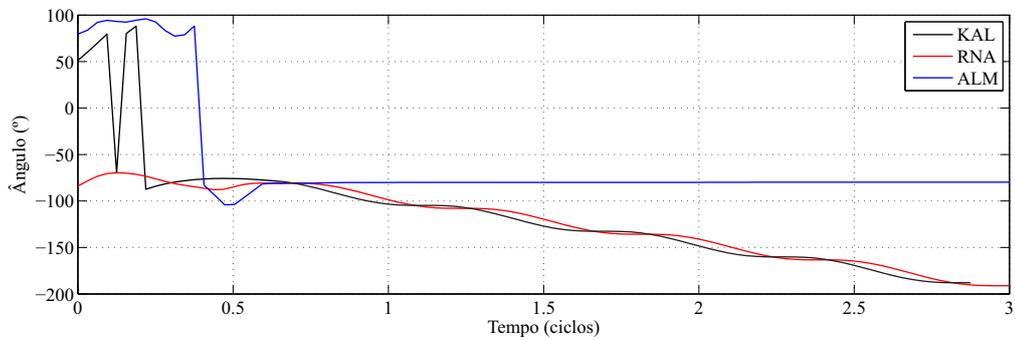
(a) Comparação com o método CHO



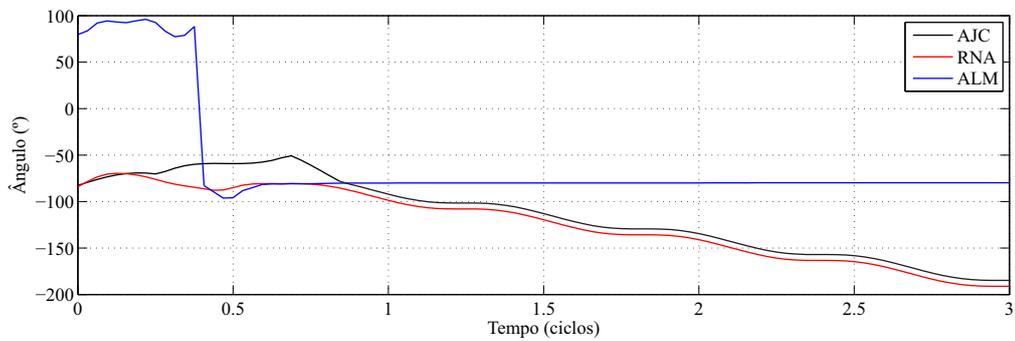
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL

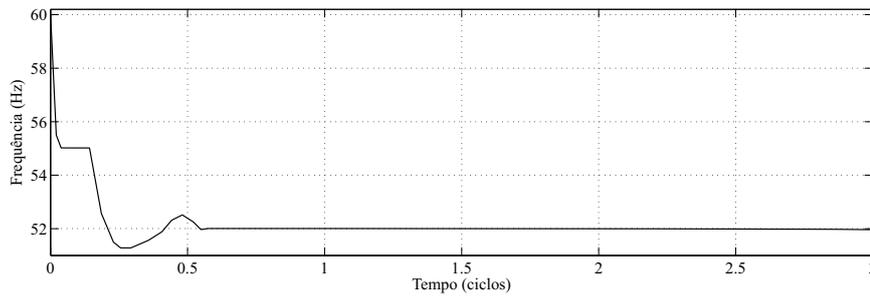


(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

Figura 5.40 – Resposta da frequência do método ALM para o Caso 9

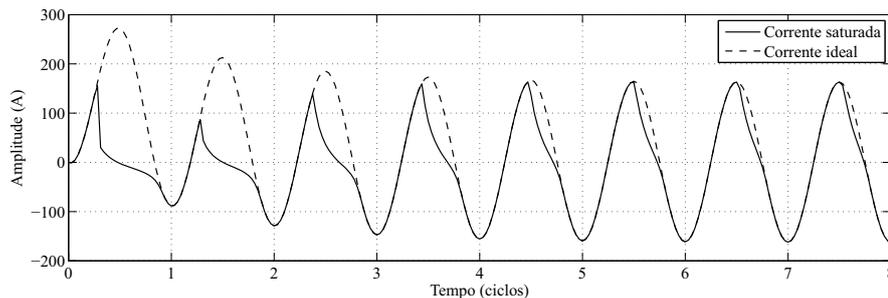


Fonte: Autor

5.2.10 Caso 10: sinal senoidal com saturação de TC

Este caso avalia o desempenho dos algoritmos de estimação fasorial em um caso onde há a saturação do TC. O sinal de entrada utilizado é mostrado na Figura 5.41. O sinal ideal tem amplitude de 160 A e ângulo de fase igual a zero.

Figura 5.41 – Sinal de corrente saturado



Fonte: Autor

Os dados do TC para a geração da corrente mostrada na figura são apresentados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Dados do TC para geração da corrente saturada

Parâmetro	Valor
Inversa do <i>slope</i> da curva de saturação	20
Tensão RMS para corrente de excitação de 10 A	90 V
Relação entre espiras N_2/N_1	20
Resistência do enrolamento	0,05 Ω
Resistência da carga	0,536 Ω
Reatância da carga	0,480 Ω
Relação X/R do sistema	8
Corrente de falta simétrica RMS primária	2.300 A

Fonte: Autor

O tempo de simulação é de 8 ciclos ou 133,33 ms. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.42 a 5.45. Os resultados mostram que todos os métodos conseguem encontrar o

valor correto de amplitude e ângulo de fase após um tempo bastante longo, com exceção do filtro Mimic, que não converge para o valor de ângulo correto. Os métodos levam bastante tempo para convergir por causa que, pelo fato deles não terem como objetivo a estimação de sinais saturados, e necessário que o nível de saturação no sinal decaia o suficiente para que eles consigam calcular o valor correto. Todos os métodos usados neste trabalho focam apenas na remoção da componente unidirecional e harmônicas. Como consequência, eles têm o desempenho afetado em casos de saturação. No entanto, existem diversos trabalhos que são propostos na literatura científica com o objetivo específico de recompor a forma de onda saturada, por isso o mau desempenho nesse caso não é considerado uma desvantagem.

5.2.11 Caso 11: sistema-teste de 9 barras

Este caso faz uso da simulação de um sistema-teste de 9 barras mostrado na Figura 5.46, proposto por Alves (2007). O sistema foi implementado e simulado no ATP.

Os dados desse sistema, retirados diretamente da fonte, são apresentados no Anexo A.

5.2.11.1 Caso 11a: Curto-circuito monofásico na linha de transmissão 6-8

Nesse caso, foi inserido um curto-circuito monofásico em 50% da linha de transmissão 6-8 com resistência de falta de 20Ω em 33,33 ms (2 ciclos). O relé que realiza a leitura da corrente está alocado na barra 6. O curto-circuito é temporário, permanecendo por 50 ms, até o instante 83,33 ms (5 ciclos), quando o sistema retorna à sua operação normal. A Figura 5.47 mostra o sinal de corrente de entrada simulado no ATP.

O tempo de simulação é de 8 ciclos de 60 Hz ou 133,33 ms, e foi iniciada em $-33,33$ ms, pois o foco deste caso está nos transitórios da falta e de restabelecimento. Com o início da simulação antes do tempo zero, assume-se que o sistema está em operação há algum tempo, fazendo que os transitórios iniciais dos filtros que não são o objetivo deste caso sejam omitidos dos resultados. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.48 a 5.51. Durante a falta, a frequência do sistema sofre um desvio da nominal, como mostrado na Figura 5.52, que mostra a frequência calculada pelo método ALM. Devido a esse motivo, os outros métodos apresentam erros no cálculo dos fasores durante a falta, especialmente no cálculo do ângulo, onde eles não convergem.

5.2.11.2 Caso 11b: Curto-circuito trifásico na carga da barra 7

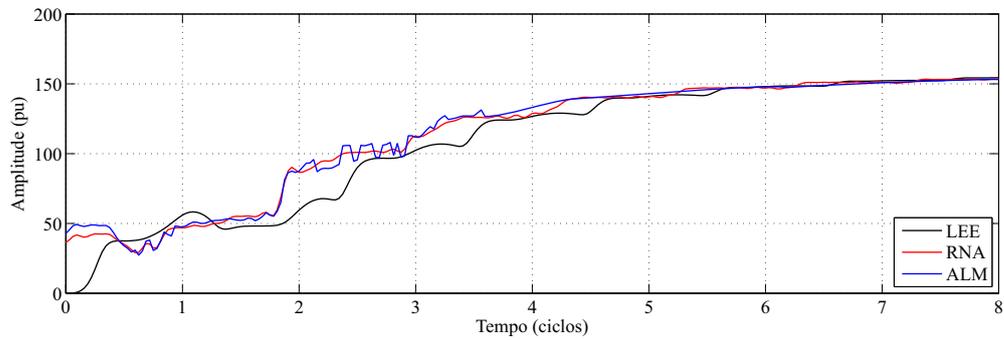
Foi inserido um curto-circuito trifásico franco na carga da barra 7 em 33,33 ms (2 ciclos). O relé que realiza a leitura da corrente está alocado na barra 5. O curto-circuito é permanente, portanto, em 83,33 ms (5 ciclos), ocorre a abertura da carga. A Figura 5.53 mostra o sinal de corrente de entrada simulado no ATP.

O tempo de simulação é de 8 ciclos de 60 Hz ou 133,33 ms, e, assim como no Caso 11a, foi iniciada em $-33,33$ ms para omitir os transitórios iniciais dos filtros. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.54 a 5.57, e a Figura 5.58 mostra a frequência calculada pelo método ALM.

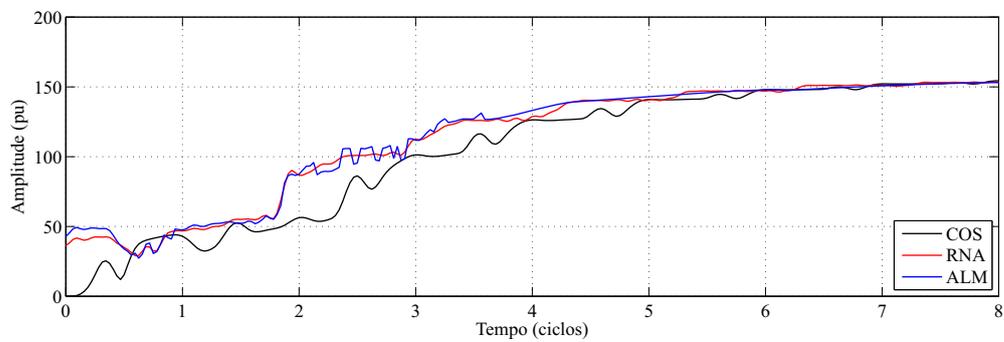
Semelhante ao Caso 11a, todos os métodos, com exceção do ALM, apresentam um erro bastante grande durante a falta, ocasionado pelo desvio de frequência que o sistema sofre.

Figura 5.42 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 10

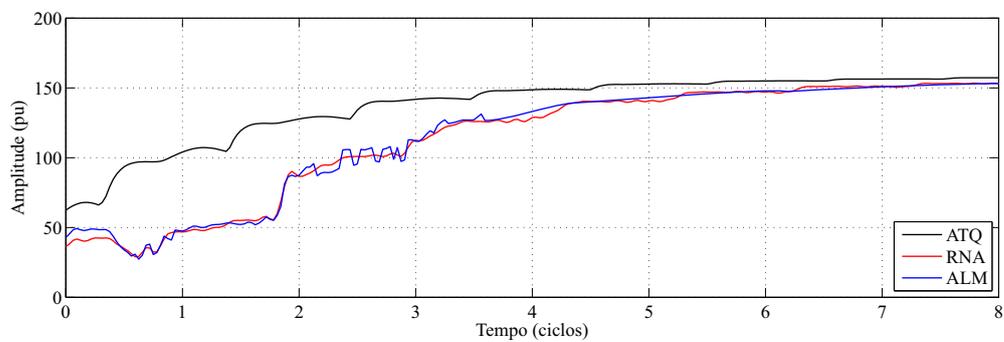
(a) Comparação com o método LEE



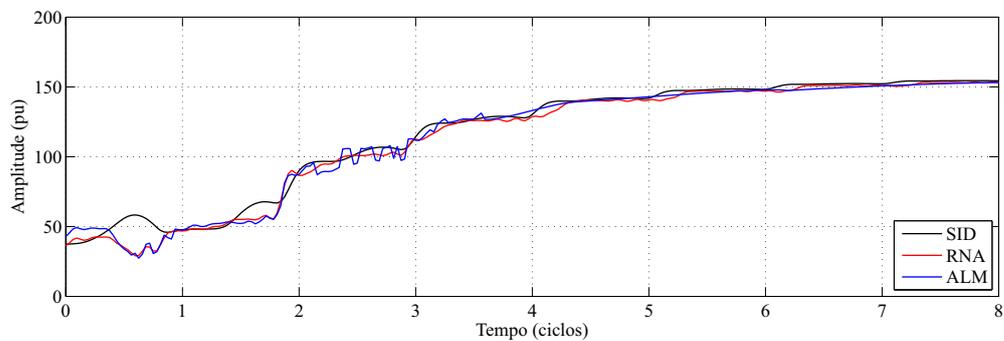
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



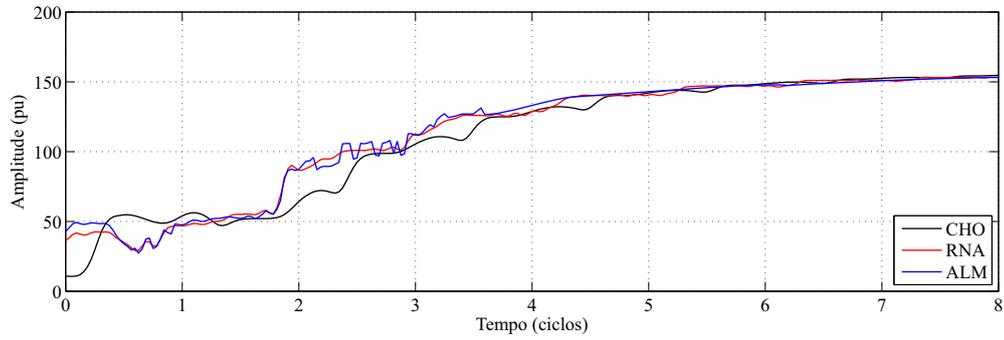
(d) Comparação com o método SID



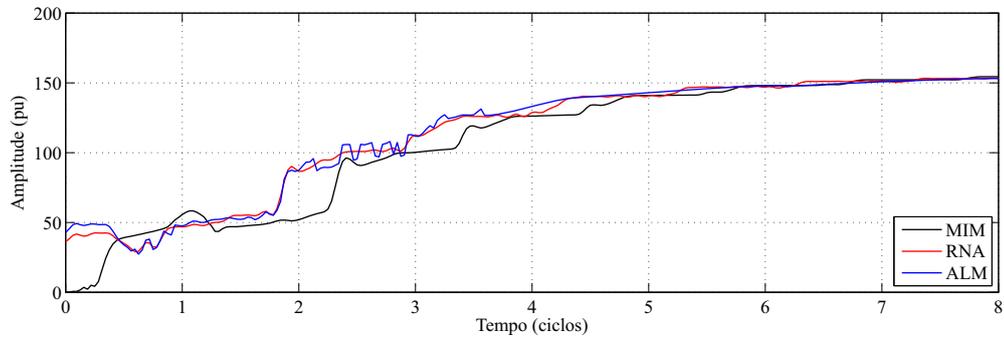
Fonte: Autor

Figura 5.43 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 10

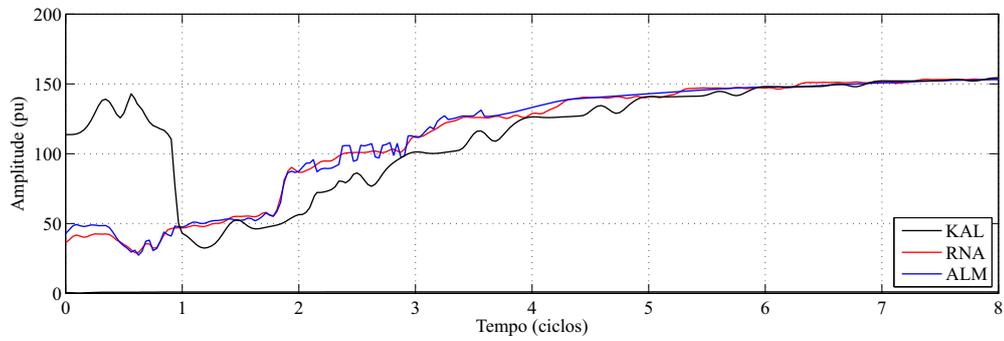
(a) Comparação com o método CHO



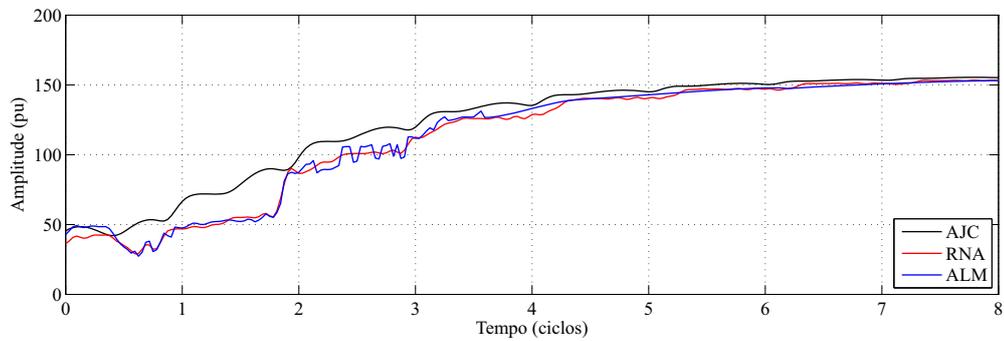
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



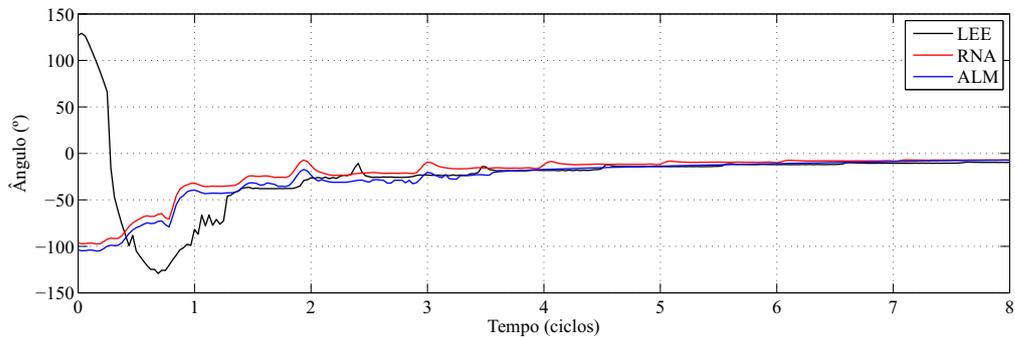
(d) Comparação com o método AJC



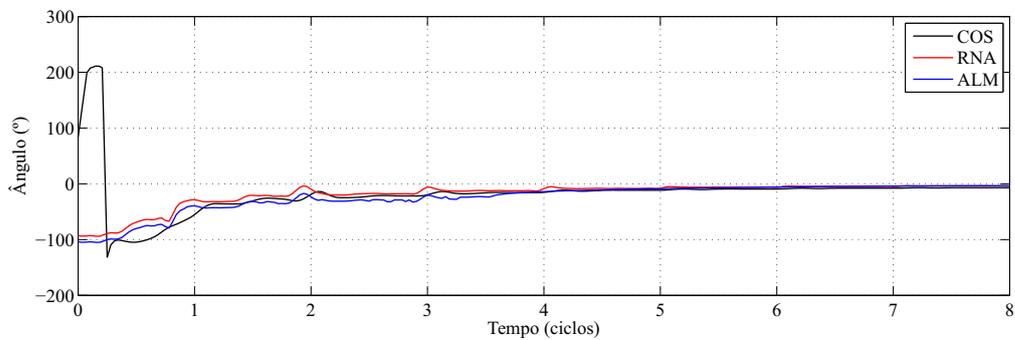
Fonte: Autor

Figura 5.44 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 10

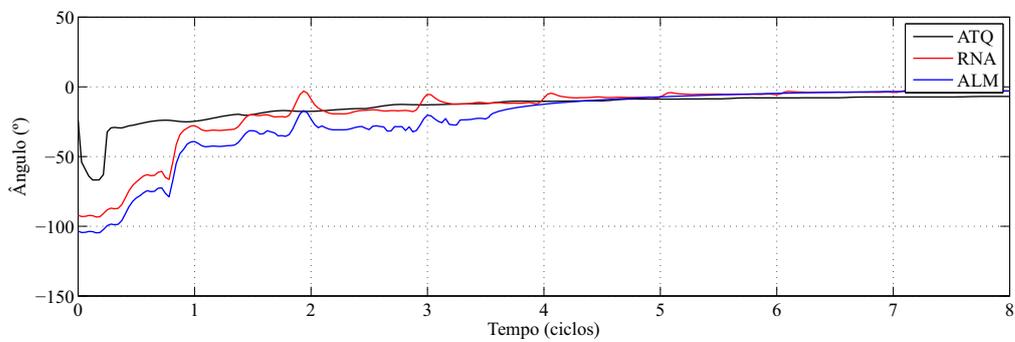
(a) Comparação com o método LEE



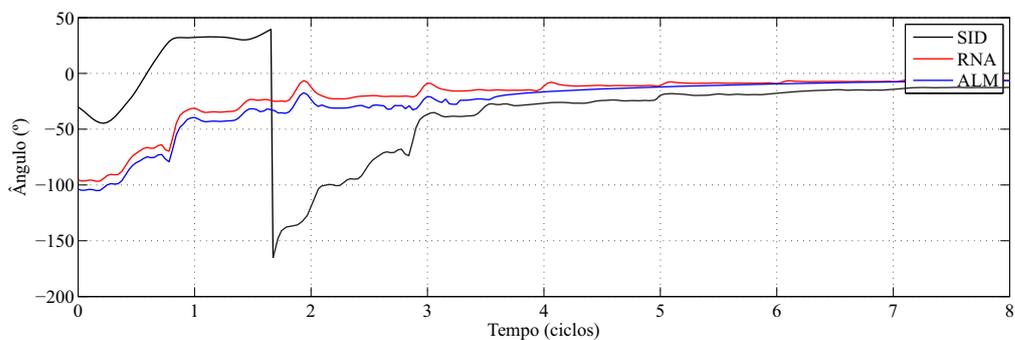
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



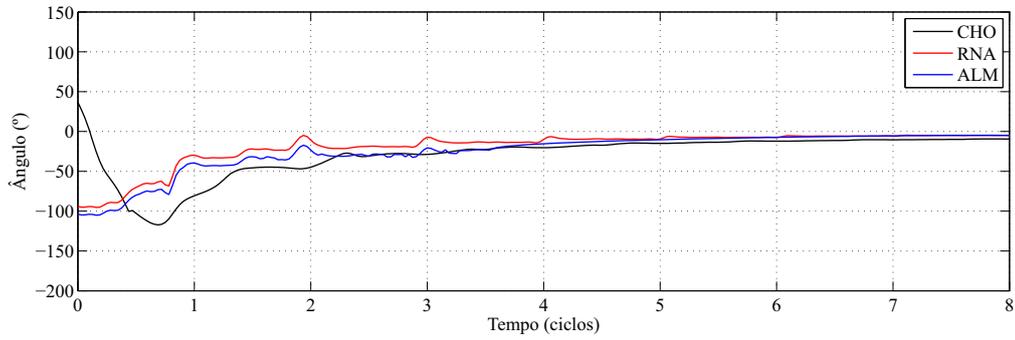
(d) Comparação com o método SID



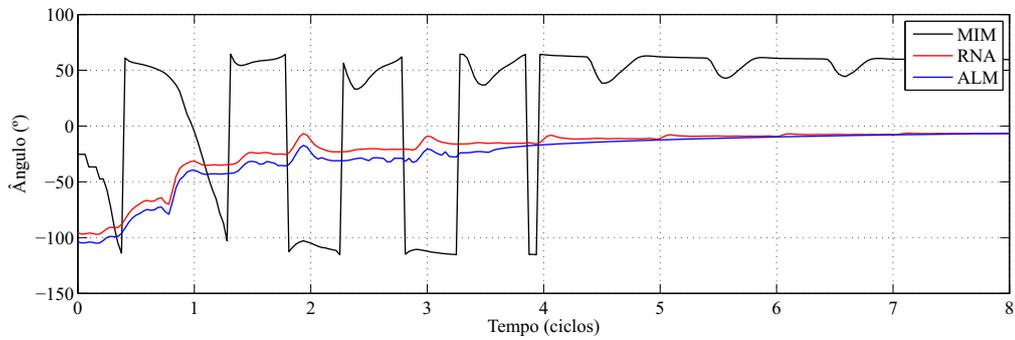
Fonte: Autor

Figura 5.45 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 10

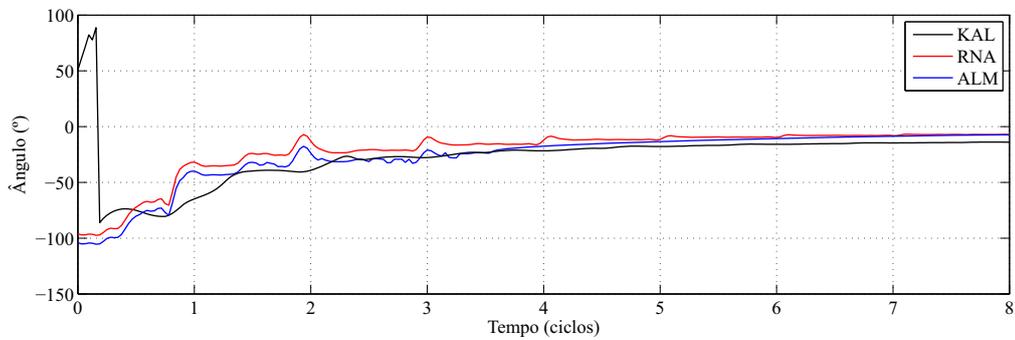
(a) Comparação com o método CHO



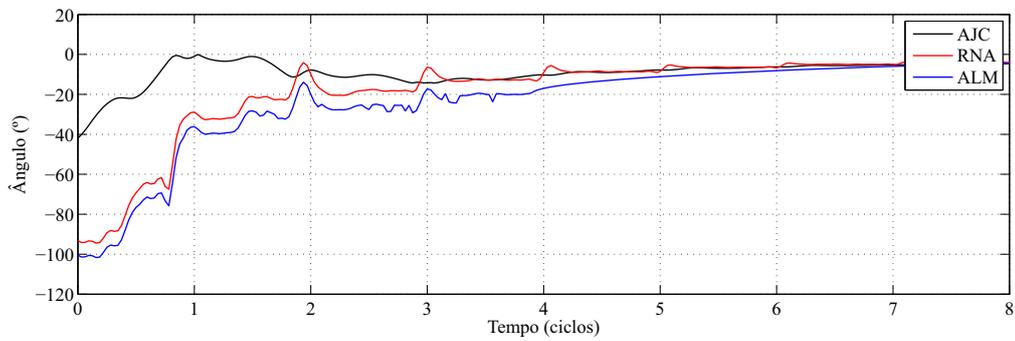
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL

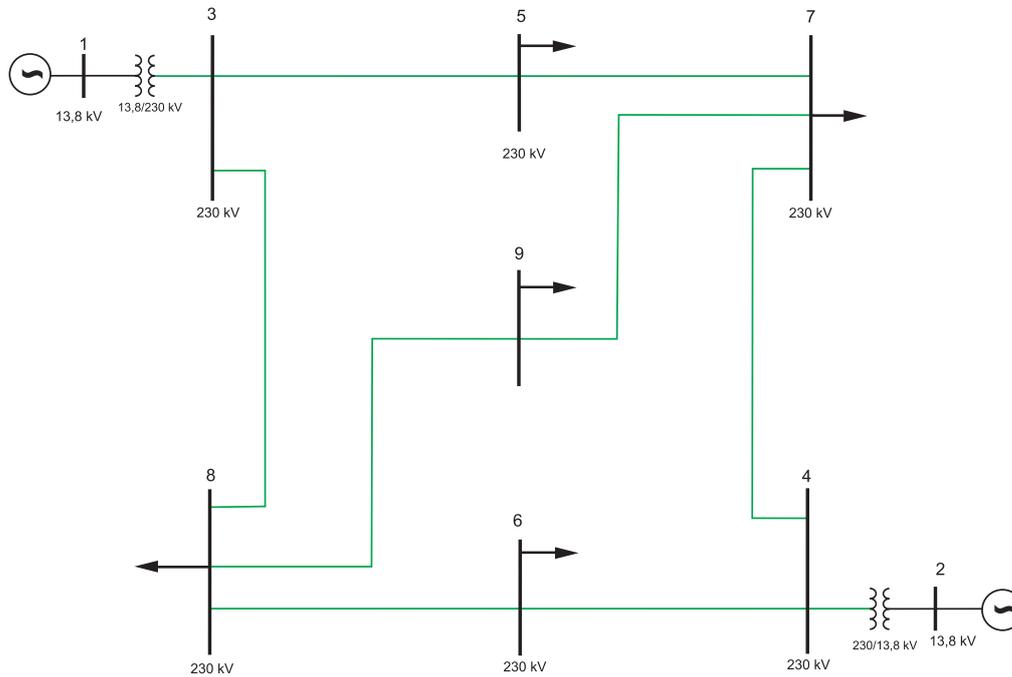


(d) Comparação com o método AJC



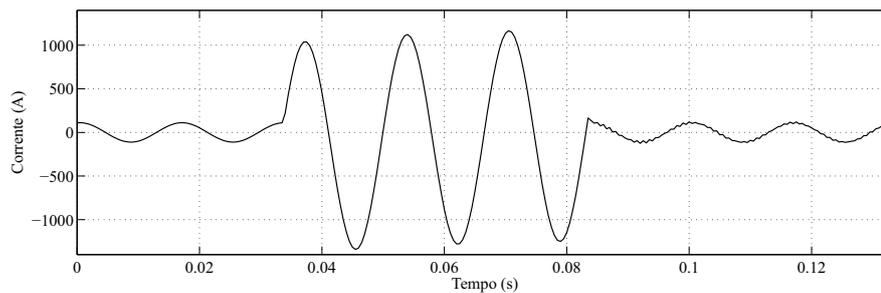
Fonte: Autor

Figura 5.46 – Sistema-teste de 9 barras



Fonte: (ALVES, 2007)

Figura 5.47 – Sinal de entrada simulado do Caso 11a



Fonte: Autor

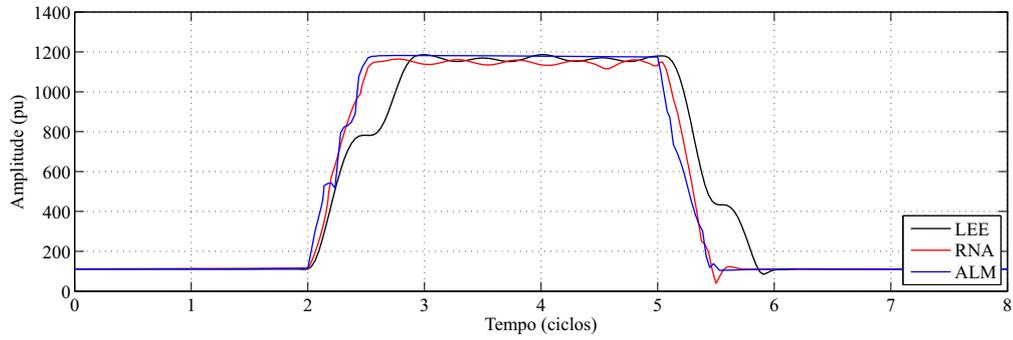
5.2.11.3 Caso 11c: Curto-circuito trifásico na barra 8

Foi inserido um curto-circuito trifásico franco na barra 8 em 33,33 ms (2 ciclos). O relé que realiza a leitura da corrente está alocado na barra 3. O curto-circuito permanece até o instante 83,33 ms (5 ciclos), quando a barra é aberta e removida de operação. A Figura 5.59 mostra o sinal de corrente de entrada simulado no ATP.

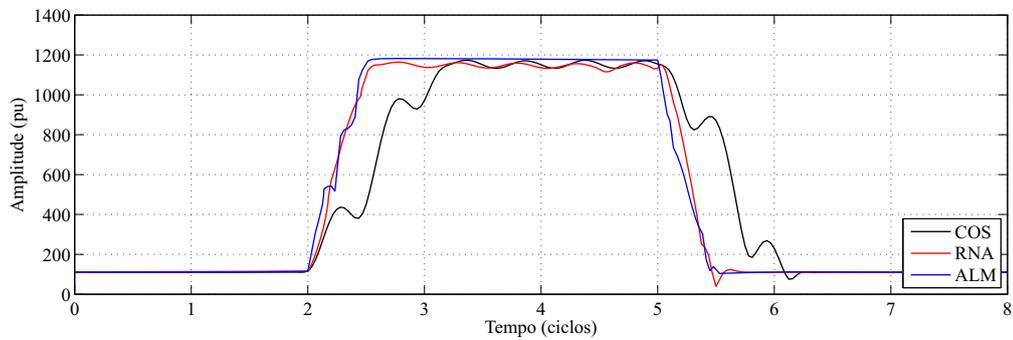
O tempo de simulação é de 8 ciclos ou 133,33 ms, e assim como nos casos anteriores, a simulação é iniciada em -33,33 ms para omitir os transitórios dos filtros. Os resultados gráficos são mostrados nas Figuras 5.60 a 5.63, e a Figura 5.64 mostra a frequência calculada pelo método ALM.

Figura 5.48 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11a

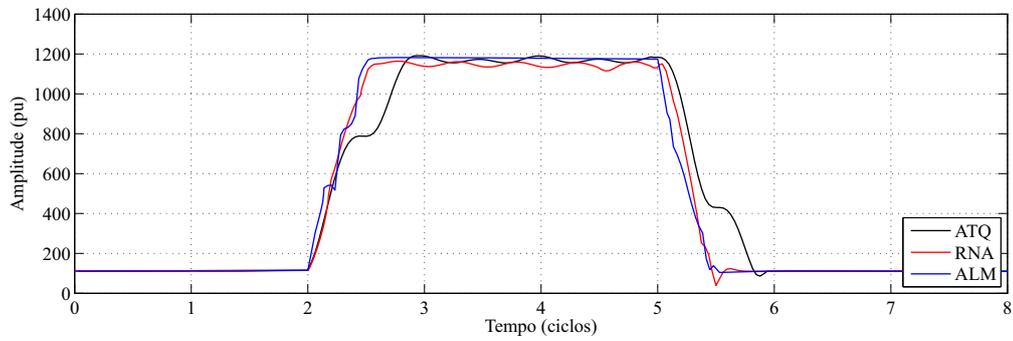
(a) Comparação com o método LEE



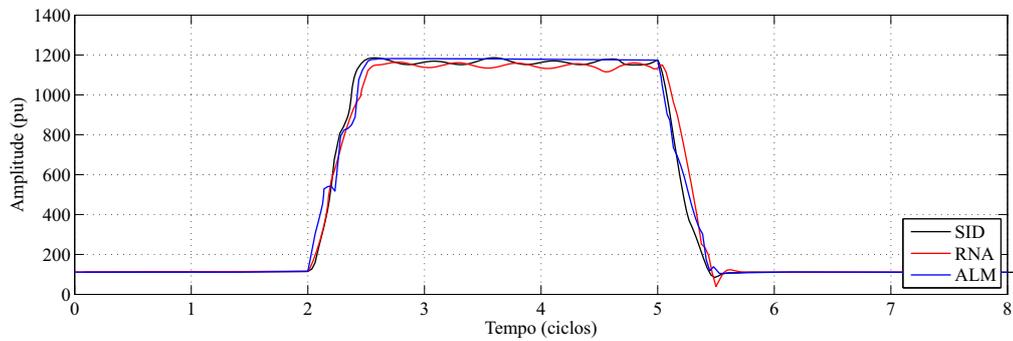
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



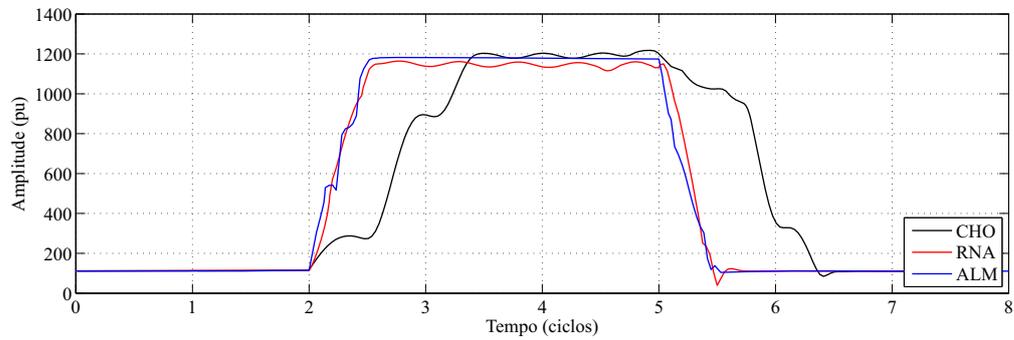
(d) Comparação com o método SID



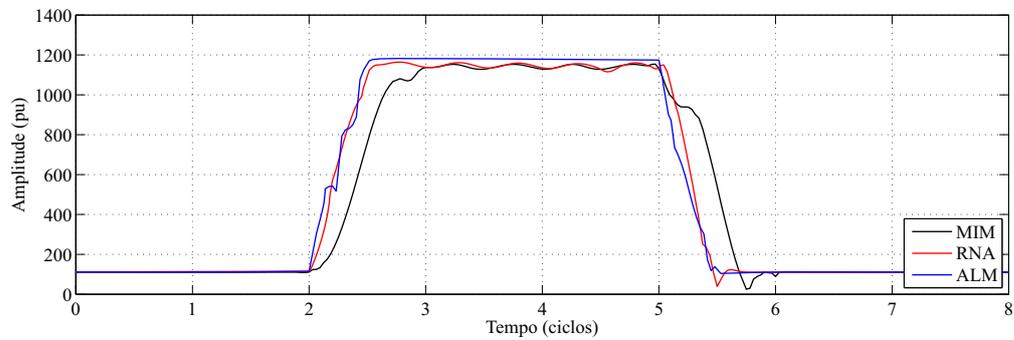
Fonte: Autor

Figura 5.49 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11a

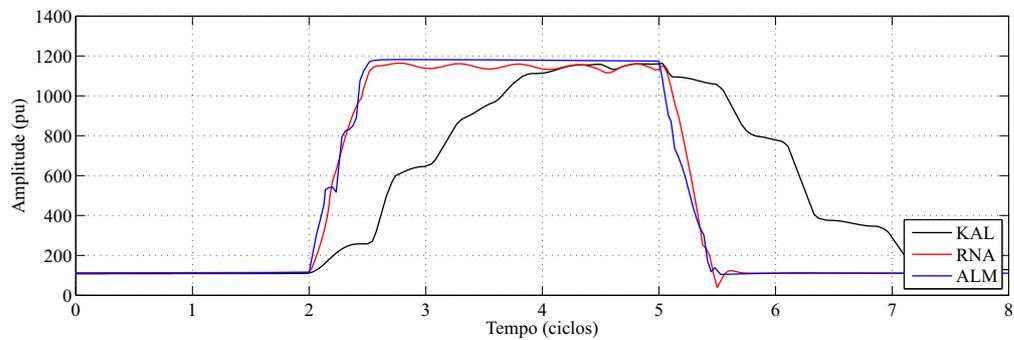
(a) Comparação com o método CHO



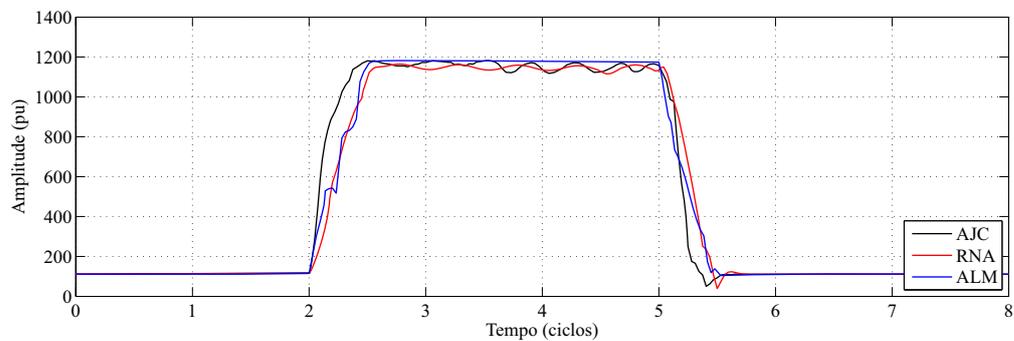
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



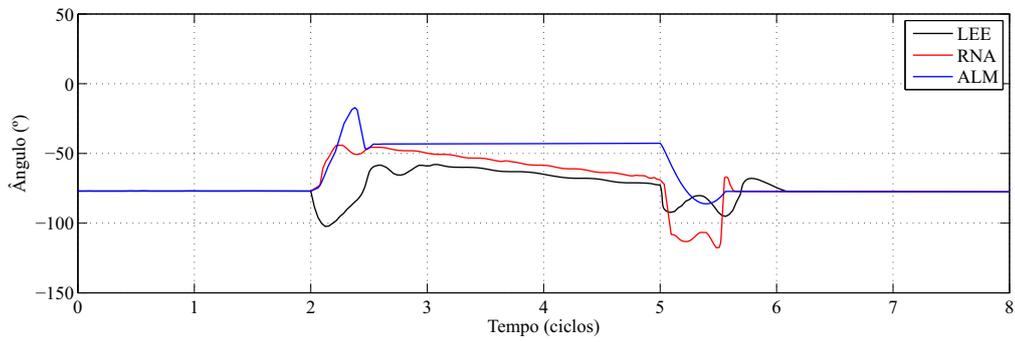
(d) Comparação com o método AJC



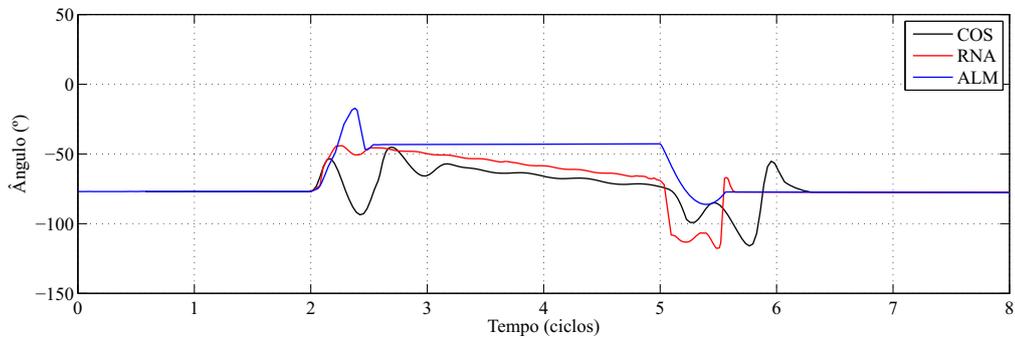
Fonte: Autor

Figura 5.50 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11a

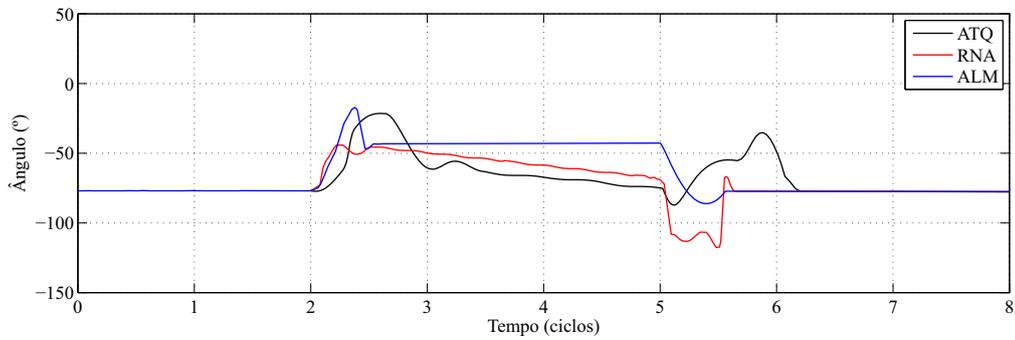
(a) Comparação com o método LEE



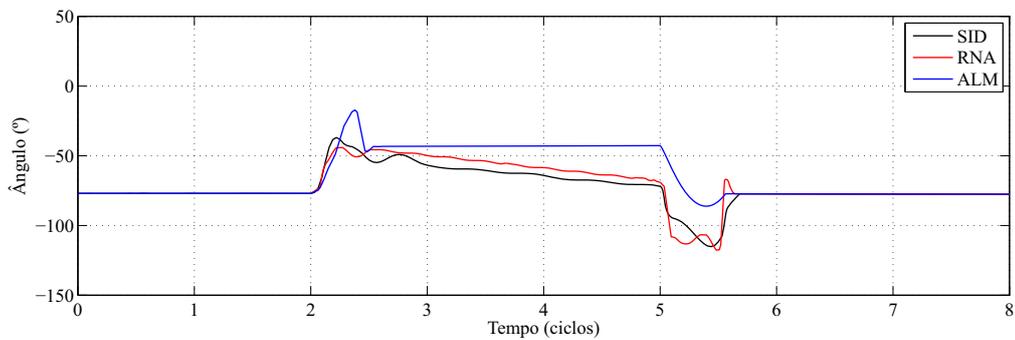
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



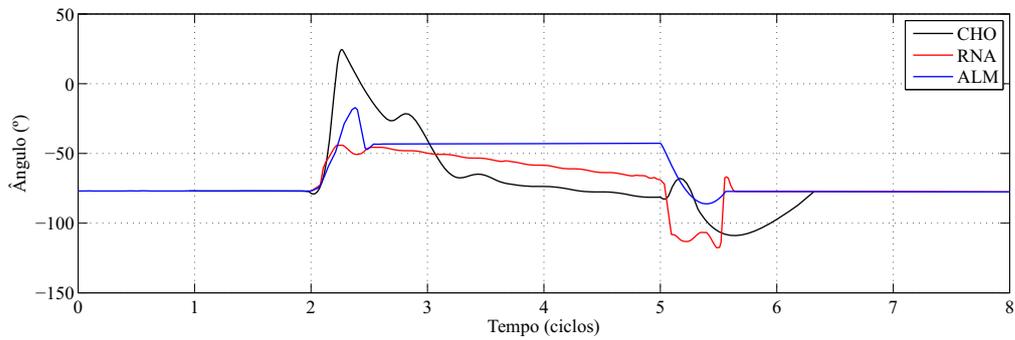
(d) Comparação com o método SID



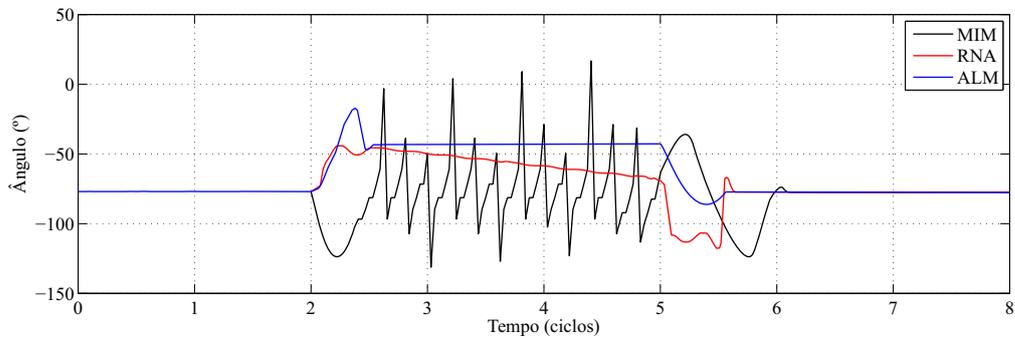
Fonte: Autor

Figura 5.51 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11a

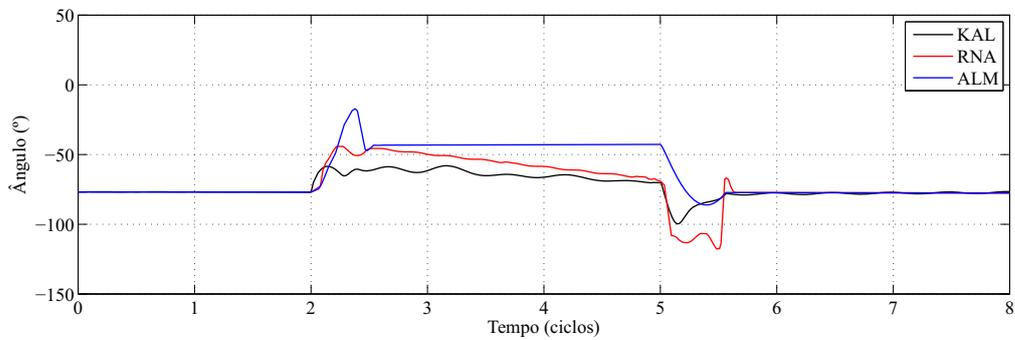
(a) Comparação com o método CHO



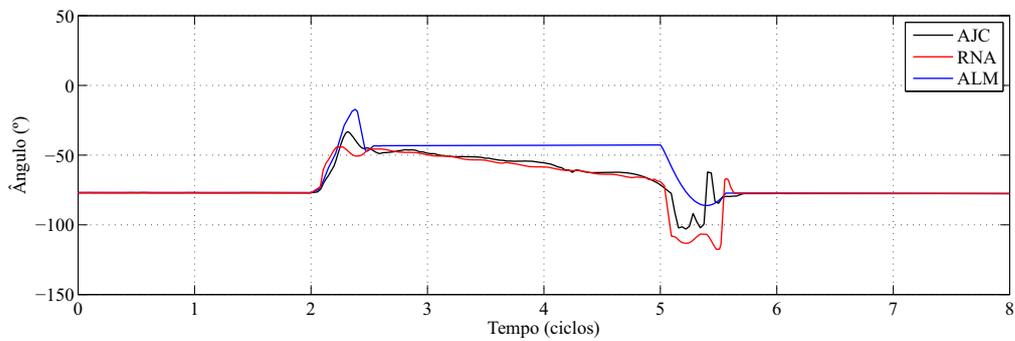
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL

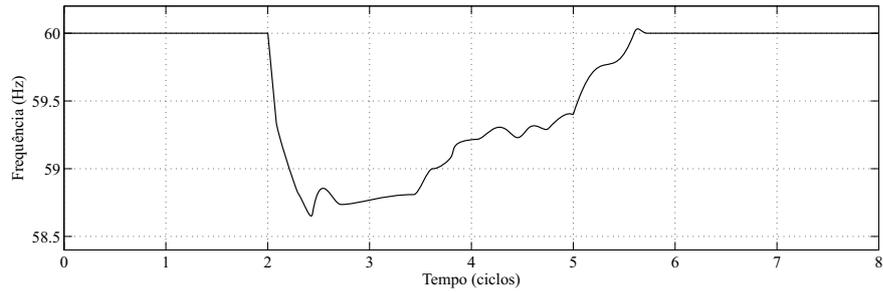


(d) Comparação com o método AJC



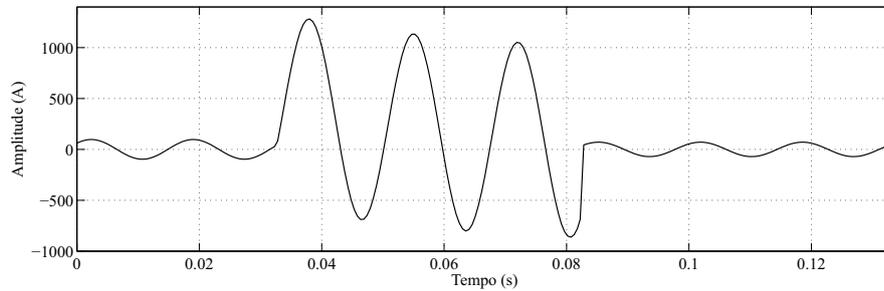
Fonte: Autor

Figura 5.52 – Resposta da frequência do método ALM para o Caso 11a



Fonte: Autor

Figura 5.53 – Sinal de entrada simulado do Caso 11b



Fonte: Autor

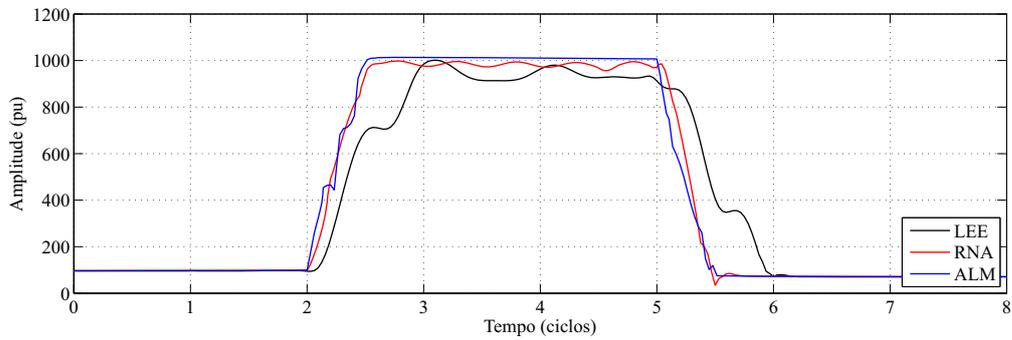
Novamente, como nos Casos 11a e 11b, os erros durante a falta estão presentes em todos os métodos simulados, com exceção do método ALM.

5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

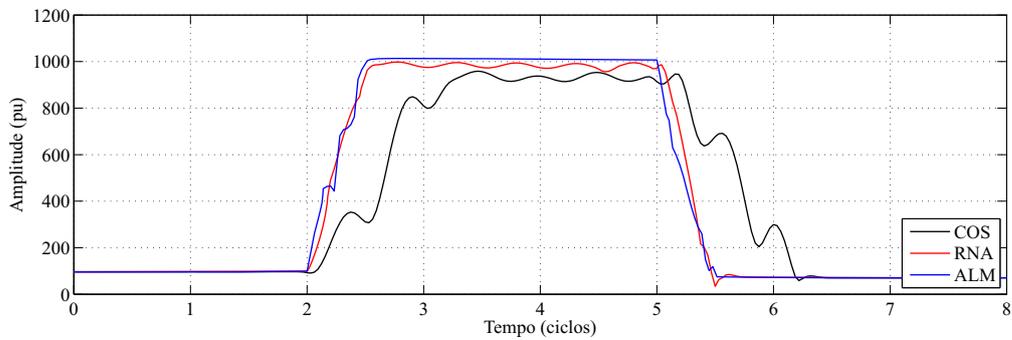
O capítulo apresentou os casos simulados para comparação do desempenho entre os algoritmos de estimação fasorial, apresentando seus resultados numéricos e gráficos. Foram feitas discussões em cada caso, apontando alguns dos métodos que se destacaram em cada caso e ressaltando o efeito que frequência fora da nominal exerce sobre os algoritmos.

Figura 5.54 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11b

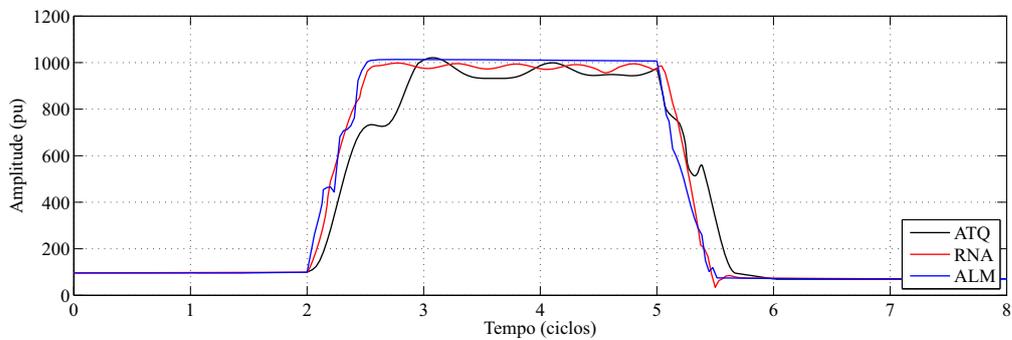
(a) Comparação com o método LEE



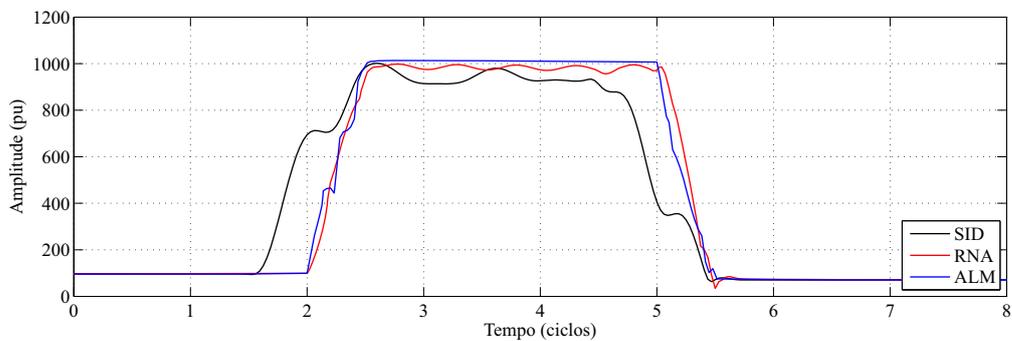
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



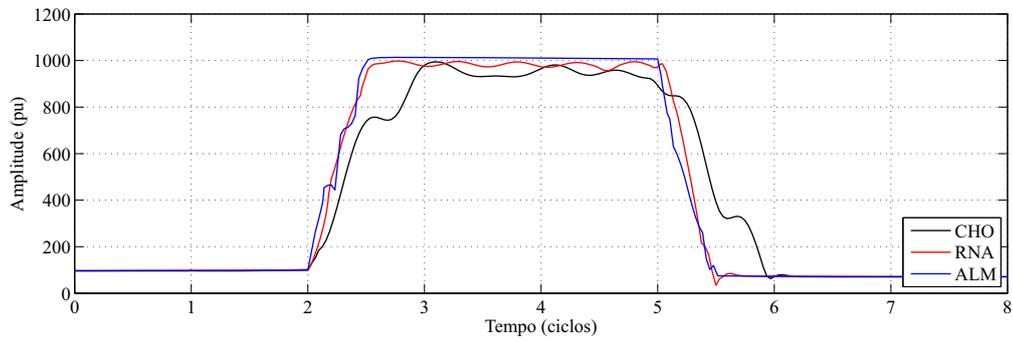
(d) Comparação com o método SID



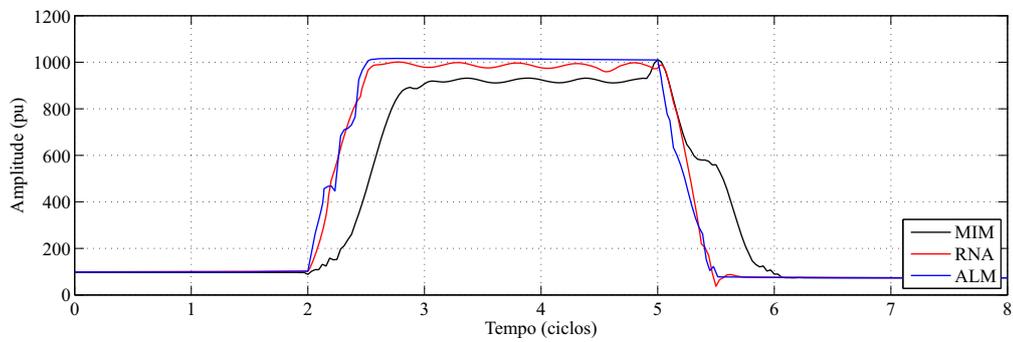
Fonte: Autor

Figura 5.55 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11b

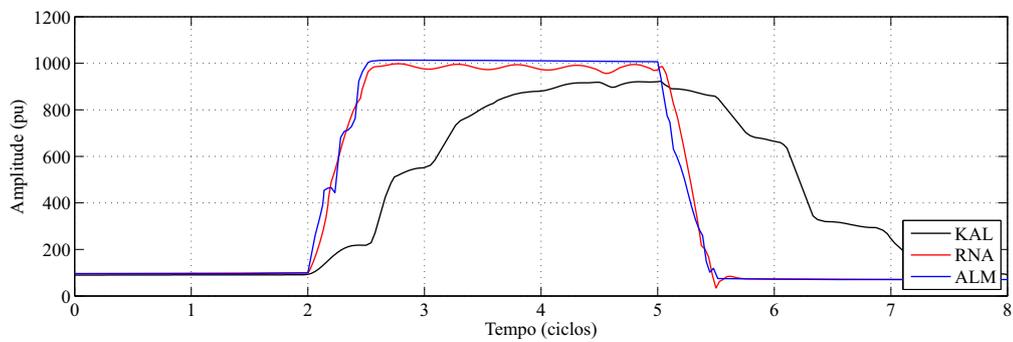
(a) Comparação com o método CHO



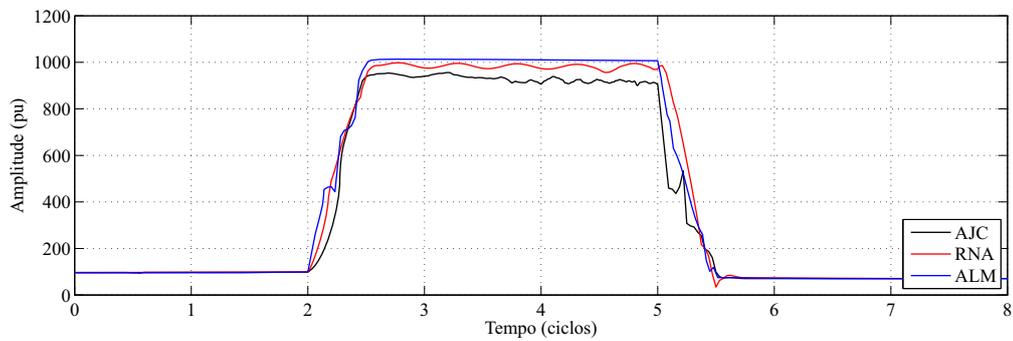
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



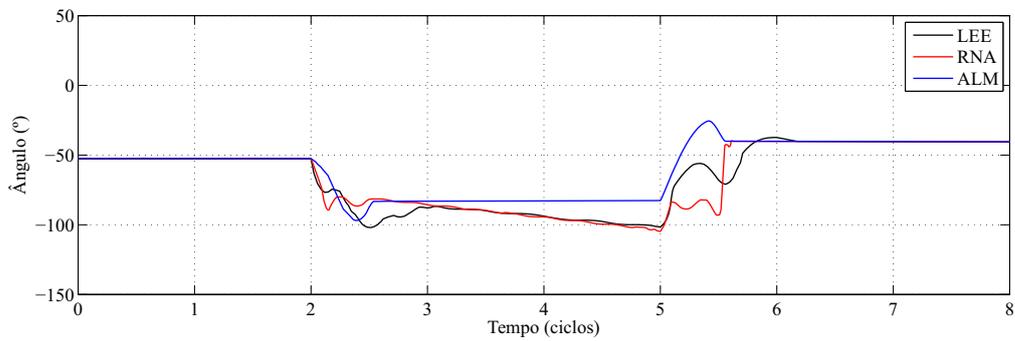
(d) Comparação com o método AJC



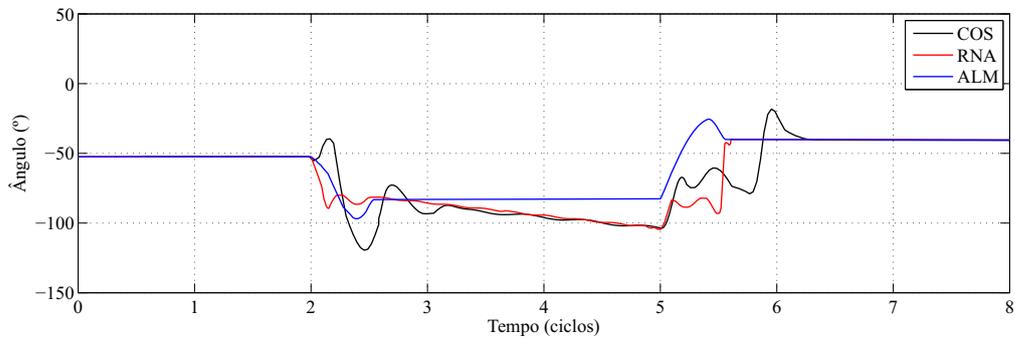
Fonte: Autor

Figura 5.56 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11b

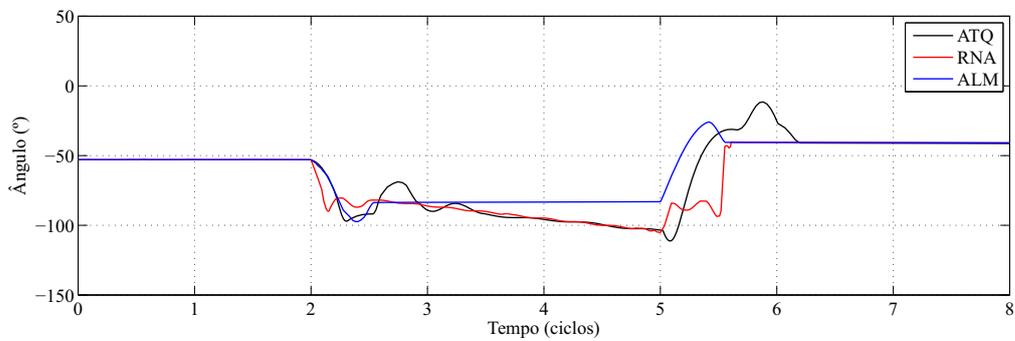
(a) Comparação com o método LEE



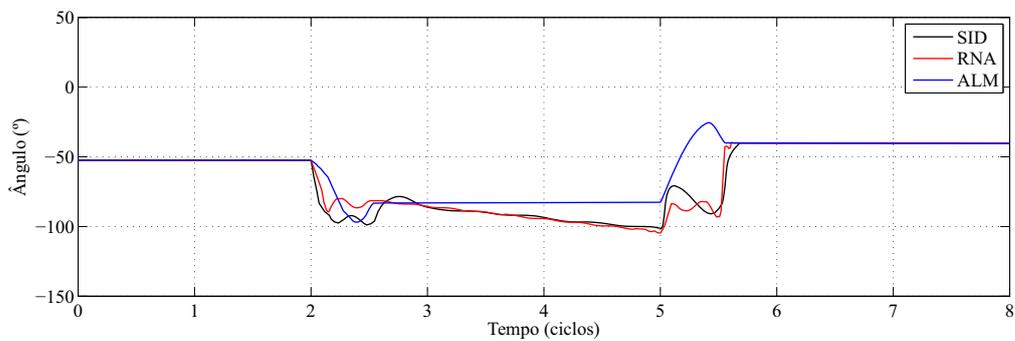
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



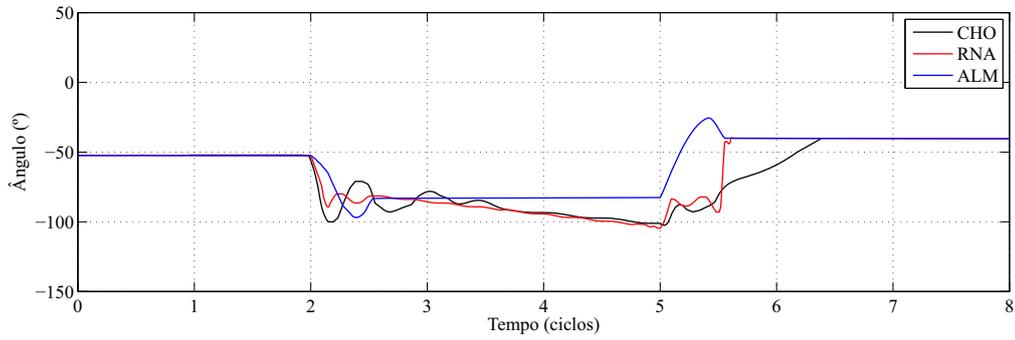
(d) Comparação com o método SID



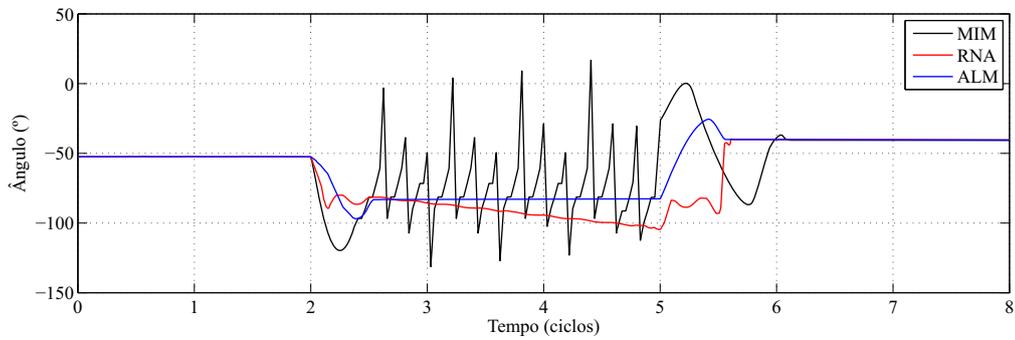
Fonte: Autor

Figura 5.57 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11b

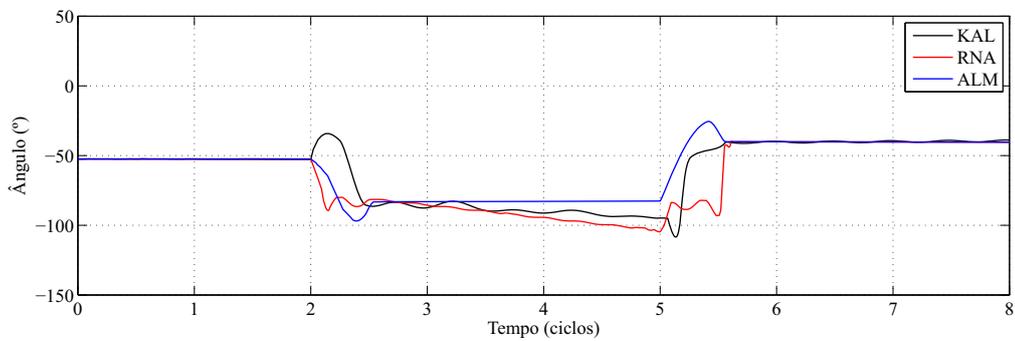
(a) Comparação com o método CHO



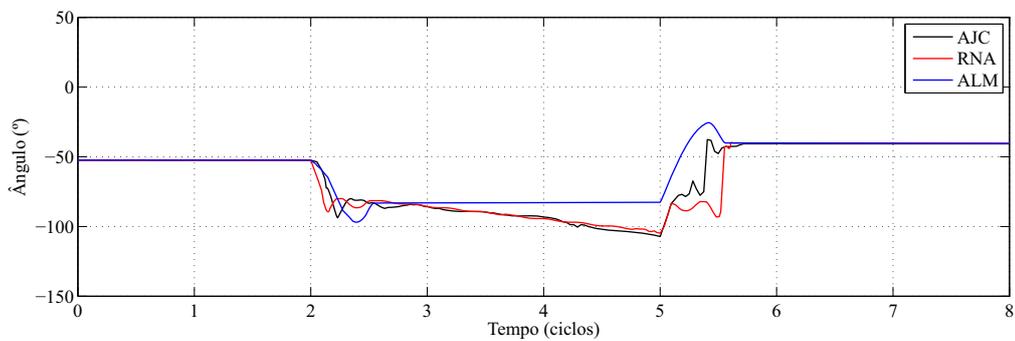
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL

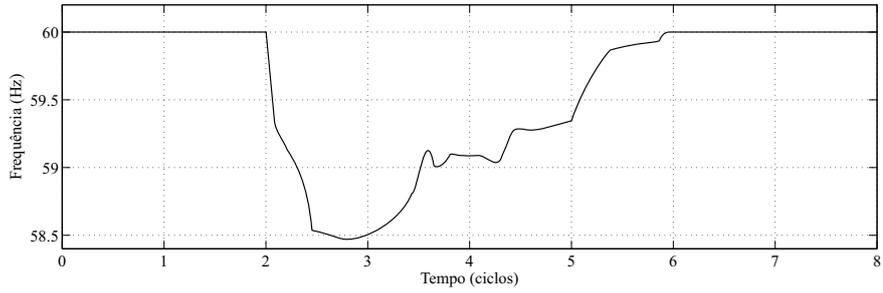


(d) Comparação com o método AJC



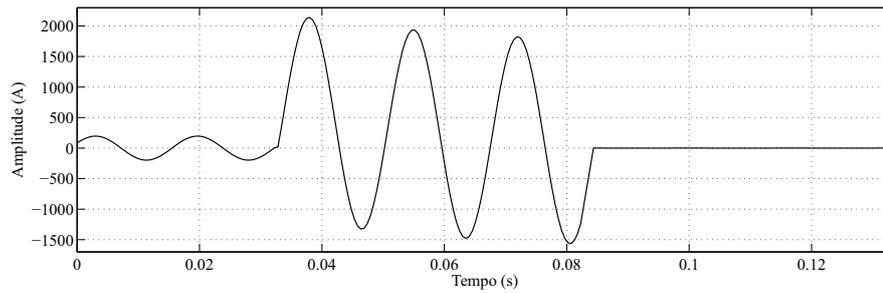
Fonte: Autor

Figura 5.58 – Resposta da frequência do método ALM para o Caso 11b



Fonte: Autor

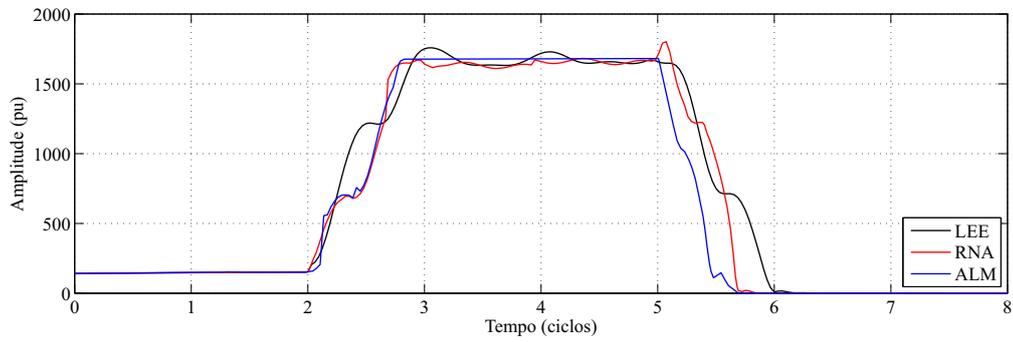
Figura 5.59 – Sinal de entrada simulado do caso 11c



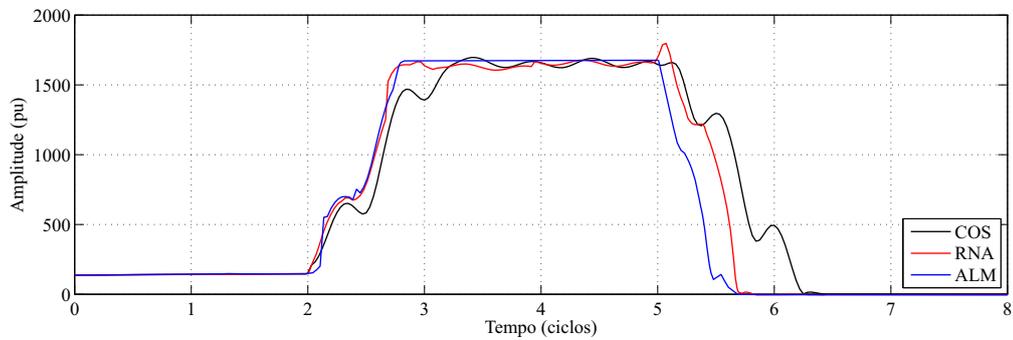
Fonte: Autor

Figura 5.60 – Resposta em amplitude dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11c

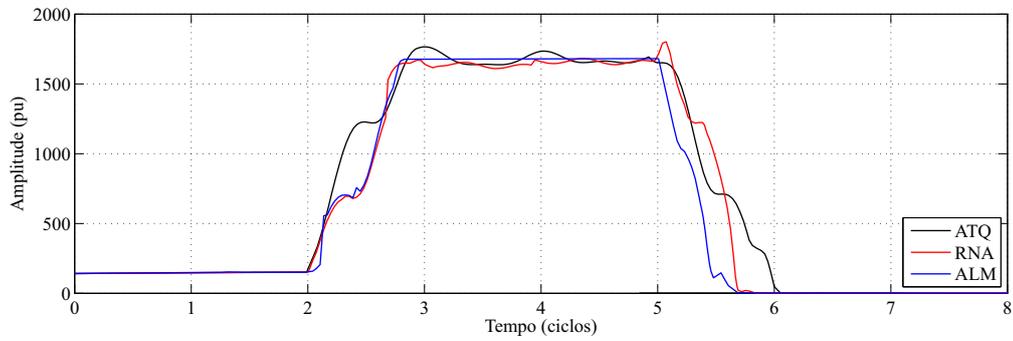
(a) Comparação com o método LEE



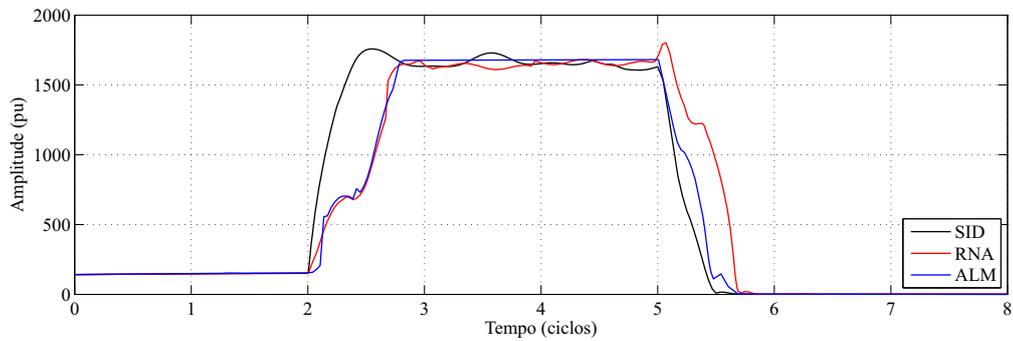
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



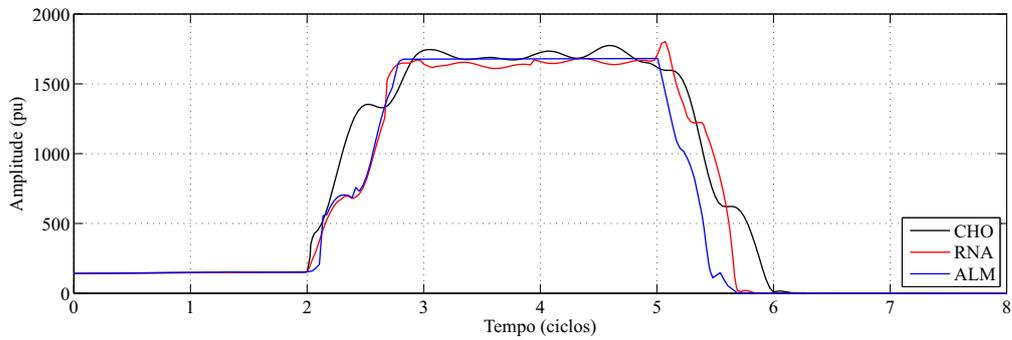
(d) Comparação com o método SID



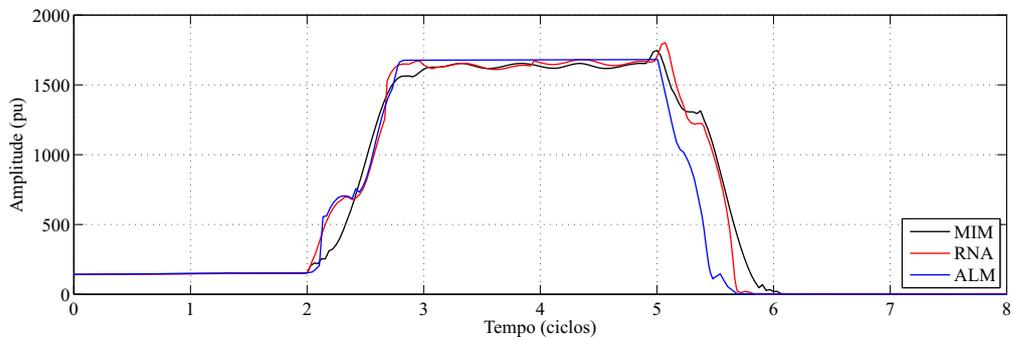
Fonte: Autor

Figura 5.61 – Resposta em amplitude dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11c

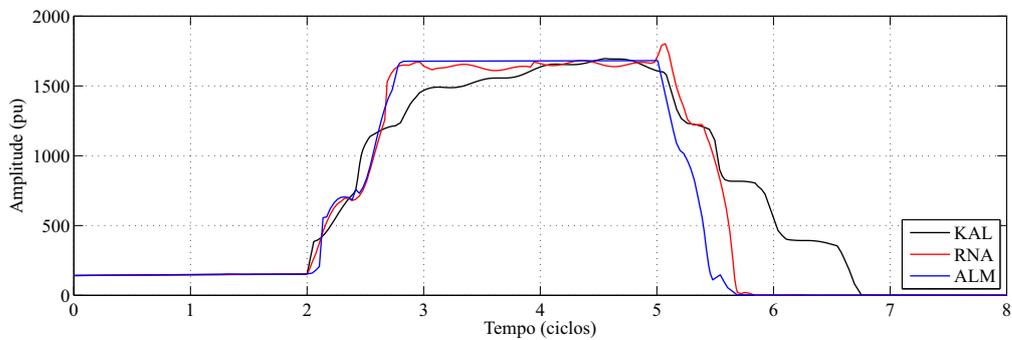
(a) Comparação com o método CHO



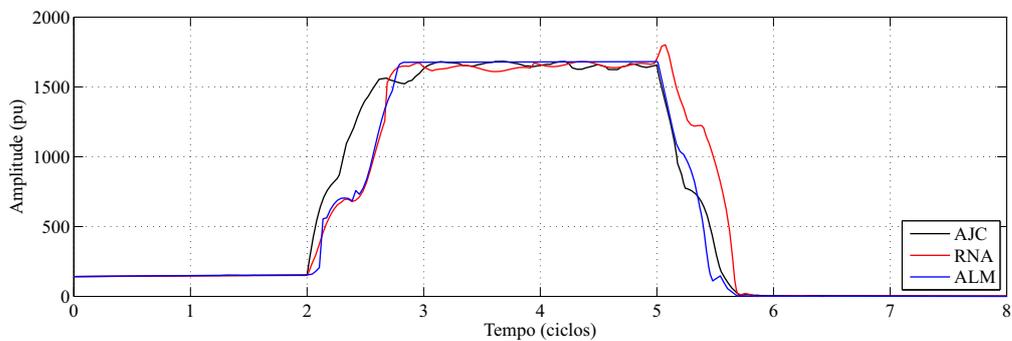
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL



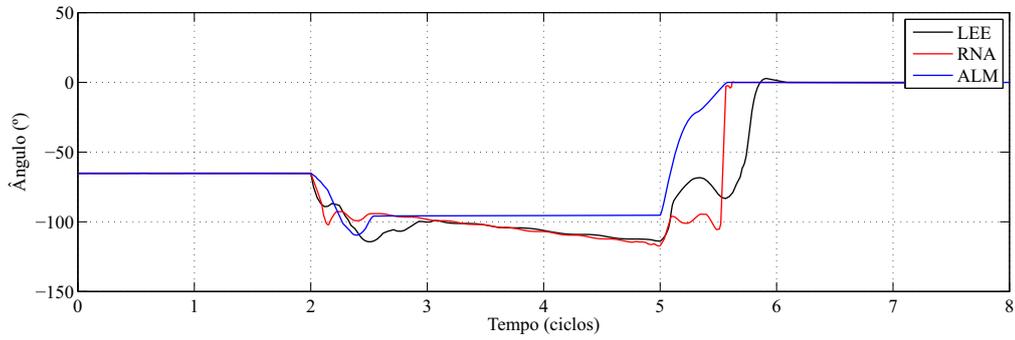
(d) Comparação com o método AJC



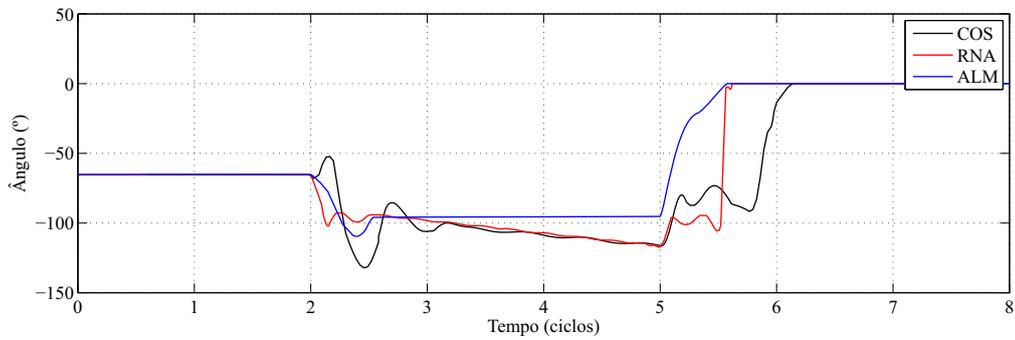
Fonte: Autor

Figura 5.62 – Resposta em ângulo dos métodos LEE, COS, ATQ e SID para o Caso 11c

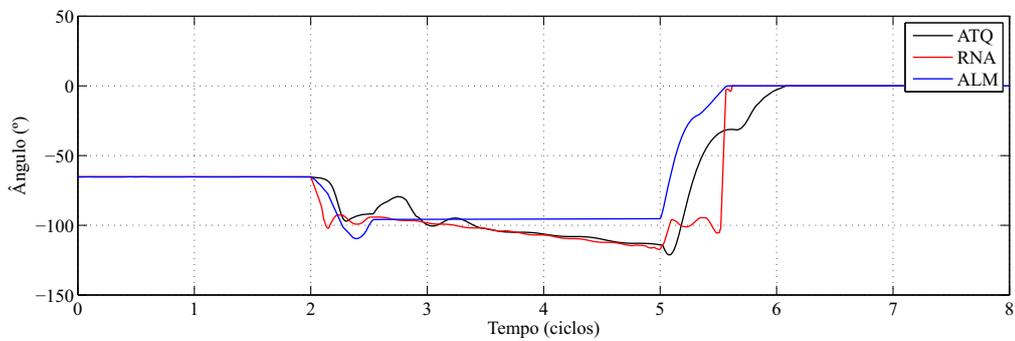
(a) Comparação com o método LEE



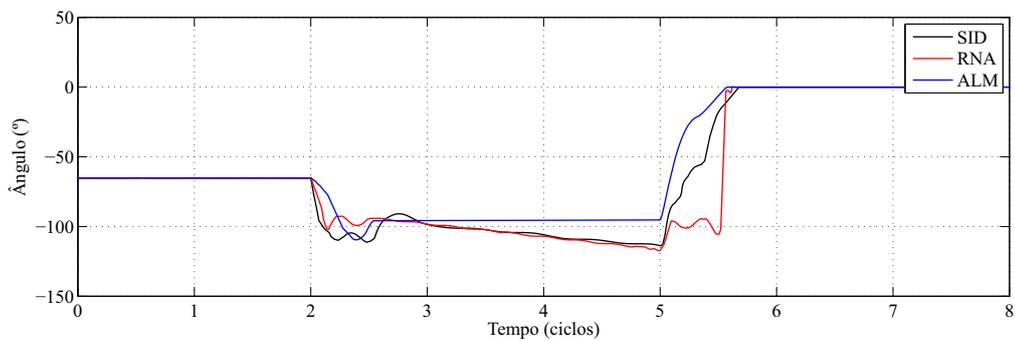
(b) Comparação com o método COS



(c) Comparação com o método ATQ



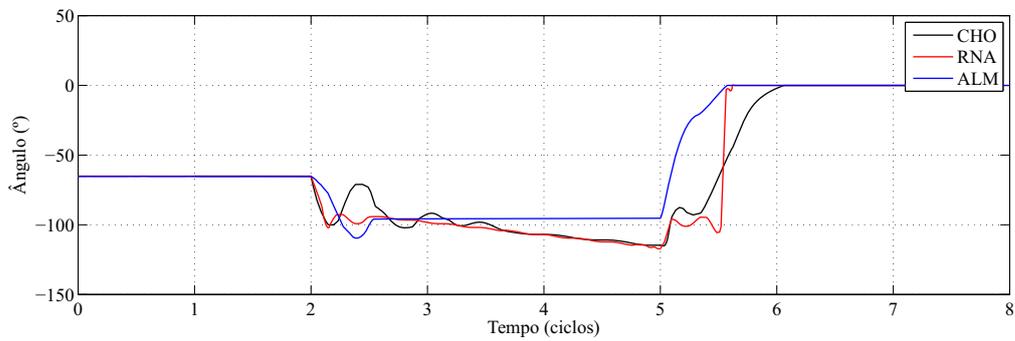
(d) Comparação com o método SID



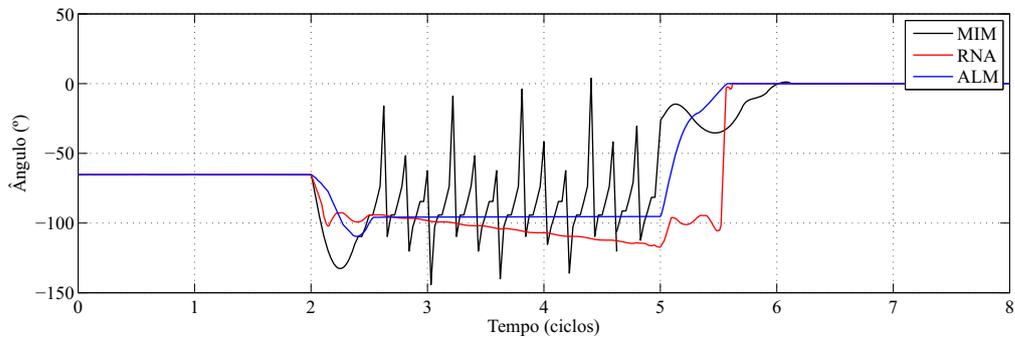
Fonte: Autor

Figura 5.63 – Resposta em ângulo dos métodos CHO, MIM, KAL e AJC para o Caso 11c

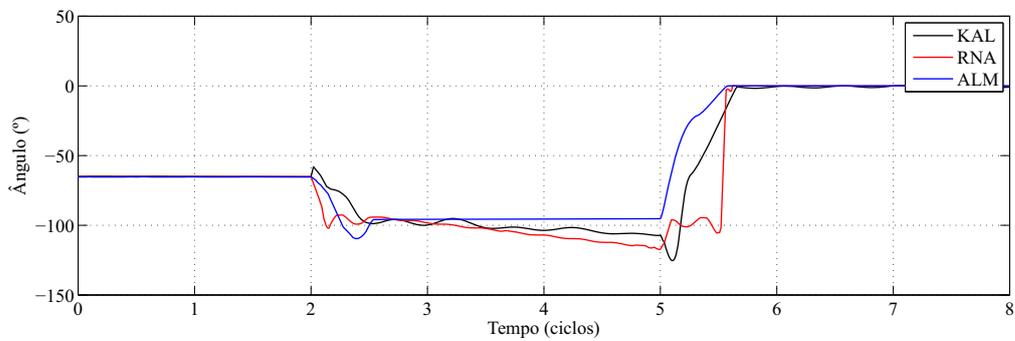
(a) Comparação com o método CHO



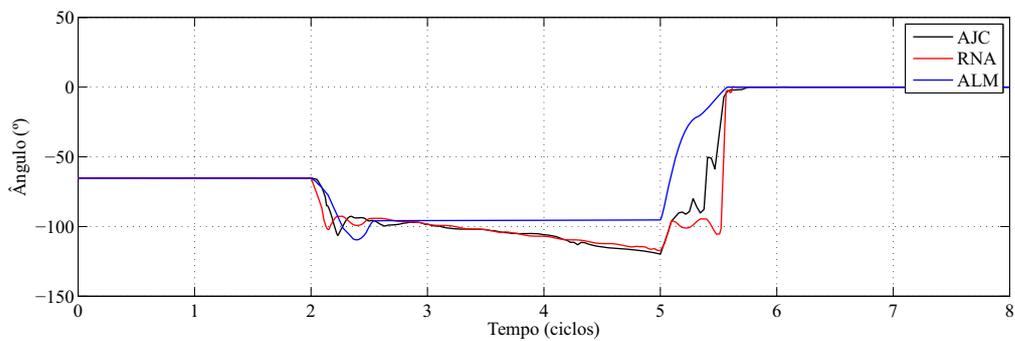
(b) Comparação com o método MIM



(c) Comparação com o método KAL

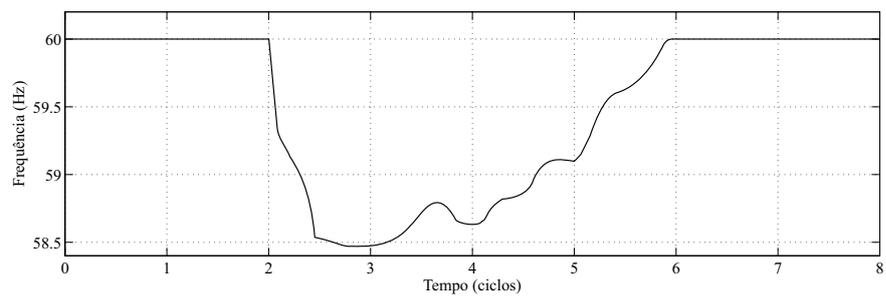


(d) Comparação com o método AJC



Fonte: Autor

Figura 5.64 – Resposta da frequência do método ALM para o Caso 11c



Fonte: Autor

6 CONCLUSÕES

O trabalho propôs dois algoritmos de estimação fasorial, usando a estrutura de uma RNA e o algoritmo de Levenberg-Marquardt (ALM) como ferramenta matemática, possibilitando aos algoritmos calcular com precisão a amplitude, o ângulo de fase e, no caso do ALM, a frequência. Foram apresentados os conceitos matemáticos dos dois algoritmos apresentados no trabalho, assim como os oito métodos usados para fins comparativos. Três critérios foram considerados para a avaliação quantitativa do desempenho dos métodos: oscilação, *overshoot*, e tempo de convergência.

Depois de testados e avaliados, percebe-se que os dois métodos introduzidos no trabalho apresentam um bom desempenho, superior a boa parte dos outros métodos. É possível observar que, de modo geral, em todos os casos simulados os métodos propostos apresentam valores de índices de desempenho bastante baixos nos três critérios, caracterizando baixa oscilação, baixo nível de *overshoot* e baixo tempo de convergência.

Obviamente, o método baseado em RNA, assim como os outros métodos implementados, não obteve um bom resultado em frequências fora da nominal, e por isso destaca-se a capacidade do método ALM de calcular corretamente os fasores do sinal nessas condições, devido à frequência também ser calculada na mesma estrutura do algoritmo.

Avaliando todos os casos simulados e seus respectivos resultados numéricos e gráficos, conclui-se que os métodos propostos no trabalho, de modo geral, apresentam desempenho que justifica sua aplicação, superior aos métodos mais comumente utilizados atualmente em relés de proteção, como o filtro cosseno e o filtro baseado em TDF, mesmo em casos sem desvio de frequência. Tais filtros, apesar de já serem consolidados e serem bastante confiáveis, apresentam uma ampla margem para melhorias, e a proteção do sistema elétrico como um todo seria aprimorada com a utilização de algoritmos mais rápidos e precisos.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Mesmo com a implementação e teste dos algoritmos apresentados, sempre há margem para aumentar o nível de conhecimento e melhorar a pesquisa. Seguem as sugestões para trabalhos futuros do assunto tratado:

- Implementação de melhorias nos métodos baseados em RNA e no algoritmo de Levenberg-Marquardt, analisando e quantizando o efeito de componentes inter-harmônicas e sub-harmônicas;
- Comparar o método baseado no algoritmo de Levenberg-Marquardt com métodos de estimação fasorial que também levem em consideração desvios de frequência;
- Comparar a estimação da frequência do método baseado no algoritmo de Levenberg-Marquardt com o desempenho de outros algoritmos de estimação de frequência;
- Realizar a implementação prática dos algoritmos em laboratório para avaliação e comparação do desempenho.

REFERÊNCIAS

AL-TALLAQ, K. N. A.; AL-SHARAI, H. D.; EL-HAWARY, M. E. Online algorithm for removal of decaying DC-offset from fault currents. **Electric Power Systems Research**, v. 81, p. 1627–1629, abr. 2011.

ALVES, W. F. **Proposição de sistemas-teste para análise computacional de sistemas de potência**. Dissertação (mestrado) — Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, 2007. 332f.

BALAMOUGAN, V.; SIDHU, T. S. A new filtering technique to eliminate decaying DC and harmonics for power system phasor estimation. In: **IEEE Power India Conference**. New Delhi, Índia: [s.n.], 2006.

BENMOUYAL, G. Removal of DC-offset in current waveforms using digital mimic filtering. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 2, p. 621–630, abr. 1995.

CHO, Y. et al. An innovative decaying DC component estimation algorithm for digital relaying. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 1, p. 73–78, jan. 2009.

COURY, D. V.; JORGE, D. C. The backpropagation algorithm applied to protective relaying. In: **International Conference on Neural Networks**. Houston, Texas, EUA: [s.n.], 1997. v. 1, p. 105–110.

DA SILVA, C. D. L. **Estimação fasorial aplicada a relés de proteção numéricos utilizando os métodos de ajuste de curvas e Redes Neurais Artificiais**. Dissertação (mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2014. 86f.

DA SILVA, C. D. L.; CARDOSO JR., G.; KRUSE, P. D. Estimação de fasores em relés numéricos por meio do método de ajuste de curvas. In: **6th IEEE/PES Transmission and Distribution Latin America Conference and Exposition**. Montevideo, Uruguai: [s.n.], 2012.

DA SILVA, C. D. L.; CARDOSO JR., G.; MARCHESAN, G. Avaliação dos efeitos da componente DC e desvios de frequência em algoritmos de estimação fasorial baseados na Transformada Discreta de Fourier. In: **X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica**. Araxá, MG: [s.n.], 2013.

DA SILVA, C. D. L. et al. Phasor estimation in power systems using a Neural Network with online training for numerical relays purposes. **IET Science, Measurement and Technology**, v. 9, n. 7, p. 836–841, 2015.

DA SILVA, C. D. L. et al. A continually online trained impedance estimation algorithm for transmission line distance protection tolerant to system frequency deviation. **Electric Power Systems Research**, v. 147, p. 73–80, 2017.

FILHO, R. F. D. et al. An adaptive phasor estimation algorithm for numerical protective relays based on the generalized delayed signal cancelation method. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 27, p. 201–211, 2016.

GIRGIS, A. A.; BROWN, R. G. Application of Kalman filtering in computer relaying. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-100, p. 3387–3395, 1981.

- GIRGIS, A. A.; BROWN, R. G. Adaptive Kalman filtering in computer relaying: fault classification using voltage models. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-104, n. 5, p. 1168–1177, maio 1985.
- GUO, Y.; KEZUNOVIC, M.; CHEN, D. Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying DC-offset on the Fourier algorithm. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 18, n. 3, p. 711–717, jul. 2003.
- IEEE TUTORIAL COURSE. **Computer relaying**. 1979.
- JIANG, Z.; MIAO, S.; LIU, P. A modified empirical mode decomposition filtering-based adaptive phasor estimation algorithm for removal of exponentially decaying DC offset. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 3, p. 1326–1334, 2014.
- KLEINBAUER, R. **Kalman filtering implementation with Matlab**. Helsinki, Finlândia, 2004. Relatório Técnico.
- LEE, D.; KANG, S.; NAM, S. New modified Fourier algorithm to eliminate the effect of the DC offset on phasor estimation using DFT. In: **IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition**. Chicago, Illinois, EUA: [s.n.], 2008.
- LEVENBERG, K. A method for the solution of certain nonlinear problems in least squares. **Quarterly of Applied Mathematics**, v. 2, p. 164–168, 1944.
- MACHADO, T. M. et al. Análise da resposta em regime transitório e permanente de algoritmos para filtragem digital utilizados em relés numéricos: velocidade de convergência, overshoot e sensibilidade em relação à constante de tempo. **SBA Controle & Automação**, v. 22, n. 1, p. 65–78, 2011.
- MARQUARDT, D. W. An algorithm for least squares estimation of nonlinear parameters. **Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics**, v. 11, p. 431–441, 1963.
- MATLAB. [S.l.], 2018.
- NOCEDAL, J.; WRIGHT, S. **Numerical optimization**. 2. ed. New York: Springer-Verlag, 2006.
- PAN, J.; VU, K.; HU, Y. An efficient compensation algorithm for current transformer saturation effects. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 4, p. 1623–1628, 2004.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. **Computer relaying for Power Systems**. 2. ed. Chichester: Wiley, 2009.
- PRIDDY, K. L.; KELLER, P. E. Artificial neural networks: an introduction. In: **The International Society for Optical Engineering**. Bellingham, Washington, EUA: [s.n.], 2005.
- SACHDEV, M. S.; BARIBEAU, M. A. A new algorithm for digital impedance relays. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-98, n. 6, p. 2232–2240, 1979.
- SCHWEITZER, E. O.; HOU, D. Filtering for protective relays. In: **19th Annual Western Protective Relay Conference**. Spokane, Washington, EUA: [s.n.], 1992.
- SCHWEITZER, E. O.; HOU, D. Filtering for protective relays. In: **47th Annual Georgia Tech Protective Relaying Conference**. Saskatoon, Saskatchewan, Canadá: [s.n.], 1993.

- SENGER, E. C.; DE SANTANA, N. N. Pré-filtragem da componente aperiódica exponencial para os algoritmos utilizados em relés de distância. In: **VI Seminário Técnico de Proteção e Controle**. Natal, RN: [s.n.], 1998.
- SIDHU, T. S. et al. Discrete-Fourier-transform-based technique for removal of decaying DC offset from phasor estimates. In: **IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 150, n. 6, p. 745–752.
- SMITH, C. M.; NAIR, N. C. Evaluation of discrete Wavelet transform implementation for protective relaying. In: **TENCON 2009**. Singapura: [s.n.], 2009. p. 1–5.
- STRINGER, N. T. The effect of DC offset on current operated relays. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 34, n. 1, p. 30–34, 1998.
- TAJDINIAN, M. et al. An analytical approach for removal of decaying DC component considering frequency deviation. **Electric Power Systems Research**, v. 130, p. 208–219, 2016.
- VEJDAN, S.; SANAYE-PASAND, M.; MALIK, O. P. Accurate dynamic phasor estimation based on the signal model under off-nominal frequency and oscillations. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 2, p. 708–719, 2017.
- VIANELLO, R. et al. New phasor estimator in the presence of harmonics, DC offset, and interharmonics. In: **14th International Conference on Harmonics and Quality of Power**. Bergamo, Itália: [s.n.], 2010. p. 1–5.
- YU, C. A discrete Fourier transform-based adaptive mimic phasor estimator for distance relaying applications. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 4, p. 1836–1846, out. 2006.
- YU, C.; GU, J. Removal of decaying DC in current and voltage signals using a modified Fourier filter algorithm. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 16, n. 3, p. 372–379, jul. 2001.

ANEXO A – DADOS DO SISTEMA-TESTE DE 9 BARRAS

As Tabelas A.1 a A.5 mostram os dados do sistema-teste de 9 barras utilizado no Caso 11. As Tabelas apresentam os dados de linha, de transformadores, de carga, de geradores, e os parâmetros dos geradores, respectivamente. Outros dados como curva de saturação e malhas de controle podem ser encontradas diretamente em (ALVES, 2007).

Tabela A.1 – Dados de linha

Linha	R ₊ (%)	X ₊ (%)	B (MVar)	R ₀ (%)	X ₀ (%)
3-5	1,7	9,2	15,8	5,1	27,6
3-8	1,0	8,5	17,6	3,0	25,5
4-6	0,85	7,2	14,9	2,55	21,6
4-7	0,9	7,9	16,2	2,7	23,7
5-7	3,2	16,1	30,6	9,6	48,3
6-8	1,1	8,4	25,6	3,3	25,2
7-9	1,19	10,08	20,9	3,57	30,24
8-9	3,9	17,0	35,8	11,7	51,0

Fonte: (ALVES, 2007)

Tabela A.2 – Dados de transformadores

Transformador	Ligação (kV)	S (MVA)	X ₊ (%)	X ₀ (%)
1-3	13,8Δ/230Yg	300	5,34	5,12
2-4	13,8Δ/230Yg	260	7,68	7,33

Fonte: (ALVES, 2007)

Tabela A.3 – Dados de carga

Carga	P (MW)	Q (MVar)
5	55	27
6	37	18
7	68	45
8	90	35
9	75	28

Fonte: (ALVES, 2007)

Tabela A.4 – Dados de geradores

Barra	P (MW)	Q (MVar)	
		Geração	Absorção
1	250	122	122
2	200	96	96

Fonte: (ALVES, 2007)

Tabela A.5 – Parâmetros dos geradores

Barra	X_d (%)	X_q (%)	X'_d (%)	X''_d (%)	X_l (%)	T'_d (s)	T''_d (s)	T''_q (s)	H (s)	FP (1)
1	106	63	33	25	21	5,4	0,08	0,12	5,05	0,9
2	85,94	58,12	29,91	21,14	15,35	5,5	0,085	0,2214	4,988	0,9

Fonte: (ALVES, 2007)

R_+ - Resistência de sequência positiva.

X_+ - Reatância de sequência positiva.

B - Susceptância shunt.

R_0 - Resistência de sequência zero.

X_0 - Reatância de sequência zero.

S - Potência aparente.

P - Potência ativa.

Q - Potência reativa.

X_d - Reatância síncrona de eixo direto.

X_q - Reatância síncrona de eixo em quadratura.

X'_d - Reatância transitória de eixo direto.

X''_d - Reatância subtransitória de eixo direto.

X_l - Reatância de dispersão.

T'_d - Constante de tempo transitória de eixo direto.

T''_d - Constante de tempo subtransitória de eixo direto.

T''_q - Constante de tempo subtransitória de eixo em quadratura.

H - Constante de inércia.

FP - Fator de potência.