

$$y = \log_2 x$$

$$y' = (x^2 e^{3-2x} \cdot \log_2 x)' = (x^2 e^{3-2x})' \cdot \log_2 x + x^2 e^{3-2x} \cdot (\log_2 x)'$$

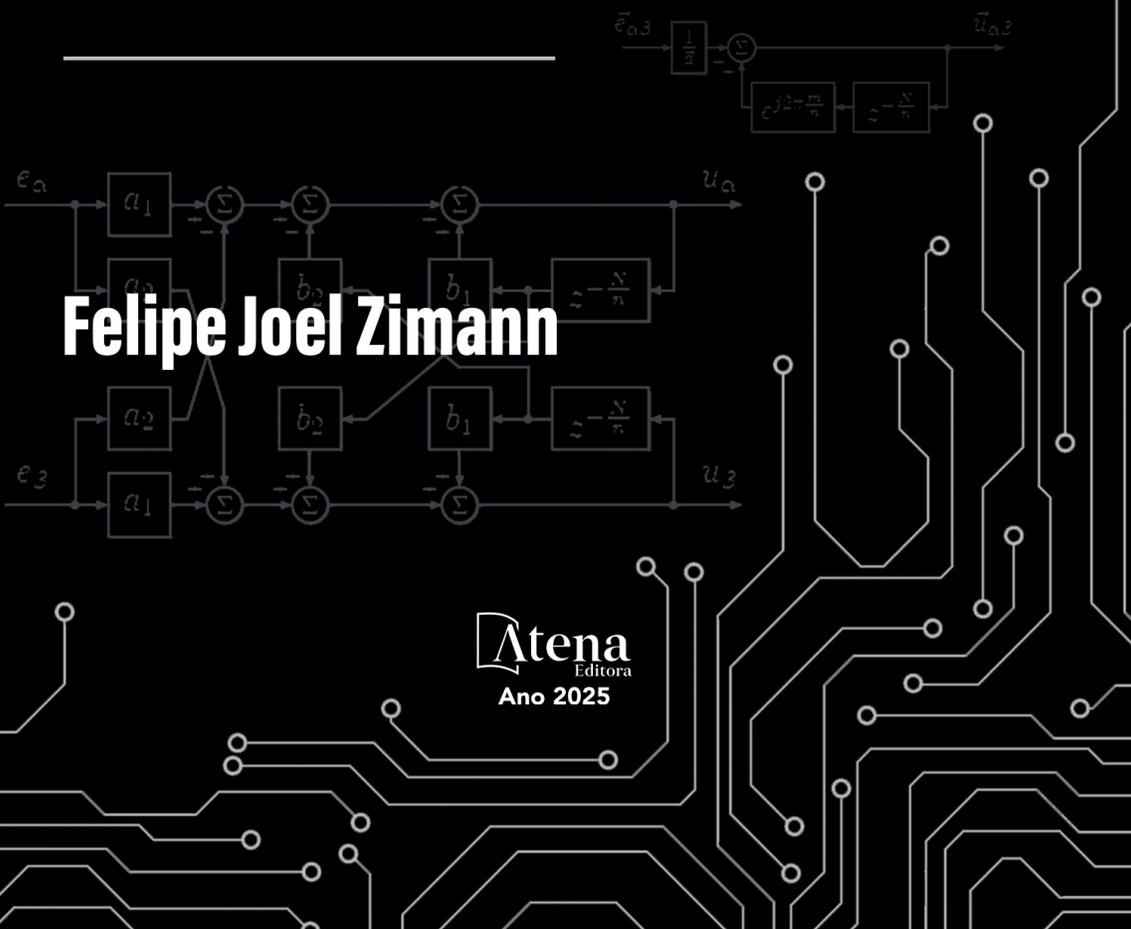
$$= (2x e^{3-2x} - 2x^2 e^{3-2x}) \cdot \log_2 x + \frac{x e^{3-2x}}{\ln 2}$$

$$\frac{1}{x \ln 2} = \frac{1}{\ln 2} \cdot \frac{1}{x}$$

Controlador Repetitivo Complexo-Vetorial

Baseado no Método de Cancelamento
por Sinal Atrasado Generalizado

Felipe Joel Zimann



Atena
Editora
Ano 2025

$$y = \log_2 x$$

$$y' = (x^2 e^{3-2x} + x^2 (e^{3-2x})') \cdot \log_2 x + x^2 e^{3-2x} \cdot \frac{1}{x \ln 2} = (2x e^{3-2x} - 2x^2 e^{3-2x}) \cdot \log_2 x + \frac{x e^{3-2x}}{\ln 2}$$

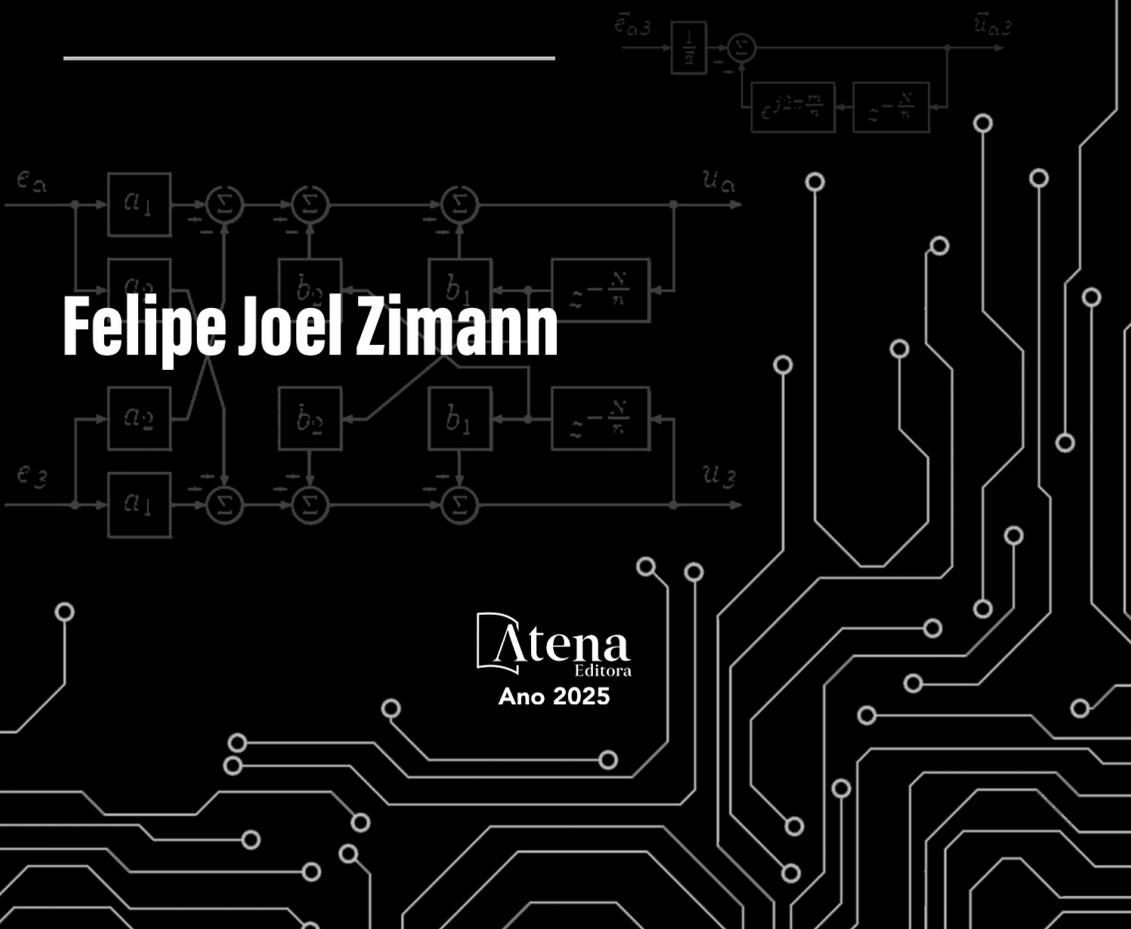
$$y' = (x^2 e^{3-2x} \cdot \log_2 x)' = (x^2 e^{3-2x})' \cdot \log_2 x + x^2 e^{3-2x} \cdot (\log_2 x)'$$

$$y' = (x^2 e^{3-2x})' \cdot \log_2 x + x^2 e^{3-2x} \cdot \frac{1}{x \ln 2} = (2x e^{3-2x} - 2x^2 e^{3-2x}) \cdot \log_2 x + \frac{x e^{3-2x}}{\ln 2}$$

Controlador Repetitivo Complexo-Vetorial

Baseado no Método de Cancelamento
por Sinal Atrasado Generalizado

Felipe Joel Zimann



Atena
Editora
Ano 2025

Editora chefe

Profª Drª Antonella Carvalho de Oliveira

Editora executiva

Natalia Oliveira

Assistente editorial

Flávia Roberta Barão

Bibliotecária

Janaina Ramos

Projeto gráfico

Ellen Andressa Kubisty

Luiza Alves Batista

Nataly Evilin Gayde

Thamires Camili Gayde

Imagens da capa

iStock

Edição de arte

Luiza Alves Batista

2025 by Atena Editora

Copyright © Atena Editora

Copyright do texto © 2025 O autor

Copyright da edição © 2025 Atena Editora

Direitos para esta edição cedidos à Atena Editora pelo autor.

Open access publication by Atena Editora



Todo o conteúdo deste livro está licenciado sob uma Licença de Atribuição *Creative Commons*. Atribuição-Não-Comercial-NãoDerivativos 4.0 Internacional (CC BY-NC-ND 4.0).

O conteúdo da obra e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva do autor, inclusive não representam necessariamente a posição oficial da Atena Editora. Permitido o *download* da obra e o compartilhamento desde que sejam atribuídos créditos ao autor, mas sem a possibilidade de alterá-la de nenhuma forma ou utilizá-la para fins comerciais.

Os manuscritos nacionais foram previamente submetidos à avaliação cega por pares, realizada pelos membros do Conselho Editorial desta editora, enquanto os manuscritos internacionais foram avaliados por pares externos. Ambos foram aprovados para publicação com base em critérios de neutralidade e imparcialidade acadêmica.

A Atena Editora é comprometida em garantir a integridade editorial em todas as etapas do processo de publicação, evitando plágio, dados ou resultados fraudulentos e impedindo que interesses financeiros comprometam os padrões éticos da publicação. Situações suspeitas de má conduta científica serão investigadas sob o mais alto padrão de rigor acadêmico e ético.

Conselho Editorial**Ciências Exatas e da Terra e Engenharias**

Prof. Dr. Adélio Alcino Sampaio Castro Machado – Universidade do Porto

Profª Drª Alana Maria Cerqueira de Oliveira – Instituto Federal do Acre

Profª Drª Ana Grasielle Dionísio Corrêa – Universidade Presbiteriana Mackenzie

Profª Drª Ana Paula Florêncio Aires – Universidade de Trás-os-Montes e Alto Douro

Prof. Dr. Carlos Eduardo Sanches de Andrade – Universidade Federal de Goiás

Profª Drª Carmen Lúcia Voigt – Universidade Norte do Paraná
 Prof. Dr. Cleiseano Emanuel da Silva Paniagua – Colégio Militar Dr. José Aluisio da Silva Luz / Colégio Santa Cruz de Araguaina/TO
 Profª Drª Cristina Aledi Felsemburgh – Universidade Federal do Oeste do Pará
 Prof. Dr. Diogo Peixoto Cordova – Universidade Federal do Pampa, Campus Caçapava do Sul
 Prof. Dr. Douglas Gonçalves da Silva – Universidade Estadual do Sudoeste da Bahia
 Prof. Dr. Eloi Rufato Junior – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
 Profª Drª Érica de Melo Azevedo – Instituto Federal do Rio de Janeiro
 Prof. Dr. Fabrício Menezes Ramos – Instituto Federal do Pará
 Prof. Dr. Fabrício Moraes de Almeida – Universidade Federal de Rondônia
 Profª Drª Glécilla Colombelli de Souza Nunes – Universidade Estadual de Maringá
 Prof. Dr. Hauster Maximiler Campos de Paula – Universidade Federal de Viçosa
 Profª Drª Iara Margolis Ribeiro – Universidade Federal de Pernambuco
 Profª Drª Jéssica Barbosa da Silva do Nascimento – Universidade Estadual de Santa Cruz
 Profª Drª Jéssica Verger Nardeli – Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho
 Prof. Dr. Juliano Bitencourt Campos – Universidade do Extremo Sul Catarinense
 Prof. Dr. Juliano Carlo Rufino de Freitas – Universidade Federal de Campina Grande
 Prof. Dr. Leonardo França da Silva – Universidade Federal de Viçosa
 Profª Drª Luciana do Nascimento Mendes – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte
 Prof. Dr. Marcelo Marques – Universidade Estadual de Maringá
 Prof. Dr. Marco Aurélio Kistemann Junior – Universidade Federal de Juiz de Fora
 Prof. Dr. Marcos Vinicius Winckler Caldeira – Universidade Federal do Espírito Santo
 Profª Drª Maria Iaponeide Fernandes Macêdo – Universidade do Estado do Rio de Janeiro
 Profª Drª Maria José de Holanda Leite – Universidade Federal de Alagoas
 Profª Drª Mariana Natale Fiorelli Fabiche – Universidade Estadual de Maringá
 Prof. Dr. Miguel Adriano Inácio – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
 Prof. Dr. Milson dos Santos Barbosa – Universidade Tiradentes
 Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
 Profª Drª Neiva Maria de Almeida – Universidade Federal da Paraíba
 Prof. Dr. Nilzo Ivo Ladwig – Universidade do Extremo Sul Catarinense
 Profª Drª Priscila Natasha Kinas – Universidade do Estado de Santa Catarina
 Profª Drª Priscila Tessmer Scaglioni – Universidade Federal de Pelotas
 Prof. Dr. Rafael Pacheco dos Santos – Universidade do Estado de Santa Catarina
 Prof. Dr. Ramiro Picoli Nippes – Universidade Estadual de Maringá
 Profª Drª Regina Célia da Silva Barros Allil – Universidade Federal do Rio de Janeiro
 Prof. Dr. Sidney Gonçalo de Lima – Universidade Federal do Piauí
 Prof. Dr. Takeshy Tachizawa – Faculdade de Campo Limpo Paulista

Controlador repetitivo complexo-vetorial baseado no método de cancelamento por sinal atrasado generalizado

Diagramação: Ellen Andressa Kubisty
Correção: Maiara Ferreira
Indexação: Amanda Kelly da Costa Veiga
Revisão: O autor
Autor: Felipe Joel Zimann

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)	
Z71	<p>Zimann, Felipe Joel Controlador repetitivo complexo-vetorial baseado no método de cancelamento por sinal atrasado generalizado / Felipe Joel Zimann. – Ponta Grossa - PR: Atena, 2025.</p> <p>Formato: PDF Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader Modo de acesso: World Wide Web Inclui bibliografia ISBN 978-65-258-3011-7 DOI: https://doi.org/10.22533/at.ed.117240910</p> <p>1. Engenharia de controle automático e sistemas dinâmicos. I. Zimann, Felipe Joel. II. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDD 629.8</p>
Elaborado por Bibliotecária Janaina Ramos – CRB-8/9166	

Atena Editora
 Ponta Grossa – Paraná – Brasil
 Telefone: +55 (42) 3323-5493
www.atenaeditora.com.br
contato@atenaeditora.com.br

DECLARAÇÃO DO AUTOR

Para fins desta declaração, o termo 'autor' será utilizado de forma neutra, sem distinção de gênero ou número, salvo indicação em contrário. Da mesma forma, o termo 'obra' refere-se a qualquer versão ou formato da criação literária, incluindo, mas não se limitando a artigos, e-books, conteúdos on-line, acesso aberto, impressos e/ou comercializados, independentemente do número de títulos ou volumes. O autor desta obra: 1. Atesta não possuir qualquer interesse comercial que constitua um conflito de interesses em relação à obra publicada; 2. Declara que participou ativamente da elaboração da obra, preferencialmente na: a) Concepção do estudo, e/ou aquisição de dados, e/ou análise e interpretação de dados; b) Elaboração do artigo ou revisão com vistas a tornar o material intelectualmente relevante; c) Aprovação final da obra para submissão; 3. Certifica que a obra publicada está completamente isenta de dados e/ou resultados fraudulentos; 4. Confirma a citação e a referência correta de todos os dados e de interpretações de dados de outras pesquisas; 5. Reconhece ter informado todas as fontes de financiamento recebidas para a consecução da pesquisa; 6. Autoriza a edição da obra, que incluem os registros de ficha catalográfica, ISBN, DOI e demais indexadores, projeto visual e criação de capa, diagramação de miolo, assim como lançamento e divulgação da mesma conforme critérios da Atena Editora.

DECLARAÇÃO DA EDITORA

A Atena Editora declara, para os devidos fins de direito, que: 1. A presente publicação constitui apenas transferência temporária dos direitos autorais, direito sobre a publicação, inclusive não constitui responsabilidade solidária na criação da obra publicada, nos termos previstos na Lei sobre direitos autorais (Lei 9610/98), no art. 184 do Código Penal e no art. 927 do Código Civil; 2. Autoriza e incentiva os autores a assinarem contratos com repositórios institucionais, com fins exclusivos de divulgação da obra, desde que com o devido reconhecimento de autoria e edição e sem qualquer finalidade comercial; 3. A editora pode disponibilizar a obra em seu site ou aplicativo, e o autor também pode fazê-lo por seus próprios meios. Este direito se aplica apenas nos casos em que a obra não estiver sendo comercializada por meio de livrarias, distribuidores ou plataformas parceiras. Quando a obra for comercializada, o repasse dos direitos autorais ao autor será de 30% do valor da capa de cada exemplar vendido; 4. Todos os membros do conselho editorial são doutores e vinculados a instituições de ensino superior públicas, conforme recomendação da CAPES para obtenção do Qualis livro; 5. Em conformidade com a Lei Geral de Proteção de Dados (LGPD), a editora não cede, comercializa ou autoriza a utilização dos nomes e e-mails dos autores, bem como quaisquer outros dados dos mesmos, para qualquer finalidade que não o escopo da divulgação desta obra.

Esta tese apresenta um controlador complexo-vetorial de ação repetitiva, baseado no inverso da função de transferência do método de cancelamento por sinal atrasado generalizado. Tal controlador tem como característica a seletividade em frequência e em componentes de sequência de fase, o que garante ao controlador uma vantagem em termos de velocidade de respostas e economia de recursos computacionais. O trabalho utiliza uma estrutura de filtro ativo paralelo, que deve sintetizar correntes de uma família específica de componentes harmônicas para funcionar corretamente. Dessa forma, a utilização do controlador proposto é adequada justamente por ter a característica de repetição baseado nas famílias de componentes harmônicas de origem cíclica. Nesse sentido, é feita a apresentação dos conceitos matemáticos da operação de cancelamento por sinal atrasado generalizado como base para o desenvolvimento do controlador. São contextualizados os parâmetros que compõem o controlador e os impactos destes sobre os indicadores de desempenho de malha fechada. A estabilidade do controlador é analisada, seguida pela apresentação da estrutura escalar equivalente e da verificação do impacto da variação de frequência na operação do controlador. Em seguida são descritas as etapas de projeto do controlador, onde são analisadas a composição harmônica da carga, a família de compensação do controlador, o impacto do atraso computacional, o filtro de realimentação, as técnicas de compensação do atraso, finalizados pela verificação numérica dos projetos de controle. A estratégia de controle é verificada via simulação numérica e experimentada em laboratório com um protótipo desenvolvido em bancada. O mérito do controlador proposto está em sua capacidade de desempenho elevada, porém com menos recursos e esforços computacionais reduzidos quando comparado a outras estratégias de senso similar.

PALAVRAS-CHAVE: Controlador complexo-vetorial. Controle repetitivo. Filtro ativo. GDSC. iGDSC.

This thesis presents a complex vector repetitive controller based on the inverse of the generalized delayed signal cancellation transfer function. Such controller features frequency and phase-sequence components selectivity, which provides an advantage in terms of speed response and reduced computational resources. This work uses a shunt active power filter structure in which currents from a family of harmonic components must be synthesized for proper operation. Thus, the use of the proposed controller is suitable because the repetition characteristic is based on the cyclical families of harmonic components. In this sense, the mathematical concepts of the generalized delayed signal cancellation operation are presented as a basis for controller development. The controller's parameters and their impact on performance indicators are contextualized. The controller's stability is analyzed, followed by the equivalent scalar structure presentation and the variation in operating frequency verification. After that, the controller's design steps are described taking into account the load's harmonic composition, the controller's compensation harmonic family, the impact of the computational delay, the feedback filter and the delay compensation techniques and finalized by the numerical verification of the control projects. The control strategy is verified via numerical simulation and tested in laboratory with a lab-bench prototype. The merit of the proposed controller lies in its high performance while taking up fewer resources and reduced computational efforts when compared to other similar strategies.

KEYWORDS: Complex-vector controller. Repetitive control. Active filter. GDSC. iGDSC.

3P4W	<i>Three-Phase Four-Wire</i>
ANEEL	<i>Agência Nacional de Energia Elétrica</i>
APF	<i>Active Power Filter</i>
BIBO	<i>Bounded-Input, Bounded-Output</i>
BSF	<i>Band-Stop Filter</i>
CRC	<i>Conventional Repetitive Control</i>
CV	<i>Complexo-Vetorial</i>
CVCF	<i>Constant-Voltage Constant-Frequency</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DMRC	<i>Dual-Mode-Structure Repetitive Controller</i>
DO	<i>Disturbance Observer</i>
DPWM	<i>Digital Pulse Width Modulation</i>
EHRC	<i>Even-Harmonic Repetitive Control</i>
FA-SHC	<i>Frequency Adaptive Selective Harmonic Control</i>
FAP	<i>Filtro Ativo Paralelo</i>
FD	<i>Fractional Delay</i>
FFPS	<i>Fundamental-Frequency Positive-Sequence</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FORC	<i>Fractional Order Repetitive Control</i>
FRC	<i>Fast Repetitive Control</i>
GDSC	<i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>
GESO	<i>Generalized-Extended-State-Observer-Based</i>
HAPF	<i>Hybrid Active Power Filter</i>
HORC	<i>High-Order Repetitive Control</i>
HPF	<i>High-Pass Filter</i>
HVDC	<i>High-Voltage Direct-Current</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
ILC	<i>Iterative Learning Control</i>
IMP	<i>Internal Model Principle</i>
LC	<i>Indutor-Capacitor</i>
LCL	<i>Indutor-Capacitor-Indutor</i>
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
MIMO	<i>Multi-Input, Multi-Output</i>
MRFORC	<i>Multirate Fractional-Order Repetitive Control</i>

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

OHRC	<i>Odd-Harmonic Repetitive Control</i>
P-RES	Proporcional Ressonante
P	Proporcional
PHAC	<i>Parallel Hybrid Active Filter</i>
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PPF	<i>Passive Power Filter</i>
PRC	<i>Primitive Repetitive Cell</i>
PSFRC	<i>Parallel Structure Fractional Repetitive Control</i>
PSGRC	<i>Parallel Structure Based General Repetitive Control</i>
PSRC	<i>Parallel Structure Repetitive Control</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RC	<i>Repetitive Control</i>
ROGI	<i>Reduced-Order Generalized Integrator</i>
SAPF	<i>Shunt Active Power Filter</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SOGI	<i>Second-Order Generalized Integrator</i>
SP	<i>Smith Predictor</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VSI	<i>Voltage-Source Inverter</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>
ZPETC	<i>Zero Phase Error Tracking Control</i>

1. INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVO GERAL.....	5
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	5
1.3 CONTRIBUIÇÕES	6
1.3.1 Delimitações do trabalho	7
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO	8
1.5 TRABALHOS PUBLICADOS.....	9
1.5.1 Publicações relacionadas à tese	9
1.5.2 Outras publicações.....	9
1.5.3 Registro de propriedade intelectual.....	10
2. REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO	11
2.1 CONTROLADORES REAIS E CONTROLADORES COMPLEXOS.....	11
2.1.1 Controladores repetitivos reais	13
2.1.2 Características gerais dos controladores complexos	25
2.1.3 Controladores repetitivos complexos.....	29
2.2 ESTRUTURA GENÉRICA DE CONTROLADORES REPETITIVOS.....	35
2.3 FILTROS DE REALIMENTAÇÃO.....	37
2.4 COMPENSAÇÃO DO ATRASO DE FASE DA PLANTA	39
2.5 OUTROS CONTROLADORES REPETITIVOS.....	40
3. CONCEITOS FUNDAMENTAIS.....	42
3.1 TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS	42
3.2 TEOREMA DE FORTESCUE.....	44
3.3 REPRESENTAÇÃO DE SINAIS TRIFÁSICOS	46
3.4 ANÁLISE HARMÔNICA	48
3.5 A OPERAÇÃO DIRETA GDSC.....	50
3.5.1 Representação no domínio discreto.....	51
3.5.2 Implementação discreta da operação.....	52

3.5.3	Análise dos parâmetros da operação GDSC	53
3.5.4	Aplicação da operação GDSC para detecção do vetor FFPS.....	54
3.5.5	Aplicação da GDSC como pré-filtro de um circuito de sincronismo....	56
3.5.6	Resultados de simulação do GDSC-SRF-PLL.....	57
3.6	CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES	59
4.	CONTROLADOR COMPLEXO-VETORIAL.....	61
4.1	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DA OPERAÇÃO INVERSA.....	61
4.1.1	Representação no domínio discreto	64
4.1.2	Implementação discreta do controlador	65
4.1.3	Análise dos parâmetros do controlador	66
4.1.4	Funções de transferência com termos complexos.....	67
4.1.5	Resposta no tempo dos controladores repetitivos	69
4.2	FILTRO DE REALIMENTAÇÃO	71
4.2.1	Compensação do deslocamento de fase.....	73
4.3	EFEITO DO ATRASO COMPUTACIONAL	76
4.3.1	Compensação do atraso com o avanço de fase	77
4.3.2	Compensação do atraso com o preditor de Smith	79
4.4	ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR PROPOSTO.....	82
4.5	ESTRUTURA ESCALAR EQUIVALENTE	84
4.6	VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA	87
4.7	CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES	91
5.	CONTROLADOR IGDSC APLICADO EM UM FILTRO ATIVO.....	93
5.1	ESTRUTURA DO FILTRO ATIVO PARALELO	93
5.1.1	Modelo orientado ao controle para as correntes de saída.....	94
5.1.2	Modelo orientado ao controle para a tensão de barramento cc.....	98
5.2	ESQUEMA DE CONTROLE.....	100
5.2.1	Circuito de sincronismo.....	101

5.2.2 Metodologia de projeto dos controladores discretos	104
5.2.3 Controlador da malha externa	107
5.2.4 Controlador da malha interna	109
5.2.5 Projeto do controle de avanço de fase	114
5.2.6 Projeto do preditor de Smith	119
5.2.7 Verificação numérica dos projetos de controle	123
5.3 CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES	129
6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	131
6.1 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO	131
6.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	132
6.2.1 Procedimentos de inicialização	133
6.2.2 Dinâmica de carga	134
6.2.3 Regime permanente.....	136
6.2.4 Regime transitório	138
6.2.5 Comparativo de técnicas em regime transitório	140
6.2.7 Comparativo entre controladores	145
6.3 ESFORÇO COMPUTACIONAL E COMPLEXIDADE DE PROJETO	147
6.4 OPERAÇÃO COM OUTRAS CARGAS.....	149
6.4.1 Retificador trifásico com filtro capacitivo	149
6.4.2 Carga trifásica desequilibrada	150
6.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	153
6.5.1 Procedimentos de inicialização	153
6.5.2 Resposta do barramento cc com dinâmica de carga.....	154
6.5.3 Regime permanente.....	155
6.5.4 Regime transitório	157
6.5.5 Comparativo de técnicas em regime permanente.....	157
6.5.6 Frequência de operação e tempo de execução	158

6.5.7 Variação da frequência da rede.....	159
6.6 CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES	160
7. CONCLUSÕES	162
7.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	164
REFERÊNCIAS	165
APÊNDICES.....	175
APÊNDICE A – PRINCIPAIS DEFINIÇÕES DE THD	175
APÊNDICE B – TEOREMA DE FORTESCUE – FASORES X VETORES ESPACIAIS...176	
APÊNDICE C – PARÂMETROS DE PROJETO	178
APÊNDICE D – VERIFICAÇÃO NUMÉRICA DOS MODELOS MATEMÁTICOS ORIENTADOS AO CONTROLE	179
APÊNDICE E – PROJETO DO FILTRO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL.....	183
APÊNDICE F – PROJETO DOS CONTROLADORES.....	185
APÊNDICE G – RESULTADOS EXPERIMENTAIS COMPLEMENTARES.....	187

INTRODUÇÃO

A utilização de componentes eletrônicos em equipamentos industriais e comerciais cresce em ritmo acelerado. Esse número ainda pode ser maior se forem considerados os equipamentos residenciais atuais. É de se esperar que os componentes eletrônicos sejam proporcionalmente mais sensíveis ao nível de qualidade de energia da rede a que estão conectados e, em decorrência disso, os problemas reportados sobre qualidade de energia têm sido cada vez mais frequentes. Por esse motivo, inúmeras pesquisas têm sido conduzidas nessa área, sendo observado um aumento constante nas publicações em congressos, revistas e periódicos sobre o assunto (MONTROYA et al., 2016).

Dentro da área de qualidade de energia reside o problema dos distúrbios cíclicos, que resultam na distorção harmônica e que podem ser encontrados tanto na tensão quanto na corrente. Contudo, segundo Bollen (2003), seria mais apropriado chamar este comportamento de “distorção da forma de onda” e separar em diferentes categorias de distorção. A distorção harmônica ocorre quando uma forma de onda não é puramente senoidal e contém componentes harmônicas múltiplas da componente fundamental do sistema. É fato que, a maior parte da literatura sobre distorção da forma de onda considera somente a distorção harmônica, e que no entanto pode ser uma aproximação aceitável em muitos casos, tendo em vista que este tipo de distorção é mais abundante entre todos os casos. A presença do nível médio também é considerada um caso especial de distorção harmônica, mas é tratada de um modo diferente por ter consequências específicas. As inter-harmônicas também são consideradas distorções harmônicas, porém não são múltiplas inteiras da componente fundamental, assim como o caso das sub-harmônicas que são componentes harmônicas abaixo da frequência fundamental. A flutuação de tensão (*voltage flicker*) é um caso específico de inter-harmônicas de baixas frequências e giram em torno de 1 Hz a 15 Hz e levam à percepção da variação na intensidade de iluminação (LI; XU; TAYJASANANT, 2003). Finalmente, o ruído é considerado como a composição de todas as componentes de frequências não periódicas.

A distorção harmônica resultante dos distúrbios cíclicos está presente na maioria do equipamentos eletrônicos modernos, já que fazem uso de componentes que operam de forma não linear, principalmente semicondutores, como diodos e transistores. A maior parte desses equipamentos é encontrada em ambientes comerciais e residenciais, como televisores e computadores, enquanto grandes cargas como fornos a arco e conversores para acionamento de motores velocidade variável são encontradas em ambiente industrial. Entretanto, as pequenas cargas não lineares são a principal fonte geradora da distorção harmônica de tensão enquanto as grandes cargas não lineares são geradoras de problemas locais (BOLLEN, 2003).

Para ressaltar a relevância do tema, podem ser citadas as normas que limitam a quantidade de distorção harmônica produzidas por equipamentos e também as normas

que impõem limites de distorção presentes nas redes de energia elétrica (IEEE, 2014; IEC, 2014; IEC, 1998; ANEEL, 2018). As normas impõem diferentes limites para o conteúdo harmônico de corrente que os equipamentos podem consumir da rede de alimentação. Os limites são classificados em função da categoria, da potência e do tipo de utilização dos mesmos, podendo permitir diferentes níveis de distorção para cada classe de equipamento e aplicações. Nas redes de energia elétrica a classificação restringe o nível de distorção que as concessionárias podem possuir em suas redes, sendo responsabilidade das mesmas o controle, correção e filtragem destas harmônicas.

Os danos causados por esse tipo de problema afetam também os equipamentos domésticos, comerciais e industriais. Por exemplo, a histerese e as correntes de Foucault¹ provocam aumento das harmônicas de corrente e perdas nos núcleos e nos condutores de geradores, motores e transformadores, podendo causar mal funcionamento de circuitos e relés de proteção, fusíveis e sistemas de controle. Por exemplo, sistemas de distribuição com 10% de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion – THD*) de tensão, composta por componentes harmônicas de 3^a, 5^a e 7^a ordem, podem sofrer com perdas entre 2% – 15% nos transformadores, perdas de até 6% em geradores e perdas entre 15% – 16% em capacitores (DIGALOVSKI; NAJDENKOSKI; RAFAJLOVSKI, 2013).

Outro efeito observado devido a presença de componentes harmônicas é o aumento do valor eficaz da corrente, o que resulta em maiores perdas pelo efeito Joule² (KALAIR et al., 2017). Portanto, pode-se concluir que a distorção harmônica proveniente dos distúrbios cíclicos é indesejada em todos os meios, sejam em níveis individuais ou coletivos.

Os filtros ativos de potência (*Active Power Filter – APF*) ocupam uma posição de destaque entre as soluções encontradas para a mitigação dos distúrbios cíclicos e a correção do conteúdo harmônico da rede, mais especificamente, os filtros ativos paralelos (*Shunt Active Power Filter – SAPF*) são as soluções usualmente encontradas para a correção da distorção harmônica de corrente. As estratégias de filtragem ativas necessitam de um sistema de controle para que possam funcionar adequadamente. Geralmente são utilizadas estruturas em malha fechada para garantir o desempenho estático e dinâmico requerido para tais aplicações. Logo, a instrumentação requerida, a qual inclui sensores de tensão, de corrente e o condicionamento de tais sinais, também pode ser considerada parte da estratégia de controle adotada (MICHELS, 2006). Outro ponto fundamental é a capacidade de rastreamento de referências e de rejeição a distúrbios do esquema de controle, uma vez que estes sinais são formados por diferentes componentes harmônicas, além da componente fundamental. Segundo Limongi et al. (2009) a escolha da melhor solução de controle é, sobretudo, influenciada pela facilidade de implementação e pelo tempo de

1 Jean Bernard Léon Foucault (1819 – 1868) foi um físico e astrônomo francês que ganhou crédito pela descoberta das correntes parasitas, pela invenção do pêndulo de Foucault, por ter nomeado o giroscópio, apesar de não tê-lo inventado, e fazer as primeiras medições da velocidade da luz.

2 James Prescott Joule (1818 – 1889) foi um físico britânico que estudou a relação entre a corrente elétrica e o calor dissipado por esse fenômeno, conhecida como lei de Joule. Ele também é conhecido pela lei da conservação da energia, o que o levou ao desenvolvimento da primeira lei da termodinâmica.

execução, visto que os desempenhos das estratégias de controle são essencialmente similares. A distorção harmônica total dos sinais de saída, o tempo de resposta transitória e a seletividade em frequência são os principais parâmetros de avaliação dos controladores utilizados em filtros ativos de potência.

Os controladores da família proporcional-integral-derivativo (PID) são soluções simples e efetivas quando aplicados a sinais constantes, como referências do tipo degrau, pois, permitem atingir erro nulo em regime permanente e desempenho transitório adequado. Entretanto, as referências em filtros ativos são usualmente senoidais ou são formadas por grupos de componentes harmônicas, o que leva os controladores do tipo PID a erros de seguimento de referência em amplitude e fase, devido ao ganho finito em tais frequências (YUAN et al., 2002). Logo, os controladores de ação proporcional junto a integradores senoidais podem ser utilizados para superar o problema do rastreamento de componentes harmônicas. Estes controladores também conhecidos como proporcionais ressonantes e, além da ação proporcional, possuem um par de polos complexo-conjugados sintonizados em uma frequência específica, que garantem um alto ganho e erro nulo em regime permanente na frequência de ressonância (SATO et al., 1998; ZMOOD; HOLMES, 2003). Além do mais, é possível sintonizar múltiplos controladores ressonantes para operarem em paralelo sem que haja interferência entre os mesmos. Outra característica pertinente ao controlador ressonante é a capacidade de atuação em ambas as componentes de sequência positiva e negativa (LIMONGI, 2009).

O sistema em coordenadas de referência síncrona (*Synchronous Reference Frame* – SRF) também é utilizado para melhorar o desempenho dos controladores. Nesta transformação os eixos de coordenadas giram em uma frequência específica (ω_r), geralmente sincronizados com a componente fundamental. Assim, os sinais que eram alternados no tempo são então vistos como sinais constantes no sistema de referência síncrona ($dq0$). Esse efeito melhora o desempenho dos controladores clássicos quando comparados às aplicações em sistemas de coordenadas de referências estacionárias (*Stationary Reference Frame*) (LIMONGI et al., 2009). Entretanto, as componentes harmônicas também são transformadas neste processo e aparecem como sinais oscilantes no sistema de coordenadas síncronas (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006). Uma alternativa a este problema é a utilização de controladores ressonantes sintonizados em tais componentes harmônicas (BOJOI et al., 2005; LASCU et al., 2007) ou, do mesmo modo, a aplicação de múltiplas transformações de coordenadas de diferentes frequências com o uso de controladores puramente integrativos (WANG; YUAN, 2004). Porém, neste tipo de solução são necessárias duas transformações de coordenadas, uma para as componentes de sequência positiva e outra para as componentes de sequência negativa. Existem ainda técnicas que combinam controladores proporcionais e ressonantes em ambos os sistemas de coordenadas (YUAN et al., 2002; LI et al., 2007).

Os controladores repetitivos (*repetitive controller* – RC) são, principalmente, utilizados para correção de distúrbios periódicos e a melhoria do desempenho em regime permanente. Esse tipo de distorção ocorre basicamente em cargas não lineares, como retificadores, onde são produzidas componentes harmônicas e, conseqüentemente, aumentam a distorção harmônica total dos sinais de corrente de entrada e/ou saída. Segundo Tomizuka, Tsao e Chew (1988), qualquer sinal periódico com período conhecido pode ser gerado a partir de um sistema que possua realimentação positiva em torno de um atraso puro no tempo. Portanto, neste tipo de controlador são utilizadas amostras dos ciclos passados para corrigir a forma de onda do instante atual, em outros termos, na integração dos sinais de erro com um intervalo de um período completo da componente fundamental (MICHELS, 2006). O controle repetitivo possui algumas características fundamentais que os diferenciam dos demais controladores, como por exemplo, a complexidade relativa do algoritmo de controle que independe do número de componentes harmônicas a serem compensadas e a inexistência de problemas de discretização devido à natureza discreta associada aos atrasos de tempo. O desempenho em regime permanente dos controladores repetitivos é particularmente melhor, no entanto, o tempo de convergência é tipicamente maior do que outros controladores, como os controladores clássicos e ressonantes (LIMONGI et al., 2009).

Os controladores repetitivos tiveram suas estruturas alteradas ao longo do tempo, reduzindo os períodos de integração para respostas mais rápidas e utilizando menos recursos para aumentar sua eficiência computacional. Foram propostos controladores repetitivos de estrutura complexa, além das estruturas de controle reais já existentes. Os controladores complexos tornaram-se mais evidentes a partir do integrador generalizado de ordem reduzida (*Reduced-Order Generalized Integrator* – ROGI), inicialmente proposto por Busada et al. (2012), que é baseado no integrador generalizado de segunda ordem (*Second-Order Generalized Integrator* – SOGI), os quais implementam as ações ressonantes. Os controladores repetitivos complexos utilizam do mesmo atributo que caracteriza os controladores ressonantes complexos, que é a alocação de polos e zeros complexos sem seus pares conjugados. Esta propriedade é particularmente interessante no controle de sistemas elétricos trifásicos representados por vetores espaciais, onde é possível reduzir os períodos de integração e aumentar o desempenho dinâmico dos controladores repetitivos atuando diferentemente entre as componentes de sequência positiva e negativa. Embora a redução dos períodos de integração pareça trazer somente vantagens para os controladores, é importante destacar que parte da ação de controle de alto ganho deixa de ser aplicada em algumas componentes harmônicas quando utilizada esta técnica. Portanto, o ganho de desempenho do controle depende diretamente do conteúdo harmônico e do contexto da aplicação a qual o mesmo está inserido. A vantagem, neste caso, se observa para aplicações em que os distúrbios coincidem com as componentes harmônicas de projeto. A partir deste desenvolvimento foi possível estabelecer estruturas genéricas de controladores repetitivos de estrutura complexa com alto desempenho na presença de distúrbios periódicos.

1.1 OBJETIVO GERAL

Formulação de um controlador repetitivo de estrutura complexa com alto desempenho na presença de distúrbios periódicos dentro da família de componentes harmônicas $nk + m$ para $k \in \mathbb{Z}$, sendo possível controlar diferentes componentes harmônicas entre as sequências fase, positiva e negativa, de um sistema trifásico, a três fios, representado por vetores espaciais, no plano ortogonal $\alpha\beta$. Ainda, o controlador deve ser capaz de fornecer soluções de rastreamento de referências e rejeição de perturbações periódicas e conhecidas, de conversores estáticos de potência aplicados à qualidade de energia e conectados à rede elétrica.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos são definidos como meios de se alcançar o objetivo geral:

- a. Caracterizar matematicamente o inverso da função de transferência do método de cancelamento por sinal atrasado generalizado (*Generalized Delayed Signal Cancellation* – GDSC) para formar a base do controlador repetitivo complexo.
- b. Propor uma estrutura de controlador repetitivo complexo de ação direta para uso em um sistema de controle malha fechada capaz de seguir referências e rejeitar perturbações periódicas e conhecidas.
- c. Determinar a família de componentes harmônicas $nk + m$ da função de transferência do controlador repetitivo complexo, caracterizando a influência dos parâmetros m e n em relação ao posicionamento dos polos do controlador.
- d. Determinar o filtro de realimentação discreto, do tipo FIR, de ordem par, com deslocamento de fase compensado na própria estrutura de controle, para atenuação de componentes de alta frequência e aumento da região de estabilidade.
- e. Propor uma metodologia de projeto para a sintonia do controlador repetitivo complexo com as ferramentas de compensação do atraso computacional utilizando os indicadores clássicos de desempenho e o índice de sensibilidade como indicador de estabilidade adicional.
- f. Realizar a verificação numérica via simulação, a verificação prática do controlador e dos procedimentos de projeto propostos.

1.3 CONTRIBUIÇÕES

As contribuições desta tese estão sintetizadas abaixo:

- A obtenção de um controlador repetitivo de estrutura complexa, com alto desempenho na presença de componentes harmônicas da família $nk + m$ para $k \in \mathbb{Z}$, para um sistema trifásico representado por vetores espaciais, no plano ortogonal $\alpha\beta$. O controlador proposto tem um tempo de eliminação do erro menor que outras propostas encontradas na literatura, em função da atuação distinta entre as componentes de fase da sequência negativa e positiva.
- A caracterização dos parâmetros internos de ajuste do controlador relacionando o impacto na resposta em frequência e o posicionamento dos polos, como as alterações de amplitude e de fase.
- A obtenção da estrutura vetorial e da estrutura escalar do controlador repetitivo complexo proposto. Estas estruturas permitem relacionar as operações complexas entre os eixos de coordenadas e a atuação do controlador sobre os sinais de erro para a produção de sinais complexos de saída.
- A proposta de utilização do filtro de realimentação discreto de característica passa-baixa, do tipo FIR e de ordem par, com deslocamento de fase compensado dentro da própria estrutura do controlador. O filtro altera o posicionamento dos polos e desloca os altos ganhos das frequências de interesse. Dessa forma, o número de amostras do termo de atraso é reduzido para manter o mesmo período de integração do projeto inicial.
- A proposta de um procedimento de sintonia para o controlador repetitivo complexo com a compensação do atraso computacional utilizando duas técnicas: o compensador de avanço de fase e o preditor de Smith. Para tal, são utilizados os indicadores de desempenho clássicos do diagrama de Bode³, margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento, e o índice de sensibilidade no diagrama de Nyquist como um indicador adicional de estabilidade.
- A realização de uma comparação qualitativa e quantitativa entre métodos para controle de componentes harmônicas, utilizando a verificação numérica entre controladores de estrutura real e complexa. Nesta análise são detalhadas a quantidade de amostras e as operações necessárias para a implementação de cada técnica, assim como a verificação do tempo de eliminação do erro de seguimento de referência.

³ Hendrik Wade Bode (1905 – 1982) foi um engenheiro, pesquisador, inventor e cientista americano que fez importantes contribuições para a teoria de controle. Desenvolveu o diagrama de Bode e os conceitos da margem de fase e da margem de ganho para análise de estabilidade de sistemas lineares

1.3.1 Delimitações do trabalho

As delimitações do tema de pesquisa desta tese são apresentados abaixo:

- O controlador repetitivo de estrutura complexa $nk + m$, proposto neste trabalho, representa uma classe de controladores repetitivos complexos dentro da representação generalizada de controladores repetitivos, que é proposta por Neto (2020). A célula repetitiva primitiva (*Primitive Repetitive Cell* – PRC) (NETO, 2020) possibilita a decomposição das estruturas dos controladores repetitivos, existentes na literatura, em estruturas canônicas básicas, sendo a estrutura proposta nesta tese uma destas representações.
- O controlador repetitivo de estrutura complexa $nk + m$ é proposto para aplicação direta em um sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta$, de um sistema trifásico, a três fios, representado por vetores espaciais. Apesar de ser apresentada uma estrutura de controlador real, oriunda de duas estruturas complexas, da família de componentes harmônicas $nk + m$ e $nk - m$, para formar a família de componentes harmônicas $nk \pm m$ e permitir uma aplicação monofásica, não são apresentados resultados, deixando apenas a base teórica do assunto disponível para pesquisas futuras.
- O controlador repetitivo de estrutura complexa $nk + m$ é proposto para sistemas em que a frequência de operação é conhecida e praticamente constante, sem grandes variações em torno do ponto de operação. Em virtude desta consideração, o controlador proposto é de estrutura não adaptativa em frequência. O controlador pode ser aplicado em uma rede de energia elétrica, pois a frequência de operação é constantemente monitorada e regulada pelos operadores do sistema elétrico. Em virtude das pequenas variações da frequência fundamental da rede, são apresentados os impactos dessas variações no desempenho do controlador de estrutura fixa.
- Entre os atrasos do sistema podemos citar o atraso computacional e o atraso de fase da planta. Nesta tese, o atraso computacional é parcialmente compensado com um avanço de fase ou estimado através de um preditor de Smith⁴. Apesar de ser apresentada uma técnica pseudo não causal de compensação do atraso de fase da planta, esta técnica não é utilizada com o controlador proposto. Contudo, as discussões acerca do assunto permitem a exploração da pesquisa em torno deste tema.

⁴ Otto J. M. Smith (1917 – 2009) foi um inventor, professor e autor americano das áreas da engenharia e da eletrônica. É conhecido por inventar um método de compensação do atraso de transporte em sistemas de controle realimentados, chamado de preditor de Smith.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

No Capítulo 1 é apresentada a introdução do trabalho, expondo a relevância e a atualidade do tema apresentado, destacando os objetivos principais, apresentando as contribuições deste trabalho e as delimitações da proposta. Ainda, são apresentados os trabalhos publicados em periódicos, congressos e o registro de propriedade intelectual.

No Capítulo 2 são apresentadas as referências bibliográficas em torno dos controladores repetitivos. São apresentados conceitos acerca das estruturas reais e complexas de controladores e direcionados para os controladores repetitivos.

No Capítulo 3 são apresentados e revisados os conceitos fundamentais sobre a transformação de coordenadas, sobre as componentes de sequência de fase, a representação genérica de sinais trifásicos e conceitos sobre a análise harmônica que, por sua vez, servem como base para a operação direta do método de cancelamento por sinal atrasado generalizado. Em seguida, a operação GDSC é apresentada rigorosamente, de acordo com sua formulação original.

O Capítulo 4 é proposto o controlador repetitivo complexo com base no inverso da função de transferência do método de cancelamento por sinal atrasado generalizado. A representação discreta e a análise dos parâmetros são apresentados, seguidos pela introdução do filtro de realimentação, dos efeitos do atraso computacional e da análise de estabilidade. Ainda, é apresentada a estrutura escalar equivalente para o controlador proposto e são feitas análises sobre a variação de frequência e o impacto sobre o desempenho do controlador.

O Capítulo 5 é focado na aplicação do controlador repetitivo complexo $nk + m$ no controle de corrente de um filtro ativo paralelo. Para isto, são apresentados os modelos orientados ao controle com as plantas de corrente e de tensão, os efeitos da modulação digital e do atraso computacional, para que após a aplicação da metodologia de controle digital, seja feito o projeto de controle em cascata para o conversor. Também são apresentados os procedimentos de projeto para duas técnicas de compensação do atraso computacional, para o avanço de fase e para o preditor de Smith.

No Capítulo 6 é apresentado o protótipo desenvolvido em laboratório, os resultados de simulação e os resultados da experimentação prática. São abordados os resultados em regime permanente e transitório, avaliando a distorção harmônicas e o tempo de convergência dos sinais de corrente. Um comparativo entre técnicas de controle de senso similar utilizando os mesmos procedimentos de projeto é apresentado em conjunto com avaliações quantitativas e qualitativas.

E, finalmente, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e os resultados alcançados para o controlador proposto, seguidos por algumas sugestões de trabalhos futuros dentro da linha de pesquisa abordada.

1.5 TRABALHOS PUBLICADOS

O trabalho efetuado durante o curso do doutorado resultou em trabalhos técnico-científicos que foram publicados em revistas e conferências listados abaixo:

1.5.1 Publicações relacionadas à tese

Os trabalhos aqui listados possuem relação direta com os temas abordados na tese.

1. ZIMANN, F.J.; STANGLER E.V.; NEVES, F.A.S.; BATSCHAUER, A.L.; MEZAROBA, M. Coordinated Control of Active and Reactive Power Compensation for Voltage Regulation with Enhanced Disturbance Rejection using Repetitive Vector-Control. In: *Energies*, n. 11:2812, p. 13, 2020, doi: 10.3390/en13112812
2. ZIMANN, F.J.; NETO, R.C.; NEVES, F.A.S.; SOUZA, H.E.P.; BATSCHAUER, A.L.; RECH, C. A Complex Repetitive Controller Based on the Generalized Delayed Signal Cancellation Method, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 4, p. 2857–2867, April 2019. ISSN 0278-0046, doi: 10.1109/TIE.2018.2847661
3. NETO, R.C.; NEVES, F.A.S.; SOUZA, H.E.P.; ZIMANN, F.J.; BATSCHAUER, A.L. Design of Repetitive Controllers Through Sensitivity Function. In: *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2018. p. 495–501. ISSN 2163-5145, doi: 10.1109/ISIE.2018.8433720

1.5.2 Outras publicações

Estes trabalhos foram desenvolvidos durante o decorrer do doutorado e compartilham a área de conhecimento, entretanto não possuem relação estritamente direta com o tema da tese.

1. ZIMANN, F.J.; BATSCHAUER, A.L.; MEZAROBA, M.; STANGLER, E.V.; NEVES, F.A.S. Investigation of Voltage Regulation with Active and Reactive Power with Distributed Loads on Radial Distribution Feeder. In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065885
2. STANGLER E.V.; NEVES, F.A.S.; BRADASCHIA F.; MEZAROBA, M.; ZIMANN, F.J.; BATSCHAUER, A.L. Implementation of a iUPQC Control Scheme for Ensuring an Improved Compensation Performance. In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Santos, Brazil, 2019, pp. 1-7, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065481
3. ZIMANN, F.J.; BATSCHAUER, A.L.; MEZAROBA, M.; NEVES, F.A.S. Energy Storage System Control Algorithm for Voltage Regulation with Active and Reactive Power Injection in Low-Voltage Distribution Network. *Electric Power*

Systems Research, Volume 174, 2019. ISSN: 0378-7796, doi: 10.1016/j.eprs.2019.04.003

4. MAFFEZZOLLI, A.D.; HOCK JR, R.T.; ZIMANN, F.J.; BATSCHAUER, A.L. Técnica de Limitação de Corrente por Meio de Resistência Virtual Não Linear Aplicado a um DSTATCOM Controlado em Tensão. In: *XXII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2018, ISSN 2525-8311, doi: 10.20906/CPS/CBA2018-1315
5. EICHSTADT, G.; ZIMANN, F.J.; SCHWARTZ, C.; MEZARоба, M. A Solution Proposal for Communication and Management of Converters Operating in Microgrids. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP.2017.8257327

1.5.3 Registro de propriedade intelectual

Foi solicitado ao Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI) o depósito de uma Patente de Invenção (PI) de âmbito nacional sobre a proposta da tese para proteção da propriedade intelectual.

1. ZIMANN, F.J.; NEVES, F.A.S.; NETO, R.C.; SOUZA, H.E.P.; BATSCHAUER, A.L.; RECH, C. Controlador Repetitivo Vetorial para Compensação de Harmônicas de Ordem $nk+m$. 2019, Brasil. Número do registro: BR1020190036893, Instituição de registro: INPI – Instituto Nacional da Propriedade Industrial. Depósito: 22/02/2019

REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO

Este capítulo apresenta estado da arte sobre os principais controladores repetitivos encontrados na literatura. Nesse sentido, são apresentados os conceitos fundamentais de controladores reais e complexos, necessários para compreensão das estruturas de controladores repetitivos. Em seguida, são apresentados os filtro de realimentação, indispensáveis para o aumento da estabilidade relativa do sistema. Ao final, é apresentada uma técnica de compensação do atraso de fase da planta e outros trabalhos que utilizam controladores repetitivos.

2.1 CONTROLADORES REAIS E CONTROLADORES COMPLEXOS

Em função dos tipos de controladores abordados neste trabalho, faz-se necessário diferenciar os controladores reais dos controladores complexos. Controladores são, em sua essência, definidos como filtros, e portanto as distinções entre filtros reais e complexos podem ser aplicadas, sem perda de generalidade, aos controladores reais e complexos.

Um sinal complexo é composto por dois sinais reais, um sinal para a parte real e outro sinal para a parte imaginária. A aplicação de um filtro linear à um sinal de entrada complexo, corresponde à duas operações de filtragem separadamente aplicadas, na parte real e na parte imaginária, em função da linearidade (SMITH, 2007):

$$F_n\{w\} \triangleq F_n\{x + jy\} = F_n\{x\} + jF_n\{y\} \quad (2.1)$$

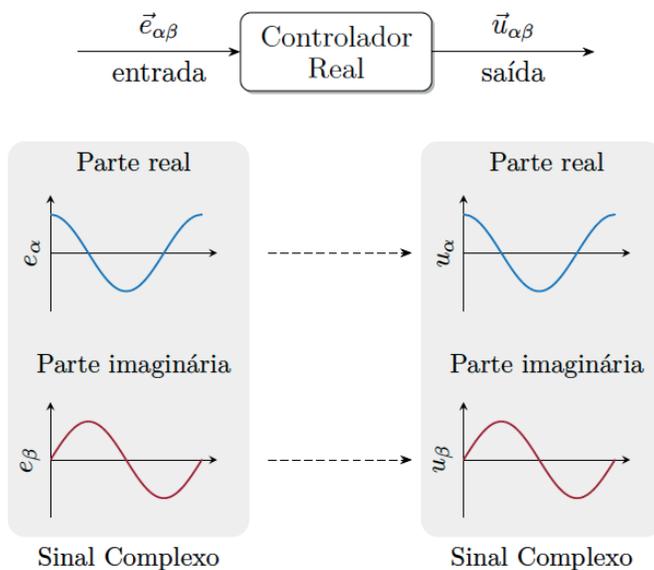
onde, F_n é o filtro linear e w é um sinal complexo com parte real x e parte imaginária y .

Desta forma, não existe interação entre as partes reais e imaginárias de um sinal complexo quando passadas por um filtro linear. Ainda, se o filtro for de estrutura real, pode ser aplicada a operação de filtragem real, de forma independente, na parte real e na parte imaginária de um sinal complexo.

Os controladores respondem com base nas definições de filtros lineares, portanto, os controladores reais mapeiam os sinais de entrada, tanto complexos quanto reais, sempre em saídas independentes e reais, como mostrado na Fig. 1. Por outro lado, os controladores complexos podem produzir sinais de saída complexos, mesmo quando os sinais de entrada são puramente reais, ou ainda, produzir sinais de saída reais a partir de sinais de entrada complexos, como mostrado na Fig. 2.

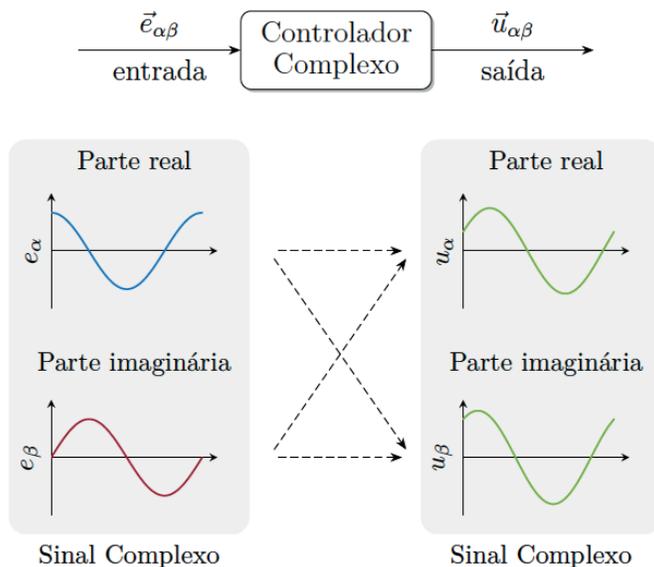
As variáveis de controle dos sistemas elétricos são grandezas físicas interpretadas como sinas reais e, por essa razão, os controladores reais são normalmente utilizados. A implementação dos controladores reais em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, faz com que a ação de controle do eixo real (u_α) seja, única e exclusivamente, função de sinal do erro do eixo real (e_α), enquanto que, ação de controle do eixo imaginário (u_β) seja, única e exclusivamente, função do sinal de erro do eixo imaginário (e_β).

Figura 1 – Estrutura de controladores reais aplicados à sinais de entrada complexos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 2 – Estrutura de controladores complexos aplicados à sinais de entrada complexos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Em contrapartida, os controladores complexos produzem sinais de ação de controle no eixo real (u_α), assim como, no eixo imaginário (u_β), como sendo uma combinação dos sinais de erros do eixo real (e_α) e do eixo imaginário (e_β). Isso não significa que são necessários sinais físicos complexos, mas tais sinais são uma representação matemática de sinais complexos produzidos a partir de sinais reais. Dessa forma, pode-se dizer que os controladores complexos produzem sinais de saída com o acoplamento dos sinais de entrada entre o eixo real e o eixo imaginário.

Os controladores de ação repetitiva e de ação ressonante são estruturas geralmente encontradas na literatura com formulações reais e complexas (BUSADA et al., 2012; AKHTAR; SAHA, 2020; QU et al., 2019). A seguir, são apresentados do controladores reais de ação repetitiva e, logo após, são discutidas as características comuns dos controladores complexos e apresentados os controladores complexos de ação repetitiva.

2.1.1 Controladores repetitivos reais

A lei de controle de ação repetitiva foi inicialmente apresentada por Inoue, Nakano e Iwai (1981), sendo aplicada em sistemas de controle de discos rígidos para correção de erros periódicos. Entretanto, a estrutura geral do controlador e a fundamentação matemática do controle repetitivo foi apresentada rigorosamente por Hara et al. (1988). Os critérios de estabilidade foram derivados do Teorema do Ganho Pequeno¹ (*Small Gain Theorem*) e as regiões de estabilidade foram apresentadas utilizando os diagramas de Nyquist². No entanto, essa lei de controle surgiu a partir da individualização do controle de aprendizado iterativo (*Iterative Learning Control* – ILC), desenvolvida inicialmente para seguimento de trajetória de braços mecânicos em sistemas robóticos (UCHIYAMA, 1978). A formulação em tempo discreto foi introduzida por Nakano e Hara (1986) mas foi Tomizuka (1987) quem analisou e sintetizou os conceitos discretos a partir da lei de controle repetitiva.

Na Fig. 3 (a) Hara et al. (1988) apresentam a estrutura que gera os sinais periódicos, utilizando apenas um atraso no tempo. Esse sistema possui infinitos polos igualmente distribuídos no eixo imaginário do plano complexo, como apresentado na Fig. 3 (b). O termo L representa o período de integração relativo ao tempo de atraso, portanto, a posição dos polos é dada por: $jk\omega_L$, $k = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$, onde $\omega_L = 2\pi/L$. Na Fig. 3 (c) é mostrada a estrutura de controle, proposta por Hara et al. (1988), com o termo adicional $a(s)$ para $0 \leq a(s) \leq 1$ e $a(s) \in \mathbb{R}^+$. Essa nova estrutura possibilita a reformulação dos controladores repetitivos e, desse modo, a obtenção de ações *feedback* e *feedforward* na malha de controle. Portanto, a função de transferência do controlador repetitivo modificado $H(s)$ depende do valor escolhido para $a(s)$. Esse arranjo modificado impacta diretamente no domínio de estabilidade da estrutura de controle, como mostrado na Fig. 3 (d), onde a região hachurada delimita a região de estabilidade. Esta região do plano complexo define

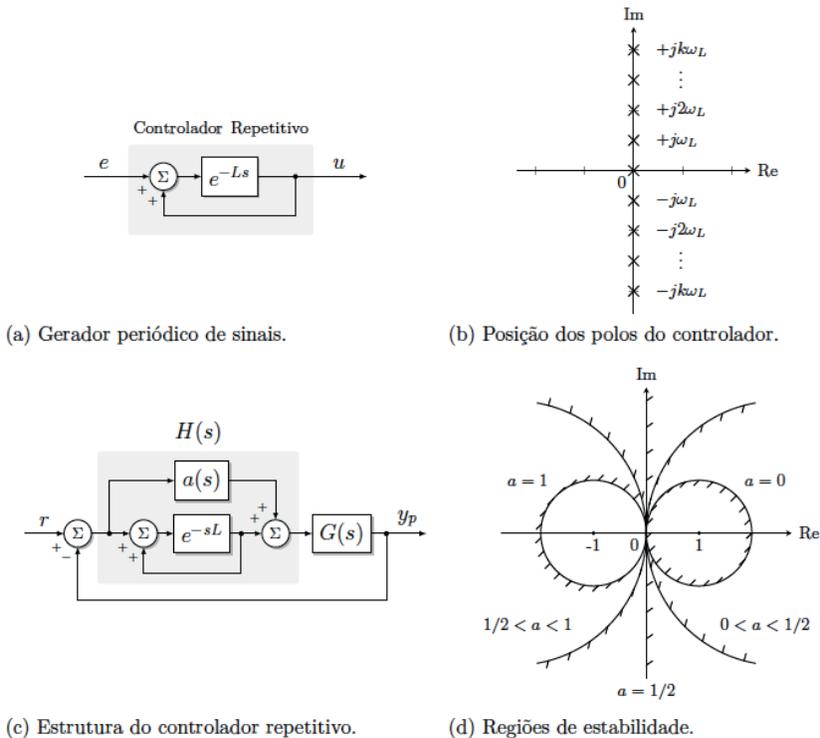
¹ De acordo com Desoer e Vidyasagar (2008) este é um teorema geral que estabelece condições suficientes sob as quais uma entrada limitada produz uma saída limitada (*bounded-input, bounded-output* – BIBO).

² Harry Theodor Nyquist (1889 – 1976) foi um engenheiro eletrônico nascido na Suécia e naturalizado americano que fez importantes contribuições para a teoria da comunicação e é conhecido principalmente pelo diagrama de Nyquist e pelo teorema da amostragem de Nyquist em sistemas digitais.

onde o diagrama de Nyquist da planta deve estar contido, a fim de se garantir estabilidade entrada-saída. Na Fig. 4 são apresentadas as estruturas em diagrama de blocos para os principais valores de $a(s)$.

A equação geral do controlador e os controladores resultantes são apresentados em (2.2) para o respectivos valores do conjunto $a(s) = \{0, 1/2, 1\}$. Estes valores representam a maior parte das estruturas utilizadas para os controladores repetitivos.

Figura 3 – Gerador periódico de sinais, estrutura geral do controlador repetitivo, posição dos polos no plano complexo e domínios de estabilidade.

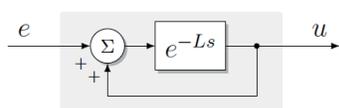


Fonte: Adaptado de Hara et al. (1988).

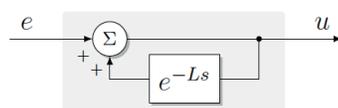
$$H(s) = a(s) + \frac{e^{-Ls}}{1 - e^{-Ls}} \Rightarrow \begin{cases} = \frac{e^{-Ls}}{1 - e^{-Ls}}, & \text{se, } a(s) = 0; \\ = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + e^{-Ls}}{1 - e^{-Ls}}, & \text{se, } a(s) = 1/2; \\ = \frac{1}{1 - e^{-Ls}}, & \text{se, } a(s) = 1. \end{cases} \quad (2.2)$$

Segundo Hara et al. (1988) o domínio estável situa-se dentro do círculo unitário centrado em $1+j0$ para a condição de $a(s) = 0$, fora do círculo unitário centrado em $-1+j0$ para a condição de $a(s) = 1$ e no semi-plano direito do plano complexo para $a(s) = 1/2$.

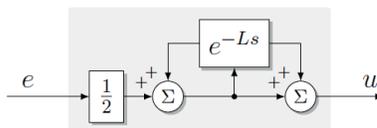
Figura 4 – Diagrama de blocos das estruturas repetitivas para diferentes valores de $a(s)$.



(a) Estrutura para $a(s) = 0$.



(b) Estrutura para $a(s) = 1$.



(c) Estrutura para $a(s) = 1/2$.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Observadas estas características conclui-se que somente uma planta estritamente passiva³ satisfaz as condições de estabilidade (DESOER; VIDYASAGAR, 2008). Ainda, a condição de estabilidade é satisfeita somente se um sistema de grau relativo igual a zero, ou seja, a mesma quantidade de polos e zeros, for utilizado. Este requisito implica em uma condição impossível de formular um controlador repetitivo que mantenha o sistema estável para plantas estritamente próprias (HARA et al., 1988).

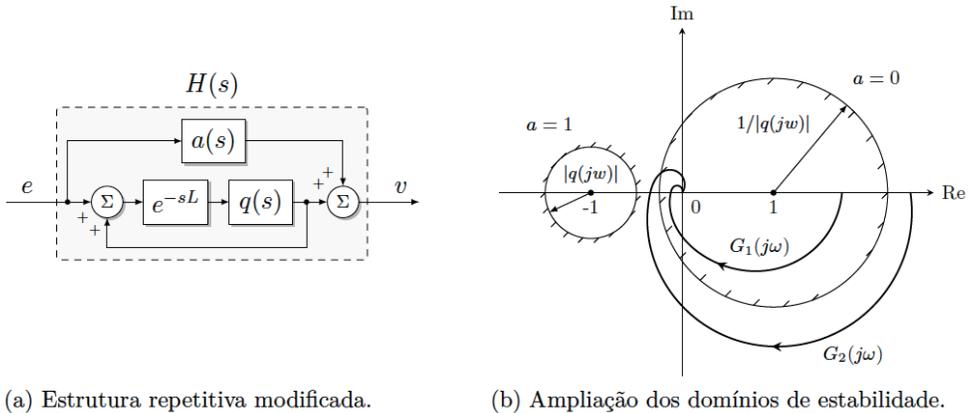
É necessário garantir a margem de estabilidade dos controladores de ação repetitiva, uma vez que os polos produzidos pelo controlador estendem-se até as componentes de alta frequência e resultam em uma margem de estabilidade reduzida. Contudo, o aumento da margem de estabilidade reduz o desempenho dos controladores de ação repetitiva, sendo necessário estabelecer um equilíbrio entre o desempenho dinâmico adequado aos parâmetros de projeto e a estabilidade relativa suficientemente grande para suportar variações paramétricas e dinâmicas não modeladas da planta. Portanto, um sistema de controle modificado é empregado, onde uma função estável, própria e racional $q(s)$ é inserida com o elemento de atraso e^{-Ls} , de tal modo que $|q(j\omega)| < 1$ para todo ω maior que a frequência de corte ω_c escolhida, como apresentado na Fig. 5 (a). A função do filtro $q(s)$ reduz a taxa de integração do sinais de erro e , de fato, a estabilidade aumenta à medida que $|q(j\omega)|$ se aproxima de 0, porém o rastreamento de referências é reduzido quando $|q(j\omega)|$ se distancia de 1, em virtude do deslocamento dos polos produzido por $q(s)$. Neste sentido, é desejável que o filtro $q(s)$ tenha ganho unitário na banda de passagem, fornecendo desempenho dinâmico, e ganho próximo a zero nas frequências mais altas, garantindo margem de estabilidade ao controlador (HARA et al., 1988).

Na Fig. 5 (b) é possível observar os domínios de estabilidade, onde a delimitação da área de estabilidade de $a(s) = 1$ é dada por $|q(j\omega)|$ enquanto que para $a(s) = 0$ é dada por

³ O fluxo de potência de entrada de um sistema deve ser sempre não negativo, ou seja, $uy \geq 0$ onde u é a entrada e y é a saída (BROGLIATO et al., 2006). Portanto, um sistema é dito passivo quando não produz energia por si próprio e dissipa somente a energia que lhe foi inicialmente fornecida. No entanto, a passividade de um sistema pode ser quebrada por atrasos e/ou defasagens, como por exemplo, sensores, atuadores ou a comunicação, que podem eventualmente reter informações ou acumular energia e resultar em oscilações que violem a condição de passividade do sistema.

$1/|q(j\omega)|$. Além disso, duas trajetórias de Nyquist são apresentadas. Considerando $a(s) = 0$, a trajetória de $G_1(j\omega)$ encontra-se dentro do círculo, o que resulta em um sistema estável, por outro lado, a trajetória de $G_2(j\omega)$ encontra-se fora do círculo resultando em sistema instável (NAKANO; HARA, 1986).

Figura 5 – Estrutura do controlador modificado e ampliação dos domínios de estabilidade.



Fonte: Adaptado de Hara et al. (1988).

Segundo Kempf et al. (1993), os controladores de ação repetitiva podem ser classificados de acordo com o princípio do modelo interno ou externo. O princípio do modelo interno (*Internal Model Principle – IMP*), proposto por Francis e Wonham (1975), estabelece que para rastrear ou rejeitar sinais com erro nulo em regime permanente é necessário ter o modelo dos sinais dentro da malha de controle, seja no controlador ou na própria planta. Portanto, os controladores de ação repetitiva baseados no princípio do modelo interno possuem um gerador periódico de sinais linear incluído em sua estrutura. Segundo Yang e Tomizuka (1994) o modelo interno é normalmente excitado por um sinal de erro, proveniente de uma classe de sinais para os quais o princípio do modelo interno se aplica, incluindo sinais constantes, sinais senoidais de frequências conhecidas e sinais periódicos. A inclusão de tais modelos na malha de realimentação requer uma escolha criteriosa do controlador e de seus parâmetros para se alcançar a estabilidade relativa suficiente. Este tipo de controlador altera a resposta em frequência do sistema, deixando mais susceptível a ruídos e dinâmicas não modeladas, porém sua resposta dinâmica tende a ser mais rápida que os controladores baseados no princípio do modelo externo (MICHELS, 2006).

Em contrapartida, o controlador baseado no modelo externo possui o modelo de sinais e perturbações fora da malha de realimentação (MESSNER et al., 1991). De acordo com Tomizuka, Chew e Yang (1990) é possível cancelar completamente um distúrbio quando este pode ser diretamente medido. Esta é a técnica de cancelamento *feedforward*.

Entretanto, quando o sinal do distúrbio não pode ser diretamente medido mas pode ser considerado como a saída de um sistema dinâmico independente, é possível então,

estabelecer um modelo fora da malha de realimentação, de forma a cancelar o distúrbio assintoticamente. Além disso, o modelo externo não altera a resposta em frequência do sistema em malha fechada, porém, podem ser necessários modelos paramétricos das plantas, tornando os algoritmos de controle muito mais complexos que os demais (MICHELS, 2006), sendo este um dos motivos pelos quais, a maioria dos controladores repetitivos aplicados em conversores de potência são baseados no princípio do modelo interno.

Os controladores repetitivos também podem ser classificados no diz respeito à estrutura de ação, segundo Tomizuka, Tsao e Chew (1988), podem ser chamados de:

- Controlador repetitivo auxiliar (*plug-in repetitive controller*);
- Controlador repetitivo prototipado (*prototype repetitive controller*);

No primeiro modo de formulação, o controlador repetitivo é acoplado à malha de realimentação direta e se comporta como uma ação auxiliar à ação instantânea, como mostra o diagrama de blocos da Fig. 6 (a). Sendo assim, é possível projetar os controladores de ação instantânea e de ação repetitiva de forma independente. Esta característica de projeto facilitado faz com que os controladores de ação repetitiva auxiliar sejam mais encontrados em aplicações de conversores de potência (MICHELS, 2006). As ações adicionais são opcionais e são utilizadas para auxiliar os RCs, podendo ser encontradas nas estruturas de controle existentes na literatura.

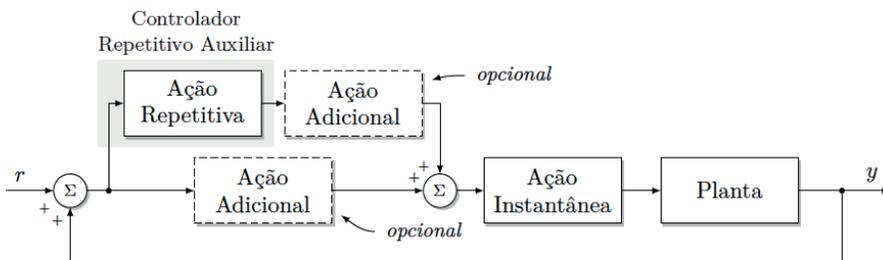
Na segunda formulação a ação repetitiva é colocada em série na malha direta de realimentação, atuando junto com controlador de ação instantânea, como mostra o diagrama de blocos da Fig. 6 (b). A implementação discreta do RC prototipado foi introduzida por Chew e Tomizuka (1990), enquanto que, as versões modificadas deste mesmo controlador foram apresentadas por Tsao e Tomizuka (1988) e Tomizuka, Tsao e Chew (1988) no intuito de ganhar robustez frente às incertezas da modelagem.

A aplicação dos controladores de ação repetitiva na forma digital é comum entre os conversores com modulação PWM para melhoria da THD⁴ de corrente e/ou tensão. O controlador repetitivo convencional (*Conventional Repetitive Control – CRC*), apresentado por Zhou e Wang (2001) utiliza a estrutura (2.3) para rastreamento de referência e rejeição a distúrbios periódicos para qualquer sinal composto por componentes harmônicas com período igual a T_o/n , onde $n = \{0, 1, 2, \dots\}$, com número de amostras $N = T_o/T_s \in \mathbb{N}^*$, onde $T_o = 2\pi/\omega_o = 1/f_o$ é o período fundamental, T_s é o período de amostragem e k_{CRC} é o ganho do controlador repetitivo. Neste controlador repetitivo é encontrada a integração ponto a ponto com o período de um ciclo completo da componente fundamental. A Fig. 7 apresenta o diagrama de Bode para o CRC. Portanto, o ciclo desta ação repetitiva consiste em N amostras, que neste caso representa um período completo da componente fundamental.

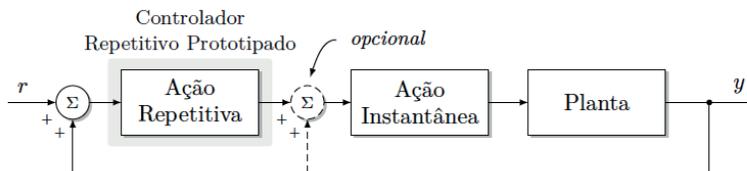
$$G_{CRC}(z) = k_{CRC} \cdot \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^* \quad (2.3)$$

⁴ As definições de THD são apresentadas no Apêndice A.

Figura 6 – Classificação dos controladores repetitivos baseados em sua formulação.



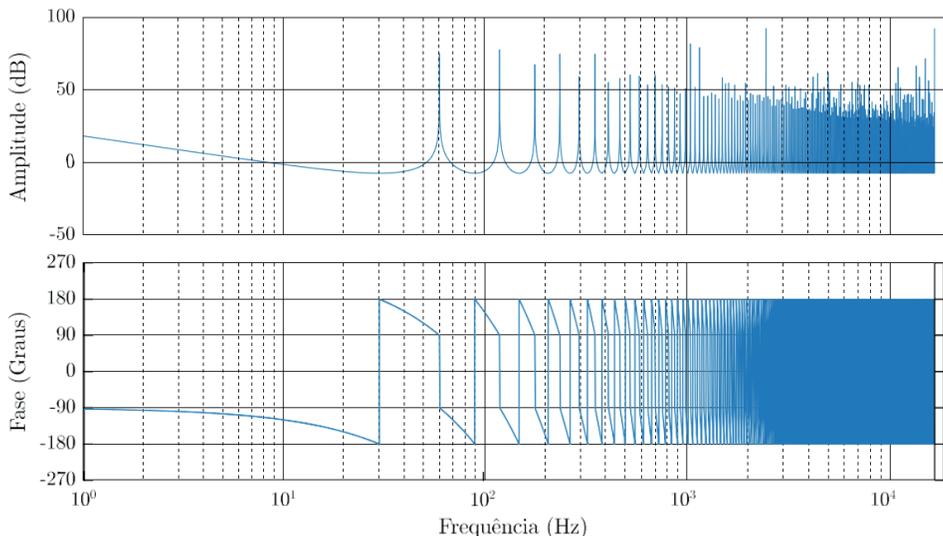
(a) Controlador de ação repetitiva auxiliar.



(b) Controlador de ação repetitiva prototipado.

Fonte: Adaptado de Michels (2006).

Figura 7 – Diagrama de Bode para o controlador repetitivo convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Outros autores buscam utilizar da mesma formulação para rejeição e/ou rastreamento de sinais periódicos no tempo, como a proposta de Mattavelli e Marafão (2004). A transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform – DFT*) é aplicada na malha direta, anterior à realimentação do controlador CRC, para que seja criada a seletividade em frequência. No caso apresentado, são selecionadas as harmônicas $h = \{1, 5, 7\}$ para que

o filtro ativo paralelo consiga rastrear as principais componentes harmônicas de corrente causadoras de distorção de uma carga não linear.

O CRC atua sobre componentes harmônicas pares e ímpares, porém alguns autores observaram que, em muitas situações práticas, as componentes harmônicas pares não são usuais em sistemas elétricos de potência e devem ser evitadas a todo custo (COSTA- CASTELLÓ; GRIÑÓ; FOSSAS, 2006). De acordo com Griñó e Costa-Castelló (2005) não há necessidade de ter altos ganhos em frequências pares e ter um controlador com esta característica significa um desperdício do esforço computacional sem aumentar o desempenho do sistema. Desta forma, o período de integração do controlador repetitivo é reduzido para 1/2 ciclo da componente fundamental, com a intenção de aumentar o desempenho e a resposta dinâmica sem comprometer a estabilidade e a robustez do controlador.

No trabalho de Costa-Castelló, Griñó e Fossas (2004) é apresentado o controle de corrente de um filtro ativo paralelo monofásico do tipo repetitivo de harmônica-ímpar (*Odd-Harmonic Repetitive Control* – OHRC). Neste controlador de ação repetitiva, o período fundamental T_o e o período de amostragem T_s são semelhantes ao CRC, porém o número de amostras, e conseqüentemente, o período de integração, são reduzidos pela metade. Neste caso, as componentes harmônicas que são compensadas possuem período T_o/n , onde $n = \{1, 3, 5, \dots\}$, resultando somente em componentes harmônicas ímpares, como apresentado na Fig 8. O controlador repetitivo de harmônica-ímpar, mostrado em (2.4), possui um tempo de resposta melhorado em relação ao CRC.

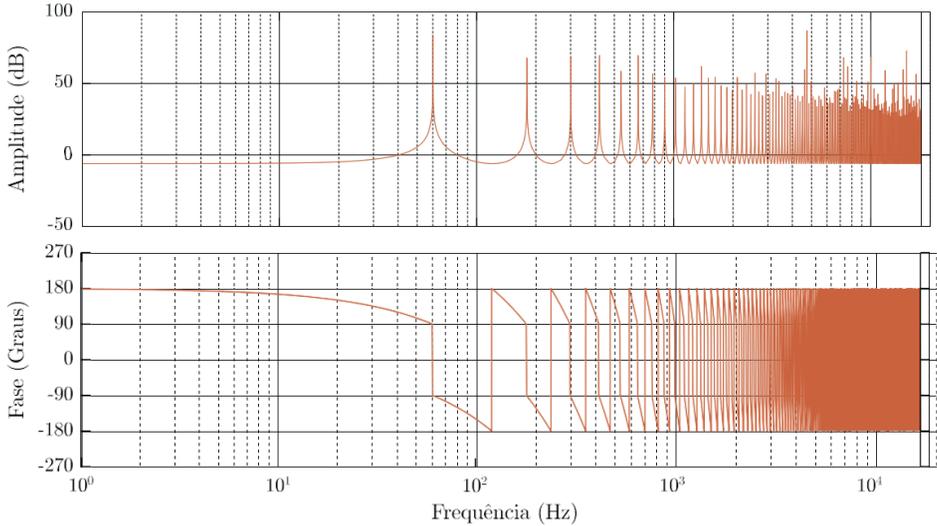
$$G_{\text{OHRC}}(z) = k_{\text{OHRC}} \cdot \frac{z^{-\frac{N}{2}}}{1 + z^{-\frac{N}{2}}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^* \quad (2.4)$$

Uma extensão para o filtro ativo paralelo trifásico, a quatro fios, foi apresentada por Griñó et al. (2007), onde cada fase do sistema utiliza uma estrutura independente do controlador repetitivo, baseado na estratégia de controle de Costa-Castelló, Griñó e Fossas (2004). Uma mesma aplicação do controle OHRC é apresentada por Zhou et al. (2006), entretanto sua aplicação reside no controle de um conversor de tensão e frequência constantes (*Constant-Voltage Constant-Frequency* – CVCF) com modulação PWM. Portanto, para alcançar um desempenho elevado nesta aplicação é necessário que, mesmo alimentando cargas não lineares, a tensão de saída permaneça sem distorções harmônicas e tenha baixa THD. Para atender este requisito, um OHRC é utilizado no controle de tensão do conversor.

Algumas modificações dessa estrutura são encontradas na literatura, como o controlador repetitivo de alta ordem (*High-Order Repetitive Control* – HORC) proposto por Ramos e Costa-Castelló (2012) para compensação de componentes harmônicas e correção do fator de potência. Outra modificação dessa estrutura é o controlador repetitivo de duplo modo (*Dual-Mode-Structure Repetitive Controller* – DMRC), proposto por Zhou et al. (2009), onde são utilizados dois RCs, um deles é projetado para as harmônicas ímpares (OHRC) e outro para as harmônicas pares (*Even* – EHRC). O objetivo desse arranjo é obter

a máxima compensação de componentes harmônicas, sem comprometer o desempenho do controlador. Uma aplicação de baixo custo e implementação analógica do OHRC é proposta por Escobar et al. (2006), que utiliza componentes integrados da indústria do áudio para gerar os períodos de integração necessários para o RC analógico.

Figura 8 – Diagrama de Bode para o controlador OHRC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

As componentes harmônicas em sistemas trifásicos geralmente estão distribuídas em uma família específica, por esse motivo é comum encontrar controladores voltados para esta finalidade. A proposta de Escobar et al. (2008) é utilizar um controlador repetitivo voltado para a compensação do conjunto de harmônicas $6\ell \pm 1$, onde $\ell = \{0, 1, 2, \dots\}$ representa as componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental ω_o . Este controlador repetitivo, mostrado em (2.5), introduz infinitos polos imaginários localizados em $\pm j\ell\omega_o$, para $\ell = \{1, 5, 7, \dots\}$ e zeros, também imaginários, porém localizados em $\pm j\ell\omega_o$, para $\ell = \{3, 6, 9, \dots\}$. Em consequência disso, infinitos picos de ressonância são encontrados em $(6\ell \pm 1)\omega_o$ e infinitos *notches* são encontrados em $3\ell\omega_o$ para $\ell = \{0, 1, 2, \dots\}$.

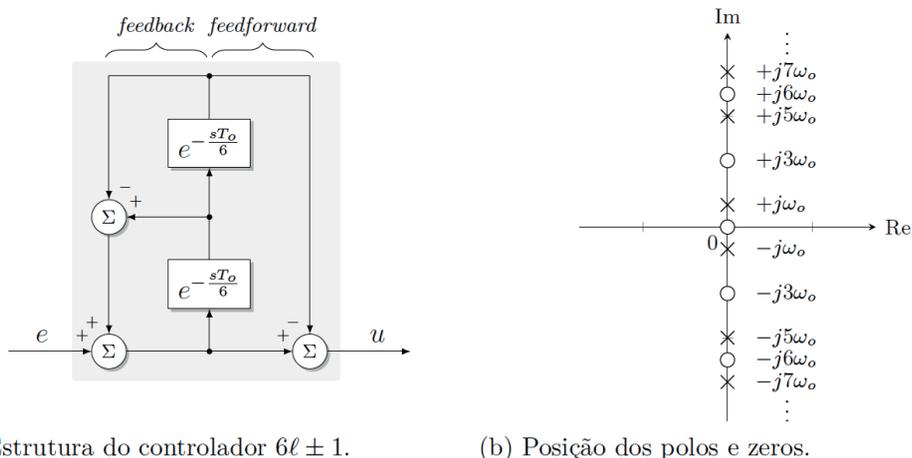
$$G_r(s) = \frac{1 - e^{-\frac{2s\pi}{3\omega_o}}}{1 - e^{-\frac{s\pi}{3\omega_o}} + e^{-\frac{2s\pi}{3\omega_o}}} \quad (2.5)$$

$$G_r(z) = \frac{1 - z^{-N/3}}{1 - z^{-N/6} + z^{-N/3}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^* \quad (2.6)$$

A forma discreta do controlador repetitivo $6\ell \pm 1$, mostrado em (2.6), possui dois períodos de integração distintos, um período de $1/6$ da componente fundamental e outro de $1/3$ da componente fundamental, que é a combinação de dois períodos de integração

de 1/6 da componente fundamental posicionados em série. Para conseguir sintetizar as harmônicas desejadas, esse controlador possui dois termos ($z^{-N/6}$) distintos em sua formulação. Na Fig. 9 (a) é apresentada a estrutura do controlador e na Fig. 9 (b) é mostrada a posição no plano complexo dos polos e zeros. Apesar da proposta utilizar a transformação de coordenadas ($abc - \alpha\beta$) existe a necessidade de aplicar o controlador no eixo α e no eixo β , individualmente. Ainda, este controlador tem a particularidade de aplicar ações *feedback* e *feedforward* na malha de controle de ação repetitiva. Na Fig. 10 é mostrado o diagrama de Bode para o controlador repetitivo $6\ell \pm 1$ onde é possível observar os picos e vales característicos do posicionamento intercalado entre os polos e zeros.

Figura 9 – Estrutura do controlador $6\ell \pm 1$ e posição dos polos e zeros no plano complexo.



(a) Estrutura do controlador $6\ell \pm 1$.

(b) Posição dos polos e zeros.

Fonte: Adaptado de Escobar et al. (2008).

Outras propostas envolvendo o controlador repetitivo $6\ell \pm 1$ podem ser encontradas, como por exemplo, o trabalho apresentado por Chen, Zhang e Qian (2013b). Um controlador repetitivo $6\ell \pm 1$ associado a um controlador proporcional-integral (PI) é aplicado ao referencial síncrono dq para o controle de um conversor trifásico conectado à rede elétrica.

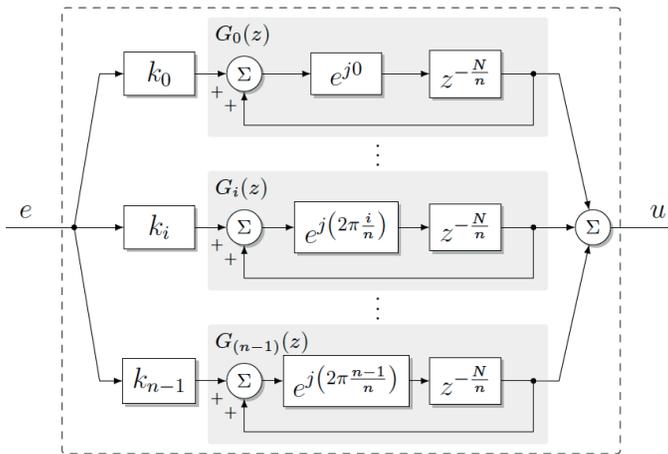
Um controlador repetitivo genérico $nk \pm m$ foi proposto por Lu e Zhou (2011) baseado na estrutura de Escobar et al. (2008). Neste controlador, mostrado em (2.7), os infinitos polos imaginários estão localizados em $\pm j(nk \pm m)\omega_o$, para $k = \{0, 1, 2, \dots\}$ e os zeros imaginários, também infinitos, estão localizados entre dois polos adjacentes, ou seja, $\pm j(nk/2)\omega_o$, para $k = \{0, 1, 2, \dots\}$. Na estrutura discreta de (2.8) são encontrado dois períodos de integração de $1/n$ da componente fundamental, que quando posicionados em série resultam em um o período de integração máximo de $2/n$ da componente fundamental. Portanto, nesta estrutura são utilizados dois termos distintos ($z^{-N/n}$) para se produzir os períodos necessários. Em (2.9) pode-se observar em detalhes os termos que produzem as compensações para as componentes $nk + m$ e para $nk - m$. Na Fig. 11 é mostrada a estrutura geral do controlador em diagrama de blocos. O diagrama de Bode desta estrutura, para $n = 6$ e $m = 1$, é igual ao apresentado na Fig. 10.

Uma estrutura de controladores repetitivos genéricos em paralelo (*Parallel Structure Repetitive Control – PSRC*) foi proposta por Lu et al. (2013). Esta estrutura é colocada n vezes em paralelo para efetuar a compensação de $nk + i$ componentes harmônicas, como mostrado na Fig. 12. O controlador geral é mostrado em (2.10), onde k_i é o ganho de cada $G_i(z)$ resultante, para $i = \{0, 1, 2, \dots, n - 1\}$. O controlador proposto PSRC é uma estrutura genérica, ou seja, pode assumir diferentes configurações, para $n = 1$ o controlador se torna o CRC, caso $n = 2$ o controlador se torna o DMRC, e se $n = 2, k_0 = 0, k_1 \neq 0$ então a estrutura se torna o OHRC. Portanto, o termo $z^{-N/n}$ depende da composição harmônica a ser controlada, porém, o número total de amostras é igual a N . Ainda, o ganho de cada conjunto de componentes harmônicas k_i pode ser ajustado individualmente para um melhor desempenho do controle.

$$G_{rc}(z) = \sum_{i=0}^{n-1} [k_i \cdot G_i(z)] \quad (2.10)$$

$$= \sum_{i=0}^{n-1} \left[k_i \cdot \frac{e^{j(2\pi i/n)} \cdot z^{-N/n}}{1 - e^{j(2\pi i/n)} \cdot z^{-N/n}} \right], \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^* \quad (2.11)$$

Figura 12 – Estrutura do controlador repetitivo PSRC.



Fonte: Adaptado de Lu et al. (2013).

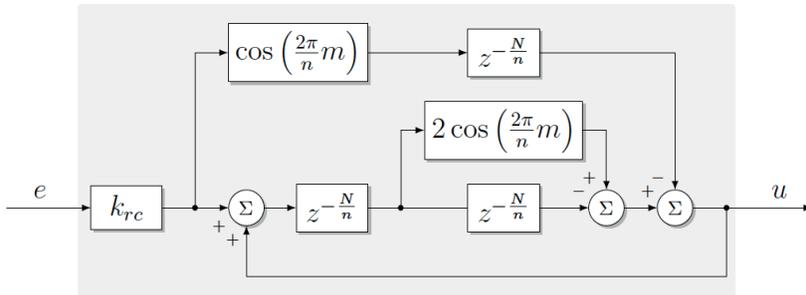
A busca contínua pela redução de memória e por um período de repetição menor incentivou ainda mais pesquisa em controladores repetitivos genéricos. Outra proposta de compensação de harmônicas $nk \pm m$ é apresentada por Lu et al. (2014). O controlador mostrado em (2.12), possui dois períodos de integração de $1/n$ da componente fundamental e um período integração máximo de $2/n$ da componente fundamental com três termos distintos ($z^{-N/n}$) para $\{n, m\} \in \mathbb{N}$ e $n > m \geq 0$. Devido à formulação do controlador (2.13), os polos produzidos estão localizados em $\pm(jk \pm m)\omega_o$ para $k \in \mathbb{N}$, ou seja, são simétricos

no plano complexo. Neste caso também pode-se observar em detalhes os termos que produzem as compensações para as componentes $nk + m$ e para $nk - m$. Na Fig. 13 é apresentada a estrutura do controlador em diagrama de blocos e na Fig. 14 é apresentado o diagrama de Bode do controlador repetitivo $nk \pm m$.

$$G_{rc}(z) = k_{rc} \cdot \frac{\cos(2\pi m/n) \cdot z^{-N/n} - z^{-2N/n}}{1 - 2 \cos(2\pi m/n) \cdot z^{-N/n} + z^{-2N/n}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^* \quad (2.12)$$

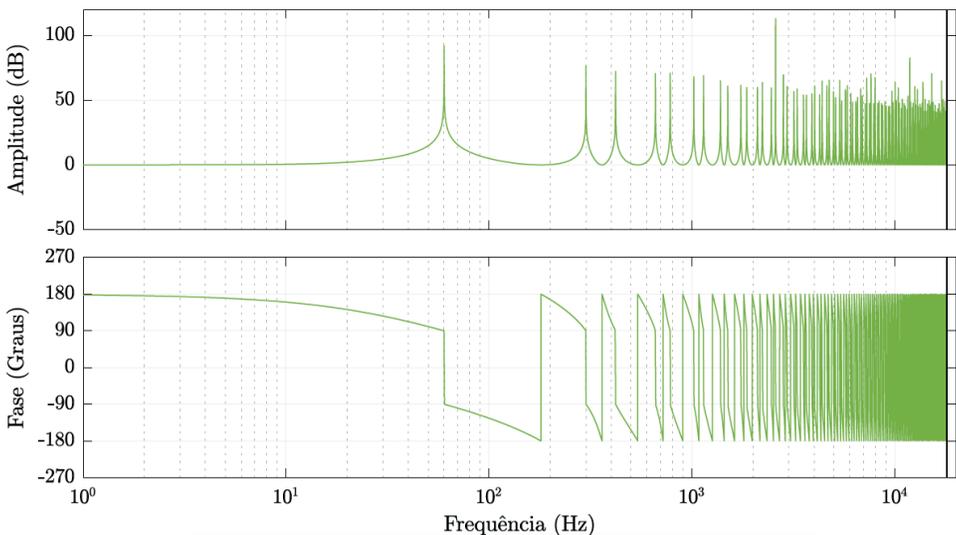
$$= k_{rc} \cdot \underbrace{\frac{\cos(2\pi m/n) \cdot z^{-N/n}}{(1 - e^{j2\pi m/n} \cdot z^{-N/n})}}_{nk+m} \underbrace{\frac{-z^{-2N/n}}{(1 - e^{-j2\pi m/n} \cdot z^{-N/n})}}_{nk-m} \quad (2.13)$$

Figura 13 – Estrutura do controlador repetitivo $nk \pm m$.



Fonte: Adaptado de Lu et al. (2014).

Figura 14 – Diagrama de Bode para o controlador repetitivo $nk \pm m$ para $n = 6$ e $m = 1$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

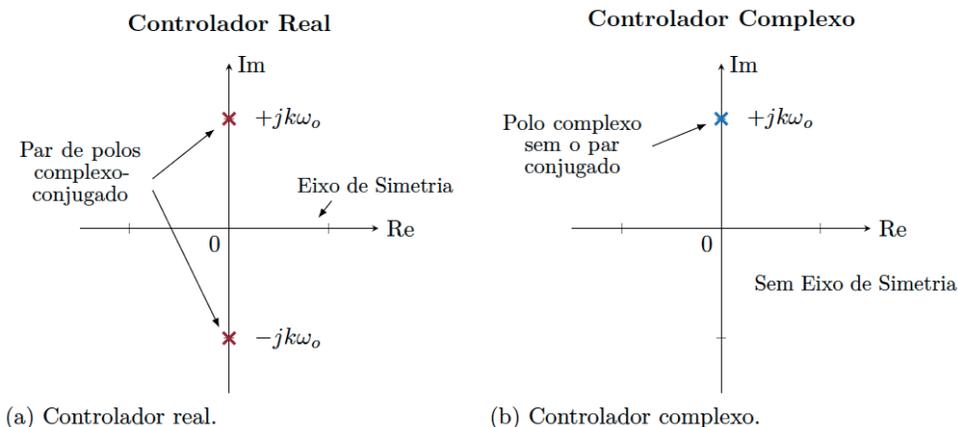
Outra utilização da estrutura do PSRC é feita por Liu e Wang (2015), chamada de estrutura paralela de controle repetitivo fracionário (*Parallel Structure Fractional RC – PSFRC*). Este controlador utiliza períodos de integração fracionários para melhorar a resposta do controle, quando submetido a um número de amostras N não inteiros. Uma investigação mais aprofundada do PSRC é apresentada por Lu et al. (2017), onde o controlador é renomeado para estrutura paralela baseado no controlador repetitivo genérico (*Parallel Structure Based General RC – PSGRC*), apesar de continuar utilizando a mesma estrutura de controle.

2.1.2 Características gerais dos controladores complexos

Os controladores de estrutura complexa possuem algumas características diferentes dos controladores reais, entre elas, a principal diferença são os polos e zeros complexos sem seus pares conjugados, o que implica na assimetria do diagrama de resposta em frequência. Além disso, as estruturas complexas possuem um acoplamento do eixo real e o eixo imaginário, através de variáveis complexas dentro da função de transferência do controlador.

Os controladores reais sempre alocam polos e zeros reais ou pares complexos conjugados, enquanto que, os controladores complexos podem alocar polos e zeros sem seus pares complexos conjugados, como pode ser observado na Fig. 15. Observa-se que os polos complexos conjugados do controlador real possuem simetria em relação ao eixo real, característica não necessariamente observada nos controladores complexos. Esta característica depende da estrutura de controle utilizada, podendo resultar em inúmeras combinações para a alocação dos polos e zeros.

Figura 15 – Mapeamento de polos e zeros de controladores reais e complexos.

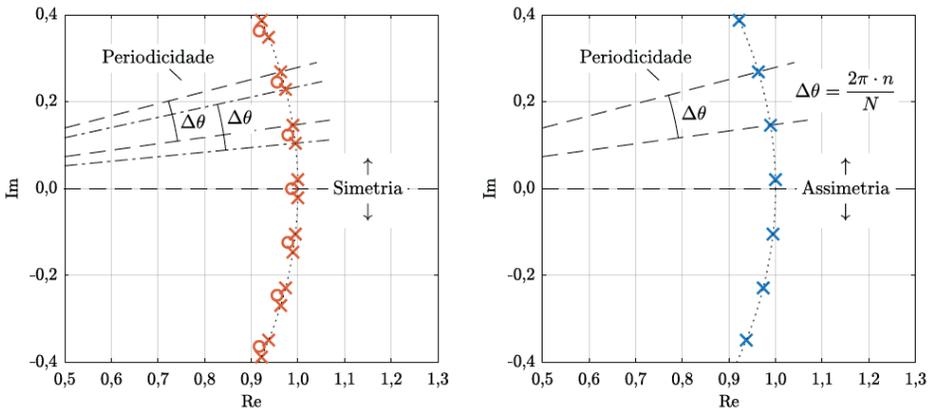


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Este comportamento é observado tanto no plano contínuo quanto no plano discreto, a diferença é que os polos do plano discreto estão sobre o círculo unitário, enquanto os polos do plano contínuo estão sobre o eixo imaginário. Isso pode ser observado no mapa de polos e zeros dos controladores repetitivos, que devido a sua formulação, produzem múltiplos polos e zeros complexos periodicamente distribuídos. A simetria entre polos e zeros, com base no eixo real, é observada no controlador repetitivo real, diferentemente do controlador complexo que pode alocar polos complexos sem seus pares conjugados.

Na Fig. 16 é mostrado o mapa de polos e zeros para o controlador repetitivo real $nk \pm m$ de Lu et al. (2014) e para o controlador repetitivo complexo de Zimann et al. (2019) para $n = 6$ e $m = 1$. No controlador real, é possível observar a simetria dos zeros, além da simetria dos polos. No controlador complexo apresentado, não aparecem zeros no mapeamento, porque não são produzidos zeros complexos, somente zeros reais posicionados na origem do plano discreto.

Figura 16 – Mapa de polos e zeros do controlador real $nk \pm m$ de Lu et al. (2014) e do controlador complexo $nk + m$ de Zimann et al. (2019) para $n = 6$ e $m = 1$.



(a) Controlador real $nk \pm m$.

(b) Controlador complexo $nk + m$.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

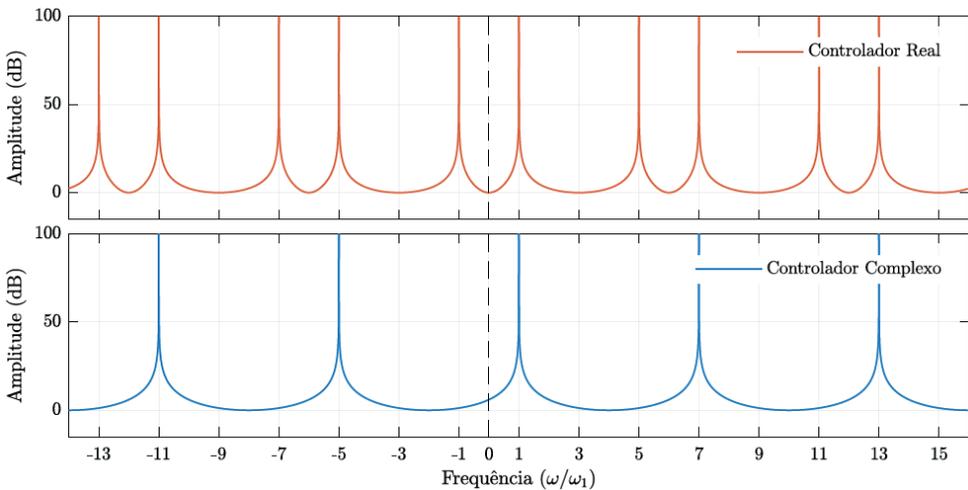
Os controladores complexos não possuem pares de polos e zeros complexo-conjugados, entretanto, os controladores repetitivos complexos, assim com os controladores repetitivos reais, mantém intervalos regulares entre os polos e zeros, em função de sua característica periódica.

$$\begin{array}{l} \text{Controlador Repetitivo Real} \\ \text{Lu et al. (2014)} \end{array} \rightarrow \begin{cases} \text{Polos complexo-conjugados} \\ \text{Periodicidade} \rightarrow \theta = \frac{2\pi}{N} \cdot \underbrace{(nk \pm m)}_{(nk+m)(nk-m)} \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\begin{array}{l} \text{Controlador Repetitivo Complexo} \\ \text{Zimann et al. (2019)} \end{array} \rightarrow \begin{cases} \text{Polos complexos sem o par conjugado} \\ \text{Periodicidade} \rightarrow \theta = \frac{2\pi}{N} \cdot (nk + m) \end{cases} \quad (2.15)$$

O posicionamento dos polos e zeros reflete diretamente na resposta em frequência dos controladores. Os controladores reais possuem a resposta em frequência simétrica em relação a frequência zero e os controladores complexos possuem a resposta em frequência assimétrica. Na Fig. 17 são mostradas as respostas de frequência do controlador real $nk \pm m$ de Lu et al. (2014) e do controlador complexo $nk + m$ de Zimann et al. (2019) para $n = 6$ e $m = 1$.

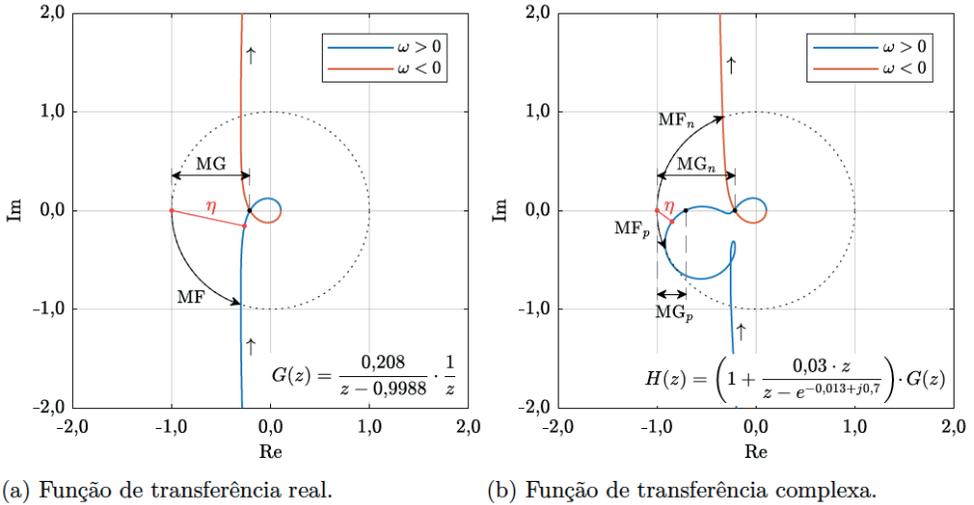
Figura 17 – Resposta em frequência do controlador real $nk \pm m$ de Lu et al. (2014) e do controlador complexo $nk + m$ de Zimann et al. (2019) para $n = 6$ e $m = 1$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O diagrama de Nyquist é simétrico em relação ao eixo real para controladores e funções de transferência reais, entretanto, a utilização de termos complexos produz uma assimetria no caminho de Nyquist entre as frequências positivas e negativas, como apresentado na Fig. 18. A mesma alteração seria observada no espectro positivo e negativo, caso um controlador com um par de polos complexo-conjugados fosse aplicado, como é esperado para um controlador real.

Figura 18 – Diagrama de Nyquist para uma função de transferência real e para uma função de transferência complexa.



(a) Função de transferência real.

(b) Função de transferência complexa.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 18 (a) é mostrada a função de transferência de uma planta real, onde é possível observar o caminho de Nyquist simétrico. Neste caso, é encontrada uma margem de fase (MF) e uma margem de ganho (MG), pois os caminhos de Nyquist são iguais para as frequências positivas ($\omega > 0$) e negativas ($\omega < 0$). Na Fig. 18 (b) é mostrado um controlador complexo aplicado à planta real e, neste caso, a assimetria ocorre em função do polo complexo posicionado na região das frequências positivas, conforme o controlador utilizado. Portanto, deve-se observar os índices do espectro positivo (MF_p, MG_p) e negativo (MF_n, MG_n), separadamente, e adotar os piores indicadores de desempenho para avaliar a estabilidade absoluta do sistema. Além disso, pode-se utilizar a função de sensibilidade para avaliar o grau de estabilidade relativa de todo o sistema (YEPES et al., 2011). O índice de sensibilidade (η) indica a menor distância entre o ponto crítico $(-1, 0)$ e o caminho de Nyquist da função de transferência, varrendo todo o espectro harmônico.

Outra característica presente nos controladores complexos é o acoplamentos de eixos, em função da multiplicação de um termo complexo da sua estrutura de controle. As operações com termos complexos podem ser representadas matricialmente, separando as coordenadas reais e imaginárias, na seguinte forma:

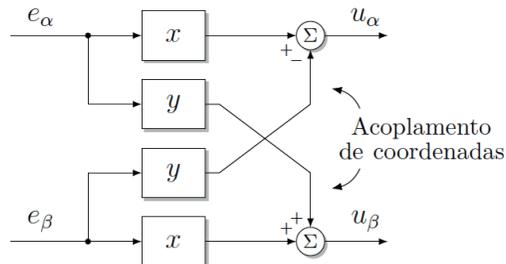
$$\vec{U}_{\alpha\beta} = \underbrace{(x + jy)}_w \cdot \vec{E}_{\alpha\beta} \quad \therefore \quad \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x & -y \\ y & x \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

onde, $\vec{U}_{\alpha\beta}$ representa um sinal complexo de saída, $\vec{E}_{\alpha\beta}$ representa um sinal complexo de entrada e w representa um sinal complexo com parte real x e parte imaginária y .

Nessa multiplicação, a parte imaginária (y) acopla o eixo real e o eixo imaginário dos sinais de entrada para constituir o sinal de saída, como mostrado na Fig. 19. Os controladores reais não possuem a parcela imaginária e, de fato, não possuem acoplamento entre os eixos de coordenadas reais e imaginárias, como evidenciado em (2.17):

$$\text{Complexo} \rightarrow \begin{cases} U_\alpha = x \cdot E_\alpha - y \cdot E_\beta \\ U_\beta = x \cdot E_\beta + y \cdot E_\alpha \end{cases} ; \quad \text{Real} \rightarrow \begin{cases} U_\alpha = x \cdot E_\alpha - \cancel{y \cdot E_\beta} \\ U_\beta = x \cdot E_\beta + \cancel{y \cdot E_\alpha} \end{cases} \quad (2.17)$$

Figura 19 – Diagrama de blocos da multiplicação de termos complexos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

De fato, tanto a parcela real quanto a parcela imaginária do sinal de saída têm suas características de amplitude e fase modificadas. Desta forma, o sinal de saída, que é um sinal complexo ($U_\alpha + jU_\beta$), sofre uma alteração em sua amplitude e uma rotação em seu ângulo de fase, semelhante ao produto interno quando interpretado vetorialmente.

2.1.3 Controladores repetitivos complexos

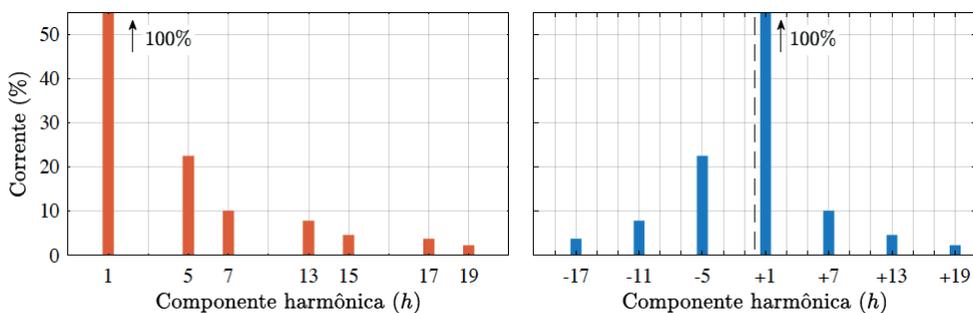
As variáveis de controle dos sistemas elétricos são sinais reais e, portanto, os controladores reais são logicamente aplicados. Porém, estas variáveis podem ser interpretadas como sinais complexos quando representados por vetores espaciais. A interpretação complexa permite a utilização de controladores complexos, com a vantagem de operar diferentemente entre o espectro positivo e o espectro negativo. Desta forma, os controladores complexos são seletivos em frequência, por proporcionar elevados ganhos em diferentes componentes harmônicas e, seletivos em sequência de fase, por aplicar os elevados ganhos em componentes harmônicas exclusivas do espectro negativo ou positivo.

As componentes harmônicas de sinais reais são normalmente representadas exclusivamente no espectro positivo⁵, como por exemplo, o sinal da corrente de fase de um retificador trifásico. Como esperado, o sinal é composto por todas as componentes

⁵ Os sinais reais também podem ser representados através de um espectro harmônico complexo, pela série de Fourier na forma exponencial. Neste tipo de representação, o espectro positivo é refletido no espectro negativo, em relação ao eixo zero, com todas as amplitudes pela metade (ver seção 3.4).

ímpares diferentes dos múltiplos de três, além da componente fundamental. Esta é a representação individual das correntes de fase do retificador trifásico. Entretanto, quando a representação por vetores espaciais é aplicada ao sinal trifásico, torna-se necessário utilizar a representação complexa do espectro harmônico. Desta forma, as componentes de sequência positiva e negativa são contempladas e o sistema trifásico é representado por completo. Na Fig. 20 é apresentado o espectro harmônico para a representação real e para a representação complexa por vetores espaciais do sinal de corrente de um retificador trifásico.

Figura 20 – Representação do espectro harmônico de sinais reais e complexos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Desta forma, o espectro complexo torna-se uma representação trifásica do sistema, com as frequências negativas representando as componentes de sequência negativa e as frequências positivas representando as componentes de sequência positiva. Na representação por vetores espaciais, as componentes harmônicas estão contidas na família $6k + 1$ para $k \in \mathbb{Z}$. Em função desta representação complexa, o controlador repetitivo complexo pode ser aplicado aos sinais de erro de entrada complexos, representados por vetores espaciais, para produzir sinais de saída seletivos em frequência e sequência, de acordo com a família de componentes harmônicas de projeto. Controladores reais também podem ser utilizados para o mesmo fim, contudo, é preciso aplicar nas coordenadas abc ou $\alpha\beta$, individualmente.

De modo geral, as redes com cargas equilibradas contêm as componentes harmônicas $6k + 1$, $\forall k \in \mathbb{Z}$, ou seja, $\{+1, -5, +7, -11, +13, \dots\}$ e dificilmente contêm as componentes $6k - 1$, $\forall k \in \mathbb{Z}$, ou seja, $\{-1, +5, -7, +11, -13, \dots\}$ (LUO et al., 2016). Portanto, a proposta é compensar as componentes harmônicas $6k + 1$ de um sistema trifásico com uma estrutura controle por vetores espaciais. O controlador repetitivo complexo-vetorial $6k + 1$ proposto por Luo et al. (2016), elimina as componentes harmônicas de acordo com a regra $h = Lk + M$, onde $L \in \mathbb{N}^*$ e $M \in \mathbb{N}$, como apresentado em (2.18) para o caso contínuo e em (2.19) para o caso discreto. Portanto, os infinitos polos produzidos

estão localizados em $j(Lk + M)\omega_o$ para $k = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ e os zeros produzidos, também infinitos, estão distribuídos entre os polos, logo, estão localizados em $j(Lk + M + 0,5L)\omega_o$ para $k = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$.

Na Fig. 21 (a) e na Fig. 21 (b) são mostrados os diagramas de blocos do controlador na notação vetorial e da notação escalar, respectivamente. Desta forma, o período de integração deste controlador repetitivo complexo é de $1/n$ ciclo da componente fundamental, ou seja, um período de integração menor do que as outras técnicas. Assim, para a família $6k + 1$, o controlador necessita de dois vetores atrasados $z^{-N/6}$, um aplicado no eixo α e outro no eixo β , com um período de integração de $1/6$ ciclo da componente fundamental. O diagrama de Bode, para o caso $6k + 1$, é apresentado na Fig. 22.

$$G_{rc}(s) = \frac{1 - e^{-\frac{s-j\omega_o(M+0,5L)}{L}.T_o}}{1 - e^{-\frac{s-j\omega_o M}{L}.T_o}} \quad (2.18)$$

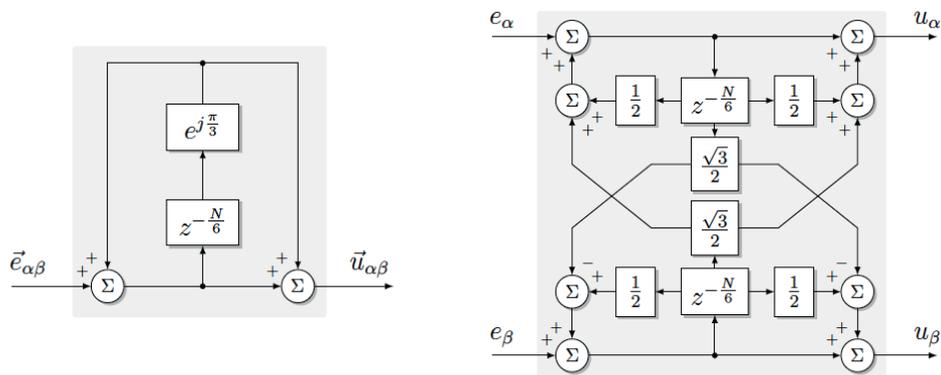
$$G_{rc}(z) = \frac{1 + e^{j\frac{\pi}{3}} z^{-\frac{N}{6}}}{1 - e^{j\frac{\pi}{3}} z^{-\frac{N}{6}}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^*, \text{ para } L = 6 \text{ e } M = 1 \quad (2.19)$$

O controlador repetitivo $6k + 1$ proposto por Luo et al. (2016) foi aplicado em um filtro ativo híbrido de potência (*hybrid active power filter* – HAPF), o qual é composto por um PPF e um APF de menor escala, associados em paralelo formando um filtro ativo híbrido paralelo (*parallel hybrid active filters* – PHAC) sem transformador de acoplamento. O controlador repetitivo $6k + 1$ na configuração *plug-in* é aplicado em conjunto com um controlador PI, que é utilizado para melhorar a estabilidade e a resposta dinâmica da malha de controle, enquanto o RC é utilizado para eliminar o erro de regime permanente do sinal de saída. Além disso, é utilizada a técnica de períodos fracionados (*fractional delay* – FD) para compensar o número não inteiro de amostras, resultantes da razão entre as frequências de amostragem, que geralmente é fixa, e da rede, que pode sofrer variações em torno do valor de operação nominal (± 1 Hz). O número de amostras não inteiros é dada por (2.20):

$$z^{-N/6} = z^{-(D+d)} = z^{-D} \cdot z^{-d} \quad (2.20)$$

onde, D é a parte integral e d é a parte fracionária do número de amostras.

Figura 21 – Estrutura do controlador repetitivo complexo-vetorial 6 + 1.

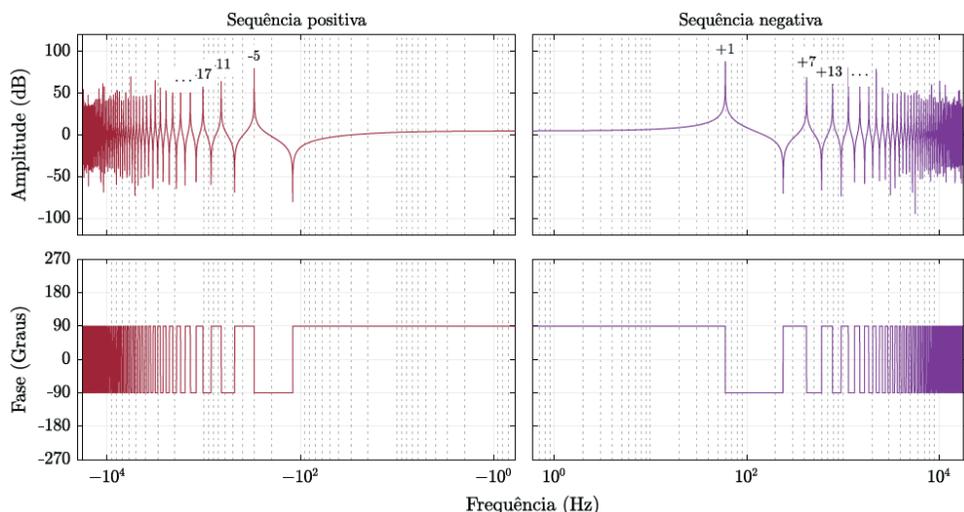


(a) Notação vetorial.

(b) Notação escalar.

Fonte: Adaptado de Luo et al. (2016).

Figura 22 – Diagrama de Bode para o controlador repetitivo complexo-vetorial 6k + 1.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Segundo Luo et al. (2016), de modo geral, as implementações utilizam o termo z^{-D} como uma aproximação de $z^{-N/6}$ negligenciando a parte fracionária z^{-d} . Em consequência disso, os picos de ressonância são deslocados das componentes de interesse e o desempenho na compensação de harmônicas é proporcionalmente reduzido. Para resolver este problema, são usados filtros FD com sucessivas aproximações de z^{-d} utilizando a interpolação polinomial de Lagrange⁶, de ampla utilização e comumente encontrada em

⁶ Joseph-Louis Lagrange (1736 – 1813) foi um matemático e astrônomo italiano que fez importantes contribuições na análise matemática, teoria dos números, mecânica clássica e celestial. É conhecido pela equação diferencial de Euler-Lagrange e pelo método da variação de parâmetros ou método de Lagrange que é utilizado para encontrar uma

outros trabalhos (YANG et al., 2015; ESCOBAR et al., 2015; NAZIR et al., 2015; GENG et al., 2019).

Outro controlador repetitivo complexo vetorial encontrado na literatura recente é o controlador proposto neste trabalho e apresentado por Zimann et al. (2019). A estrutural geral do RC elimina as componentes harmônicas da família $nk + m$ onde, $k \in \mathbb{Z}$, $\{n, m\} \in \mathbb{N}$ para $n \neq 0$ e é baseada no inverso da função de transferência do método de cancelamento por sinal atrasado generalizado (*Generalized Delayed Signal Cancellation – GDSC*) (NEVES et al., 2010; SOUZA, 2012; BATISTA; SOUZA; NEVES, 2015) e é chamada de iGDSC. Os infinitos polos produzidos estão localizados em $j(nk + m)\omega_o$ para $k = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$, assim como, todos os zeros produzidos ficam localizados na origem do plano s , como pode ser verificado pela função de transferência contínua mostrado em (2.21), e do mesmo modo, para a função de transferência discreta mostrada em (2.22).

$$\vec{C}_{gdsc}(s) = k_{rc} \cdot \frac{1}{\vec{a} \left(1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot e^{-\frac{s}{\omega_1} \theta_d}\right)}, \quad \text{para } s = j\omega; \vec{a} \in \mathbb{C}^*, \quad (2.21)$$

$$\vec{C}_{gdsc}(z) = k_{rc} \cdot \frac{1}{\vec{a} \left(1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot z^{-\frac{N}{n}}\right)}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^*; \vec{a} \in \mathbb{C}^*. \quad (2.22)$$

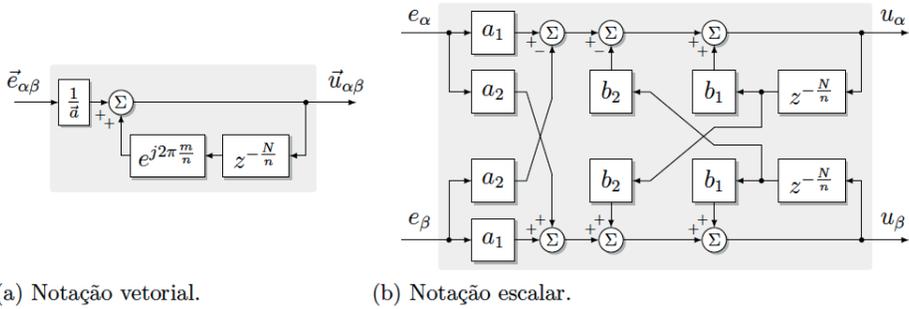
onde os parâmetros m, n definem as famílias de componentes harmônicas, assim como θ_d define o ciclo de repetição para o domínio contínuo e N/n para o domínio discreto.

O controlador repetitivo proposto utiliza dois geradores de sinais periódicos, um para o eixo α e outro para o eixo β , como pode ser verificado em sua implementação escalar. O período de integração para o controlador repetitivo complexo proposto é de $1/n$ do ciclo da componente fundamental, o que corresponde a um número de amostras necessárias de N/n , resultando em um período de repetição menor que as alternativas escalares. Além disso, o RC complexo é proposto para atuar na malha de ação direta com desempenho adequado, pois sua formulação permite a ampliação dos domínios de estabilidade ao contrário das outras propostas de controladores repetitivos complexos, como a de Luo et al. (2016) que são aplicados como controladores *plug-in* como ações auxiliares.

Na Fig. 23 (a) é apresentado o diagrama de blocos na notação vetorial, enquanto na Fig. 23 (b) é mostrado o diagrama de blocos da notação escalar. Na implementação escalar é necessário definir e separar os coeficientes reais e imaginários de acordo com (2.23).

$$\begin{cases} a_1 = \Re\left(\frac{1}{\vec{a}}\right), & b_1 = \Re\left(e^{j2\pi \frac{m}{n}}\right), \\ a_2 = \Im\left(\frac{1}{\vec{a}}\right), & b_2 = \Im\left(e^{j2\pi \frac{m}{n}}\right). \end{cases} \quad (2.23)$$

Figura 23 – Estrutura do controlador repetitivo complexo-vetorial $nk + m$ iGDSC.



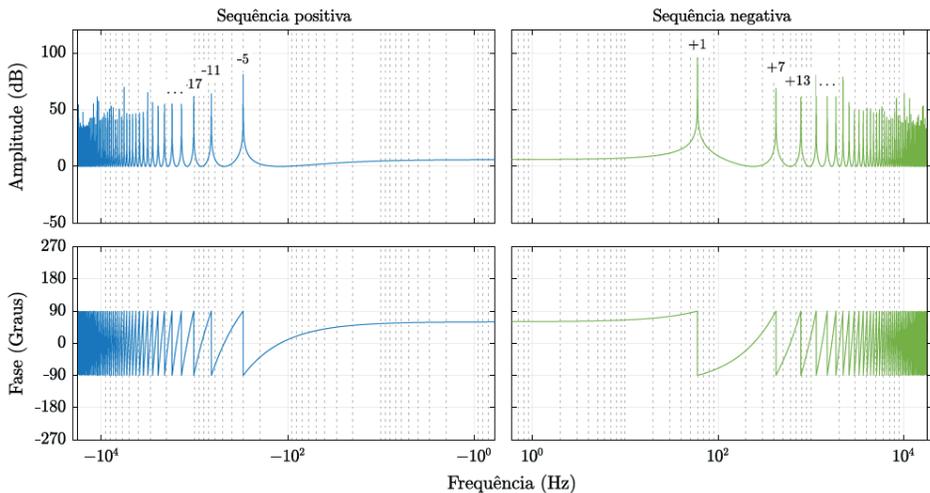
(a) Notação vetorial.

(b) Notação escalar.

Fonte: Adaptado de Zimann et al. (2019).

O controlador repetitivo iGDSC $nk + m$ proposto em Zimann et al. (2019) foi aplicado na malha de controle de corrente de um SAPF, para o controle de componentes harmônicas da família $6k + 1$, típicas de sistemas trifásicos que alimentam cargas não lineares como retificadores. Na Fig. 24 é mostrado o diagrama de Bode para o controlador repetitivo complexo-vetorial $nk + m$ para $n = 6$ e $m = 1$.

Figura 24 – Diagrama de Bode para o controlador repetitivo complexo-vetorial $nk + m$ iGDSC para $n = 6$ e $m = 1$.

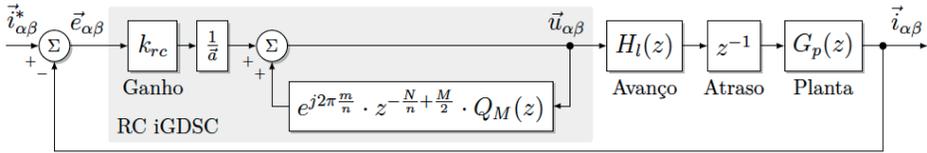


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Para conseguir um desempenho dinâmico adequado foi adicionado um controle de avanço de fase para contrapor os efeitos do atraso computacional (z^{-1}) existente nas aplicações práticas envolvendo microcontroladores. Além disso, foi utilizado um filtro de realimentação $Q(z)$ digital, do tipo FIR e de ordem M , com compensação do atraso de fase dentro da própria estrutura repetitiva, fornecendo precisão necessária para o rastreamento

das componentes harmônicas. Na Fig. 25 é mostrado o diagrama de blocos com todos os termos usados para o controle de corrente.

Figura 25 – Estrutura do controlador repetitivo $nk + m$ iGDSC aplicado na malha de controle de corrente de um SAFP.



Fonte: Adaptado de Zimann et al. (2019).

2.2 ESTRUTURA GENÉRICA DE CONTROLADORES REPETITIVOS

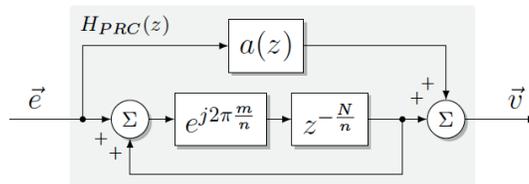
Uma estrutura genérica de controladores repetitivos, chamada de célula repetitiva primitiva (*primitive repetitive cell* – PRC), é proposta por Neto (2020). Nesta formulação é possível estabelecer qualquer estrutura de RCs e família de componentes harmônicas que se deseja compensar, utilizando o termo relativo ao período de integração ($z^{-\frac{N}{n}}$), deslocamento em frequência ($e^{j2\pi\frac{m}{n}}$) e o operador complexo $a(z)$ da malha direta, mostrado em (2.24), na forma discreta:

$$H_{PRC}(z) = a(z) + \frac{e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot z^{-\frac{N}{n}}}{1 - e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot z^{-\frac{N}{n}}} \quad \text{para} \quad N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^* . \quad (2.24)$$

onde, $2\pi m/n$ define o ângulo de defasagem da resposta em frequência em função da componente harmônica m da família $nk + m$ para $k \in \mathbb{Z}$, T_o é o período fundamental, N é o número de amostras dentro um período completo e a constante $a(z)$ entre 0 e 1.

Na Fig. 26 é mostrado o diagrama de blocos da estrutura canônica discreta $H_{PRC}(z)$ para a célula repetitiva primitiva (PRC).

Figura 26 – Diagrama de blocos célula repetitiva primitiva (PRC) $H_{PRC}(z)$.



Fonte: Adaptado de Neto (2020).

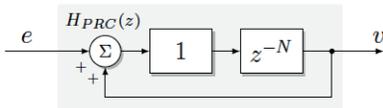
As estruturas clássicas CRC e OHRC podem ser alcançadas com uma única estrutura canônica, com o termo complexo unitário e com a realimentação direta nula, como mostradas na Fig. 27 (a) e na Fig. 27 (b). As estruturas propostas por Lu e Zhou (2011) e

por Lu et al. (2014) podem ser representadas por duas estruturas canônicas associadas em paralelo, como pode ser verificado na Fig. 27 (c) e na Fig. 27 (d), respectivamente.

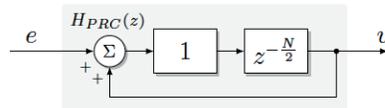
Estes controladores repetitivos são do tipo escalar e, portanto, é necessário que as parcelas complexas da estrutura canônica sejam internamente anuladas para coincidir com as estruturas propostas. Para que isto ocorra, os operadores complexos são projetados com argumentos iguais e de sinais opostos, o que resulta em um termo puramente real.

No entanto, as propostas de Luo et al. (2016) e Zimann et al. (2019) não necessitam de argumentos resultantes reais, pois suas formulações originais são baseadas em termos complexos, como pode ser verificado na Fig. 27 (e) e na Fig. 27 (f), respectivamente. De fato, é possível verificar que o controlador repetitivo complexo-vetorial proposto nesta tese é classificado como uma das estruturas representadas pela célula repetitiva primitiva (PRC) proposta por Neto (2020).

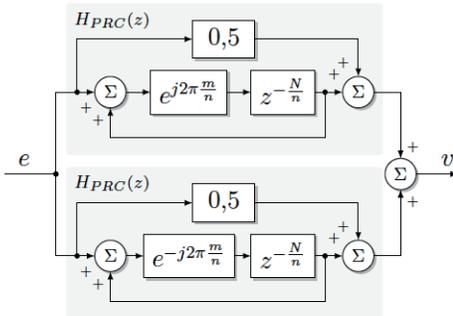
Figura 27 – Representação das estruturas de RCs com base na estrutura canônica $H_{PRC}(z)$.



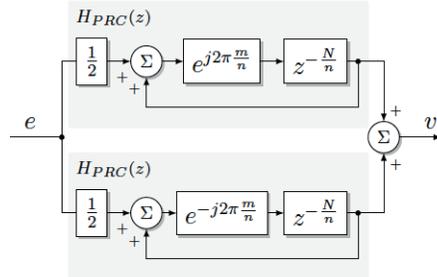
(a) PRC para Zhou e Wang (2001).



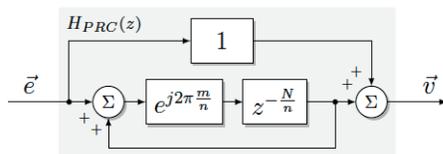
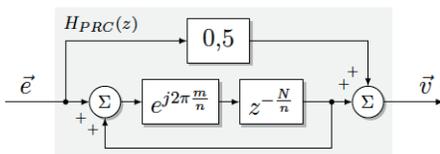
(b) PRC para Costa-Castelló, Griñó e Fossas (2004).



(e) PRC para Luo et al. (2016).



(f) PRC para Zimann et al. (2019).



Fonte: Adaptado de Neto (2018) e de Neto (2020).

A Tabela 1 apresenta as principais propostas de controladores repetitivos encontradas na literatura e reúne as especificações de projeto mais importantes, como o período de integração, a quantidade de vetores, o tipo de formulação, real ou complexo, e os parâmetros de configuração para representação por meio da estrutura canônica.

Tabela 1 – Comparativo entre principais controladores repetitivos propostos na literatura.

Tipo de RC	Período de integração	Quantidade de Vetores*	Tipo	Estrutura Canônica†‡
CRC (ZHOU; WANG, 2001)	N	$2 \times [z^{-N}]$	Real	$n_{EC} = 1, n = 1$ $m = 0, a(z) = 0$
OHRC (COSTA-CASTELLÓ; GRIÑÓ; FOSSAS, 2004)	N/2	$2 \times [z^{-N/2}]$	Real	$n_{EC} = 1, n = 2$ $m = 0, a(z) = 0$
$6\ell \pm 1$ RC (ESCOBAR et al., 2008)	N/3	$2 \times [2 \cdot \{z^{-N/6}\}]$	Real	$n_{EC} = 2, n = 6$ $m = 1, a(z) = 0,5$
$nk \pm m$ RC (LU; ZHOU, 2011)	$2 \cdot N/n$	$2 \times [2 \cdot \{z^{-N/n}\}]$	Real	$n_{EC} = 2$ $a(z) = 0,5$
$nk + i$ PSRC (LU et al., 2013)	N/n	$2 \times [n \cdot \{z^{-N/n}\}]$	Real	$n_{EC} = n - 1$ $a(z) = 0$
$nk \pm m$ RC (LU et al., 2014)	$2 \cdot N/n$	$2 \times [3 \cdot \{z^{-N/n}\}]$	Real	$n_{EC} = 2$ $a(z) = 0$
$nk \pm m$ CV-RC (LUO et al., 2016)	N/n	$2 \cdot \{z^{-N/n}\}$	Complexo	$n_{EC} = 1$ $a(z) = 0,5$
$nk + m$ [iGDSC] (ZIMANN et al., 2019)	N/n	$2 \cdot \{z^{-N/n}\}$	Complexo	$n_{EC} = 1$ $a(z) = 1$

Nota: *Considerou-se aplicação trifásica a três fios com controle nos eixos $\alpha\beta$.

†O termo n_{EC} representa o número de estruturas canônicas necessárias para formação da estrutura de referência.

‡As estruturas sem valores definidos para m e n são determinados dentro da própria estrutura.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Os controladores reais do tipo $nk \pm m$ apresentam altos ganhos na correção de componentes harmônicas, contudo devem ser aplicados em cada referencial do plano $\alpha\beta$ individualmente, o que resulta em um aumento do número total de amostras, com base na formulação canônica apresentada.

Entretanto, os controladores com a característica vetorial, no sentido de possuírem termos complexos em sua estrutura, têm uma vantagem topológica associada ao acoplamento de coordenadas e distinção entre as sequências de fase, o que pode levar a uma redução ainda maior no tempo de convergência do erro. Este fator pode ser verificado na formação canônica composta por apenas uma estrutura, enquanto as formas reais necessitam de duas ou mais formações básicas.

2.3 FILTROS DE REALIMENTAÇÃO

O projeto dos controladores tem o compromisso entre a precisão em regime permanente e a estabilidade relativa, ou seja, desempenho versus estabilidade. Em termos

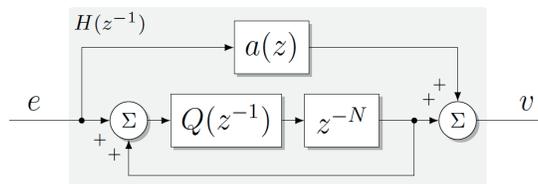
gerais, os controladores devem ter ganhos elevados em baixas frequências para garantir o seguimento de trajetória e/ou rejeição a distúrbios, ter inclinação de -20 dB/década próximo do cruzamento por zero, para garantir uma margem de fase adequada e, finalmente, ter o ganho rapidamente atenuado em altas frequências para minimizar os efeitos dos ruídos e perturbações (OGATA, 2010).

Os controladores repetitivos possuem múltiplos polos e zeros devido ao seu aspecto construtivo. Essa característica permite que os controladores tenham ganhos elevados em frequências múltiplas da frequência fundamental, sendo esta, uma característica desejável para seguimento de referência e/ou rejeição a distúrbios de frequências específicas. Entretanto, estes polos e zeros estendem-se indefinidamente até as frequências mais elevadas e transformam-se em uma característica indesejável, pois excitam as componentes harmônicas de maior ordem amplificando sinais e ruídos que deveriam estar sendo atenuados nesta faixa de frequências. Dessa forma, o filtro de realimentação é utilizado para reduzir os picos de ressonância das frequências mais elevadas. São encontradas duas técnicas, a redução uniforme de todos os ganhos ou a redução gradual dos ganhos das altas frequências com a utilização de um filtro com característica de passa-baixas.

O filtro de realimentação $Q(z)$ é multiplicado pelo elemento de atraso z^{-N} , como apresentado em (2.25) e representado no diagrama de blocos da Fig. 28. Este filtro aumenta a margem de estabilidade relativa mas remove parte da capacidade de eliminação do erro em regime permanente do núcleo repetitivo (HARA et al., 1988). A redução na efetividade do controlador é resultado do deslocamento dos polos e a conseqüente redução das amplitudes nas componentes harmônicas (ZHANG et al., 2003).

$$C_{rc,m}(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1}) \cdot z^{-N}}{1 - Q(z^{-1}) \cdot z^{-N}} \quad \text{para } a(z) = 0. \quad (2.25)$$

Figura 28 – Controlador repetitivo modificado com filtro de realimentação $Q(z^{-1})$.



Fonte: Adaptado de Hara et al. (1988).

O Teorema do Ganho Pequeno fornece condições suficientes para a estabilidade relativa quando a condição $Q(e^{j\omega T}) < 1$ é satisfeita (DESOER; VIDYASAGAR, 2008). O caso mais simples onde $Q(z)$ é uma constante, geralmente próxima do valor unitário, é suficiente para garantir a estabilidade e não restringir o desempenho de controle. Neste

caso, os polos são igualmente deslocados em direção ao centro do círculo unitário, o que conseqüentemente também reduz igualmente os picos de ressonância de todas as frequências (HALLAMASEK; TOMIZUKA, 1993). Ainda, segundo Zhang et al. (2003), um ganho de 0,95 reduz as componentes harmônicas em 1/21 de sua amplitude original, sendo um valor suficiente para garantir a estabilidade relativa. Valores menores que este aumentam consideravelmente a margem de estabilidade relativa, porém degradam significativamente a rejeição das componentes harmônicas. Portanto, a principal desvantagem observada neste método é a perda expressiva de desempenho em baixas frequências.

O filtro $Q(z)$ também pode ser utilizado na forma de um filtro passa-baixas (*Low Pass Filter* – LPF), o que mantém o ganho próximo do valor unitário em baixas frequências $|Q(e^{j\omega T})| \approx 1$, porém atenua de forma satisfatória as componentes de altas frequências quando $|Q(e^{j\omega T})|$ cai abaixo de 0,95. Entretanto, filtros passa-baixas possuem deslocamento de 1 fase não linear com a frequência, ou seja, ocorre o deslocamento não uniforme da frequência nas componentes harmônicas à medida que são atenuadas. Este efeito pode reduzir a efetividade do controlador repetitivo, entretanto, quando projetados adequadamente inserem um pequeno atraso de fase nas baixas frequências, sem comprometer significativamente a operação do controlador repetitivo (ESCOBAR et al., 2007).

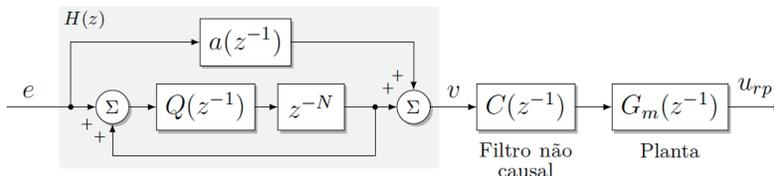
Para contornar o problema do deslocamento de fase não linear, o filtro $Q(z)$ pode ser projetado com base nos filtros de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response* – FIR). Estes filtros possuem o mesmo comportamento da amplitude de um filtro passa-baixas, porém possuem uma variação linear do ângulo de deslocamento em relação à frequência. Essa é uma característica fundamental que torna o filtro FIR vantajoso quando aplicado em controladores repetitivos, pois o núcleo gerador também é baseado em atrasos no tempo e, dessa forma, é possível efetuar um mecanismo de compensação modificando o tempo de atraso do grupo repetitivo para compensar o atraso de fase do filtro de realimentação (ESCOBAR et al., 2015). De fato, esse filtro com compensação também é conhecido como filtro de fase zero (*zero-phase filter*) ou filtro de fase nula (*null-phase filter*) (ZHANG et al., 2003; GRIÑÓ et al., 2007; KURNIAWAN; CAO; MAN, 2014). Em geral, os filtros FIR são funções de transferência que não possuem seu equivalente em circuitos lineares, sendo portanto de natureza exclusivamente digital (ESCOBAR et al., 2014). Foi Tomizuka (1987) quem apresentou o uso do controle de rastreamento de fase zero (*Zero phase error tracking control* – ZPETC) utilizando as características de fase nula dos filtros digitais.

2.4 COMPENSAÇÃO DO ATRASO DE FASE DA PLANTA

O atraso de fase do modelo da planta pode ser compensado com a utilização de um filtro $C(z^{-1})$ posicionado entre o controlador repetitivo e a entrada da planta, com apresentado na Fig. 29 e mostrado em (2.26). Segundo Michels (2006), este filtro é projetado para ter uma ação de compensação dos distúrbios da planta com deslocamento de fase adequada.

$$C_{rc,m}(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1}) \cdot z^{-N}}{1 - Q(z^{-1}) \cdot z^{-N}} \cdot C(z^{-1}) \quad \text{para } a(z) = 0. \quad (2.26)$$

Figura 29 – Controlador repetitivo modificado com o filtro de ação não causal $C(z^{-1})$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Para que a compensação de fase seja alcançada em todas as frequências é necessário ter o modelo do inverso da planta (2.27), o que faria com que o controlador repetitivo atuasse de forma ideal. Porém, geralmente os modelos das plantas possuem mais polos do que zeros, o que leva a um modelo inverso não causal, além das possíveis variações paramétricas das plantas e a quantidade de cálculos necessários para implementação do modelo inverso (MICHELS; GRÜNDLING, 2005).

$$C(z^{-1}) = \frac{1}{G_m(z^{-1})} \quad (2.27)$$

Devido aos motivos apresentados, a solução frequentemente encontrada é a utilização do filtro mostrado em (2.28), que apresenta ganho unitário e deslocamento de fase aproximadamente nulo em $C(z^{-1}) \cdot G_m(z^{-1})$, além de ser independente das variações paramétricas da planta (ZHANG et al., 2003). Apesar deste filtro de ter uma ação não causal, quando colocado na estrutura do controlador repetitivo atua com base nos pontos do último período de repetição e esta interação com o controlador repetitivo resulta em uma ação pseudo não causal.

$$C(z^{-1}) = z^d \quad (2.28)$$

onde, z^d é o filtro não-causal utilizado para obter deslocamento de fase aproximadamente nulo, em baixas frequências, quando utilizado junto ao modelo da planta $C(z^{-1}) \cdot G_m(z^{-1})$.

2.5 OUTROS CONTROLADORES REPETITIVOS

Diversas metodologias de abordagem dos controladores repetitivos são encontradas na literatura. Além das aplicações dos RCs em eletrônica de potência também são encontradas aplicações em sistemas mecânicos do tipo massa-mola, servo motores, máquinas rotativas, braços e equipamentos robóticos e ainda os desenvolvimentos na teoria de controle puro e aplicado, geração distribuída, microrredes e sistemas fotovoltaicos.

Cabe destacar a diversidade dos trabalhos com propostas significativas encontrados na literatura, como, uma estrutura variável de controle repetitivo capaz de rejeitar perturbações exógenas periódicas tal como seguimento de trajetórias também periódicas (SUN; WANG; WANG, 2005), a análise e estimativa do erro de rastreamento do RC tipo *plug-in* utilizando a função de sensibilidade (YAO; TSAI, 2005), um RC baseado em otimização para sistemas lineares de tempo discreto e invariantes no tempo (FREEMAN et al., 2008), um RC para sistemas com atraso no tempo baseado no observador de perturbações (*disturbance observer* – DO) (NA et al., 2010), rejeição de distúrbios aperiódicos desconhecidos em sistemas de controle repetitivo (WU et al., 2014), um RC com modificação estrutural para melhoria do desempenho em regime permanente e transitório acelerado (CHEN; TOMIZUKA, 2014), uma análise sobre o RC de ordem fracionária (*fractional order RC* – FORC) para conversores de potência (NAZIR et al., 2015).

Ainda, um RC híbrido com adaptatividade em frequência, de ordem fracionária e estrutura paralela (*frequency adaptive selective harmonic control* – FA-SHC) para conversores conectados à rede (YANG et al., 2015), um RC discreto de um inversor *flyback* para aplicação fotovoltaicas (LEE et al., 2016), um emulador de rede utilizando a estrutura PSFRC (LIU; WANG; ZHOU, 2016), uma revisão de controle repetitivo com mecanismos de *anti-windup* (WANG, 2016), um RC combinado com um PI para compensação de harmônicas e atenuação de ressonâncias paralelas entre a rede e o capacitor de saída do filtro de potência (CHEN et al., 2017), um RC de ordem fracionada de multi-amostragem (*multirate fractional-order RC* – MRFORC) do tipo *plug-in* adaptativo em frequência e custo computacional reduzido para aplicações em *microgrids* (XIE et al., 2017), um RC baseado em um observador de estados estendido generalizado (*Generalized-Extended-State-Observer-Based* – GESO) para sistemas MIMO (*multi-input, multi-output*) com distúrbios incompatíveis (ZHOU; SHE, 2018), uma malha de controle dupla com um PI interno e um RC externo para controle de corrente de inversores conectado à rede com filtro de saída LCL (GAO et al., 2018), um RC rápido (*fast repetitive control* – FRC) com cancelamento de erro acumulativo e malha de correção de harmônicas em redes fracas (GENG et al., 2019), um RC baseado no modelo interno duplo para sistemas de tempo discreto linear (ZHU, 2019), um controle *dead-beat* associado a um RC para conexão de conversores em paralelo em *microgrids* (MADICHETTY et al., 2019), um RC de projeto robusto utilizando a função de sensibilidade para um SAPF trifásico a quatro-fios (*three-phase four-wire* – 3P4W) (PANDOVE; SINGH, 2019) e a compensação de harmônicas de tempo morto (*dead-time harmonics*) com o auxílio de RCs (YANG et al., 2018).

CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos da transformação de eixos, seqüência de fases, análise harmônica e a representação geral de sinais trifásicos para, em seguida, demonstrar a operação GDSC e fornecer os subsídios para o desenvolvimento da operação inversa, que ainda não foi desenvolvida e portanto é objeto de estudo deste trabalho. A transformação de coordenadas e as componentes de seqüência permitem compreender como que a operação GDSC atua sobre as componentes harmônicas. A partir da fundamentação teórica da operação direta, são explorados os conceitos matemáticos da operação inversa e as características que permitem a utilização desta ferramenta como um controlador compatível com a demanda do rastreamento de referências e a rejeição de perturbações de componentes harmônicas.

3.1 TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

A transformada de Clarke¹, também conhecida como transformada $\alpha\beta 0$, utiliza os valores instantâneos das grandezas de fase de um sistema trifásico em coordenadas naturais abc para transformar em um sistema de referências estacionárias $\alpha\beta 0$ com transformações algébricas entre eixos (CLARKE, 1943; DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951).

Assumindo que a fase a como referência de um sistema trifásico, então a componente α está em fase e a componente β está em quadratura, enquanto a componente zero é ortonormal às outras componentes. Segundo Clarke (1943), as contribuições da componente α nas fases b e c são iguais, porém com metade da amplitude e sinal oposto à sua contribuição para a fase a . As contribuições da componente β nas fases b e c são iguais em magnitude, porém de sinais opostos e valor nulo para fase a . As componentes zero são iguais nas três fases. Portanto, a transformação invariante em amplitude $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ é definida como:

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha}(t) \\ s_{\beta}(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}} \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

onde, $\vec{s}_{abc}(t)$ é uma seqüência trifásica qualquer e $\vec{s}_{\alpha\beta 0}(t)$ é a seqüência correspondente, dada a transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$. A transformada inversa $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ é definida como:

$$\begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} s_{\alpha}(t) \\ s_{\beta}(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

¹ Edith Clarke (1883 – 1959) foi a primeira mulher engenheira eletricista e a primeira professora de engenharia elétrica da Universidade do Texas. Era especializada em análise de sistemas elétricos de potência e escreveu o livro *Circuit Analysis of A-C Power Systems* em 1943.

Caso o sistema não possua componentes homopolares², o termo da componente zero torna-se nulo $s_0(t) = 0$, o que resulta na matriz de transformação reduzida:

$$\begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\alpha\beta}} \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

onde, $\vec{s}_{\alpha\beta}(t)$ é a sequência reduzida, dada a transformação reduzida $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$. Dessa forma, a transformada inversa $\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}$ é definida como:

$$\begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

É comum o uso de representação do par (s_α, s_β) por um número complexo, denominado de vetor espacial, ou seja:

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = s_\alpha + j \cdot s_\beta. \quad (3.5)$$

Utilizando notação complexa, a transformação de coordenadas naturais abc para a vetorial em referencial complexo $\alpha\beta$ torna-se:

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left[s_a(t) + s_b(t) \cdot e^{+j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right]. \quad (3.6)$$

As contribuições individuais dos valores instantâneos das componentes de fase para a formação do vetor espacial em $\alpha\beta$ podem ser claramente observadas em (3.6). O vetor espacial é a soma dos valores instantâneos das três fases multiplicados respectivamente por vetores unitários no plano complexo: 1, $e^{+j\frac{2\pi}{3}}$ e $e^{-j\frac{2\pi}{3}}$, como mostrado na Fig. 30. O referencial natural possui uma defasagem de 120° entre os eixos, para representação das grandezas de fase no plano complexo, enquanto que, o referencial complexo possui a relação ortogonal $\alpha \perp \beta$ entre eixos.

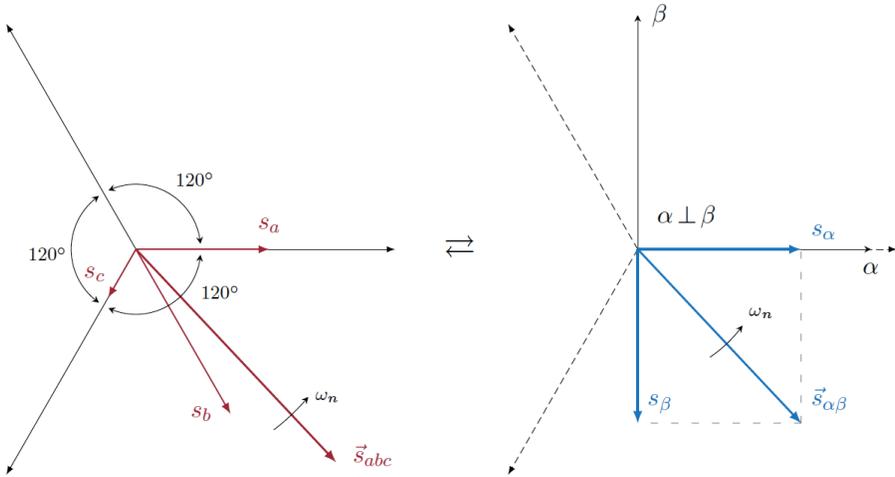
É importante distinguir o vetor espacial de uma grandeza trifásica com o fasor de uma grandeza senoidal. Um fasor é capaz de caracterizar um sinal senoidal puro, ou seja, com amplitude e frequência constantes. Para tanto, ele carrega as informações da amplitude e do ângulo de fase do sinal. Seja, por exemplo, um sinal senoidal genérico:

$$s(t) = S \cdot \cos(\omega t + \varphi), \quad (3.7)$$

onde, S determina a amplitude, ω indica a frequência e φ define a defasagem angular inicial do sinal.

² As componentes homopolares são aquelas que circulam pelo condutor de neutro.

Figura 30 – Representação dos vetores espaciais de uma sequência trifásica $\vec{s}_{abc}(t)$ e de sua sequência correspondente $\vec{s}_{\alpha\beta}(t)$ após a transformação $T_{\alpha\beta}$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O fasor $\tilde{s} = S \cdot e^{j\varphi}$ é um número complexo cujo módulo e ângulo correspondem à amplitude e o valor inicial do ângulo de fase do sinal senoidal apresentado. Conhecendo a frequência do sinal, o fasor define univocamente o sinal senoidal e vice-versa. Sendo assim, se um sinal trifásico possuir grandezas de fase puramente senoidais de frequência conhecida, um fasor pode ser utilizado para representar a grandeza de cada fase. Desta forma, um sinal distorcido não pode ser representado por um fasor. Por outro lado, como mostrado na seção anterior, o vetor espacial representa os valores instantâneos de um sinal trifásico, equilibrado ou não, com grandezas de fase senoidais ou distorcidas.

3.2 TEOREMA DE FORTESCUE

O Teorema de Fortescue³ mostra que um sistema de n fasores pode ser representado por n diferentes grupos simétricos ou sistemas, em que um deles consiste em n fasores iguais e, os outros $(n - 1)$ sistemas restantes, consistem em n fasores equilibrados e igualmente espaçados. Portanto, Fortescue introduziu o conceito de sequência zero, para tensões e correntes, e estabeleceu um método geral de solução para sistemas polifásicos desbalanceados. Sendo assim, é possível produzir uma composição de componentes simétricas para um sistema polifásico qualquer através de uma transformação linear complexa (FORTESCUE, 1918). A decomposição dos fasores representa uma única frequência, portanto em um sistema com n frequências requer n decomposições fasoriais.

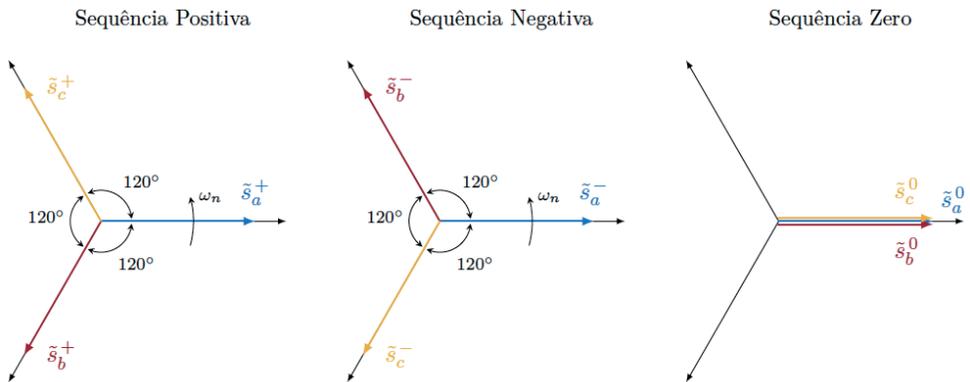
³ Charles LeGeyt Fortescue (1876 – 1936) foi um engenheiro eletricista, nascido em York Factory, próximo a baía Hudson, Canadá. Trabalhou na Westinghouse Corporation e publicou diversos artigos científicos, entre eles o mais conhecido, sobre as componentes simétricas em 1918.

Para um sistema trifásico tem-se três componentes simétricas. A sequência positiva indica a sequência original do sistema, a sequência negativa indica uma sequência inversa e a sequência zero possui componentes de mesma fase e amplitude. Neste teorema, o sentido de rotação dos fasores é sempre anti-horário, independentemente se a sequência é positiva ou negativa. A matriz de transformação \mathbf{A} que leva o sistema de coordenadas naturais para um sistema de componentes simétricas, utiliza o operador de deslocamento no tempo $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, que produz uma rotação de 120° nos fasores de saída.

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{abc}^+ \\ \tilde{s}_{abc}^- \\ \tilde{s}_{abc}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{s}_a \\ \tilde{s}_b \\ \tilde{s}_c \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Os fasores⁴ definidos por Fortescue em (3.8) representam as componentes da fase a de três sistemas equilibrados: um de sequência positiva, um de sequência negativa e um de sequência zero, como mostrado na Fig. 31.

Figura 31 – Representação fasorial das sequências positiva, negativa e zero.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Finalmente, o fasor de cada fase do sistema trifásico original $\{\tilde{s}_a, \tilde{s}_b, \tilde{s}_c\}$ pode ser obtido pela soma dos fasores de Fortescue das respectivas fases, ou ainda, reescrever em função das componentes da fase a : \tilde{s}_a^+ , \tilde{s}_a^- e \tilde{s}_a^0 , com o auxílio da matriz de transformação inversa \mathbf{A}^{-1} ,

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_a \\ \tilde{s}_b \\ \tilde{s}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_a^+ + \tilde{s}_a^- + \tilde{s}_a^0 \\ \tilde{s}_b^+ + \tilde{s}_b^- + \tilde{s}_b^0 \\ \tilde{s}_c^+ + \tilde{s}_c^- + \tilde{s}_c^0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{s}_a^+ \\ \tilde{s}_a^- \\ \tilde{s}_a^0 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

⁴ Na representação do teorema de Fortescue por vetores espaciais, o vetor espacial resultante da sequência positiva gira no sentido anti-horário, enquanto que, na sequência negativa o vetor espacial resultante gira no sentido horário (ver Apêndice B).

3.3 REPRESENTAÇÃO DE SINAIS TRIFÁSICOS

Os sinais trifásicos periódicos desbalanceados e distorcidos, em coordenadas naturais abc , podem ser descritos como um somatório de cossenos de componentes harmônicas e componentes homopolares, representado pelo conjunto $s_{abc} = \{s_a, s_b, s_c\}$:

$$s_{abc} = \begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} [S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} [S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} [S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \end{cases} \quad (3.10)$$

A h -ésima componente harmônica do sinal de cada fase pode ser escrita na forma:

$$s_i^{(h)} = S_i^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_i^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}), \quad \text{para } i = \{a, b, c\}. \quad (3.11)$$

Reescrevendo (3.11) utilizando a relação de Euler⁵ na representação de sinais complexos, sendo válida a igualdade $\cos(\theta) = (e^{+j\theta} + e^{-j\theta})/2$, resulta em:

$$s_i^{(h)} = S_i^{(h)} \cdot \frac{e^{+j(h\omega t + \varphi_i^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_i^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cdot \frac{e^{+j(h\omega t + \varphi_0^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_0^{(h)})}}{2}. \quad (3.12)$$

Estes sinais no tempo podem ser representados por um vetor espacial em referencial estacionário no plano ortogonal $\alpha\beta$:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} \left(s_a^{(h)} + s_b^{(h)} e^{+j\frac{2\pi}{3}} + s_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right). \quad (3.13)$$

As componentes homopolares possuem termos iguais em amplitude e fase, portanto são evidenciados resultando na seguinte relação:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{1}{3} \left[S_a^{(h)} \left(e^{+j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} \right) \right] \quad (3.14)$$

$$+ S_b^{(h)} \left(e^{+j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} \right) e^{+j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.15)$$

$$+ S_c^{(h)} \left(e^{+j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} \right) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.16)$$

$$+ S_0^{(h)} \left(e^{+j(h\omega t + \varphi_0^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_0^{(h)})} \right) \underbrace{\left(1 + e^{+j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right)}_{=0} \quad (3.17)$$

Aplicando a propriedade distributiva e agrupando os termos em função de $e^{+j(h\omega t)}$ e $e^{-j(h\omega t)}$, ou seja, os termos em seqüências, tem-se:

⁵ Leonhard Paul Euler (1707 – 1783) foi um matemático, físico, astrônomo e engenheiro suíço que fez importantes descobertas em várias áreas da matemática. É reconhecido pela identidade de Euler, pelo número de Euler, mas principalmente, pela fórmula de Euler que estabelece uma relação entre a função exponencial complexa e as funções trigonométricas.

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{+j(h\omega t)} \overbrace{\left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]}^{seq. positiva} + e^{-j(h\omega t)} \underbrace{\left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*}_{seq. negativa}. \quad (3.18)$$

Os termos $\tilde{S}_i^{(h)}$ são fasores, ou seja, contêm as informações de amplitude e ângulo das componentes senoidais de cada fase.

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}}, \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (3.19)$$

Substituindo os termos em (3.18) pelos termos de Fortescue de sequência positiva e negativa de (3.13) e a definição de (3.19), tem-se:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)*} = \underbrace{\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}}_{seq. positiva} \cdot e^{+jh\omega t} + \underbrace{\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*}}_{seq. negativa} \cdot e^{-jh\omega t}. \quad (3.20)$$

Portanto, o vetor $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)}$ pode ser representado pelo somatório de todas as parcelas de sequência positiva e negativa no plano $\alpha\beta$ de todas as componentes harmônicas.

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \sum_{h=1}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \quad (3.21)$$

$$= \sum_{h=0}^{\infty} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{+jh\omega t} \right] + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t} \right]. \quad (3.22)$$

No tempo discreto, o vetor de (3.22) assume a forma dada por:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{+jh\frac{2\pi}{N}k} \right] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\frac{2\pi}{N}k} \right]. \quad (3.23)$$

Sem perda de generalidade, um sinal qualquer pode ser representado pelo vetor espacial relativo à frequência h_s por:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{j(h_s)\omega t}. \quad (3.24)$$

onde,

$$h_s = \begin{cases} +h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva;} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa.} \end{cases} \quad (3.25)$$

Portanto, um conjunto de sinais trifásicos, em coordenadas naturais abc , pode ser representado no plano ortogonal $\alpha\beta$ pela soma de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa.

3.4 ANÁLISE HARMÔNICA

A análise harmônica é uma área da matemática que busca representar os sinais como a superposição de ondas básicas, a partir do estudo das séries e transformadas de Fourier, sendo conhecida também como análise de Fourier. A série de Fourier mostra que um sinal periódico $f(t)$, com período T_0 e frequência fundamental ω_0 , pode ser representado por uma série de somas senoidais ou exponenciais de várias frequências (LATHI, 2009). A forma trigonométrica compacta da série de Fourier é mostrada em (3.26):

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos(n\omega_0 t + \theta_n), \quad (3.26)$$

onde os coeficientes C_0 , C_n , θ_n são calculados de acordo com (3.27) e (3.28):

$$C_0 = a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) dt \quad ; \quad C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad ; \quad \theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{-b_n}{a_n} \right) \quad ; \quad (3.27)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad ; \quad b_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt. \quad (3.28)$$

A representação da série de Fourier na forma exponencial, em (3.29), mostra que os coeficientes D_n são determinados em função da frequência ω . No entanto, D_n é um número complexo composto por partes reais e imaginárias, ou representado na forma polar, composto pela amplitude e pelo ângulo de D_n . Uma característica esperada é de que D_n e D_{-n} sejam valores complexo conjugados, e portanto $|D_n| = |D_{-n}|$ e $\angle D_n = -\angle D_{-n}$.

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n \cdot e^{jn\omega_0 t} \quad \text{para} \quad D_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad (3.29)$$

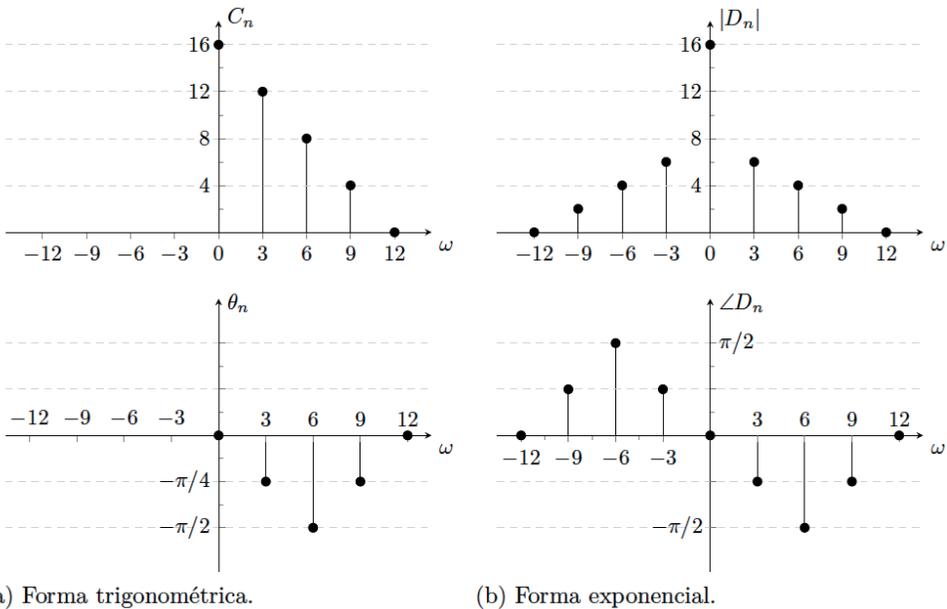
onde $\omega_0 = 2\pi f_0$ é chamada de frequência fundamental.

De acordo com Lathi (2009) a representação espectral dos sinais na forma polar $|D_n|e^{j\angle D_n}$, onde $|D_n|$ são as amplitudes e $\angle D_n$ são os ângulos das componentes exponenciais, existe para valores positivos e negativos de frequência. A observação do espectro em frequências negativas é incomum, porque a frequência é definida como uma quantidade positiva. Portanto, a existência do espectro em $\omega = -n\omega_0$ é uma indicação de que a componente exponencial $e^{-jn\omega_0 t}$ existe na série de Fourier e também de que um sinal

senoidal de frequência $n\omega_0$ pode ser expresso em função de um par de exponenciais de argumentos de sinais opostos representados por $e^{jn\omega_0 t}$ e $e^{-jn\omega_0 t}$.

Na Fig. 32 são mostrados os espectros para ambas as formas de apresentação da série de Fourier. Na forma trigonométrica as componentes espectrais existem para frequências positivas e na forma exponencial as componentes espectrais existem tanto para as frequências positivas quanto para as frequências negativas. A componente cc permanece a mesma em qualquer representação $D_0 = C_0$. Como o espectro da amplitude é uma função par em torno de ω e $|D_n| = |D_{-n}| = C_n/2$, o espectro de D_n , para n positivo, é a metade da amplitude do espectro de C_n e a parte negativa do espectro de $|D_n|$ é uma reflexão das frequências positivas em torno do eixo vertical. O ângulo é $\angle D_n = \theta_n$ para n positivo e $\angle D_n = -\theta_n$ para n negativo. Pode-se verificar então que ambos os espectros harmônicos representam o mesmo sinal periódico (LATHI, 2009).

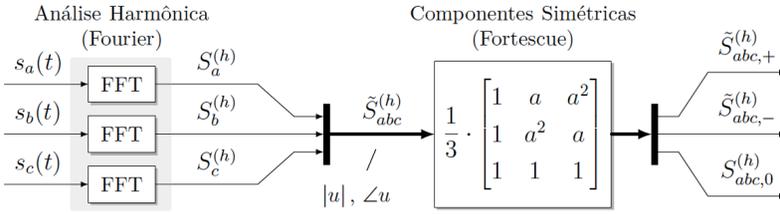
Figura 32 – Observação do espectro harmônico a partir da análise de Fourier.



Fonte: Adaptado de Lathi (2009)

Na Fig. 33 é mostrado o diagrama de blocos para obtenção das componentes harmônicas de sequência para um sistema trifásico. Primeiro, os sinais são processados separadamente pela análise harmônica de Fourier, para se obter a componente fundamental ou as componentes harmônicas. Em seguida, as componentes de sequência positiva, negativa e zero são obtidas com a aplicação da matriz de transformação de Fortescue no conjunto de sinais trifásicos de h frequências. Isso significa que um sinal deve ser processado h vezes, sendo h a quantidade relativa ao número de harmônicas de sequência desejadas.

Figura 33 – Diagrama de blocos para obtenção do espectro harmônico.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

3.5 A OPERAÇÃO DIRETA GDSC

A operação de cancelamento por sinal atrasado generalizado (*Generalized Delayed Signal Cancellation – GDSC*), proposta por Neves et al. (2010) e Souza (2012), consiste em utilizar vetores atrasados para o cancelamento de um conjunto de componentes harmônicas da família $nk + m$ onde, $k \in \mathbb{Z}$, $\{n, m\} \in \mathbb{N}$ para $n > m \geq 0$. Portanto, o objetivo desta operação é a eliminação de componentes harmônicas da mesma forma que um filtro passa baixas atenua as componentes harmônicas abaixo da frequência de corte. Entretanto, a operação GDSC é um filtro seletivo em frequência e em sequência de fase, ou seja, o processo de filtragem e atenuação ocorre de maneira diferente em cada componente harmônica. A operação *f-gdsc* é definida pela combinação matemática do vetor original $\vec{s}_{\alpha\beta}$ e do vetor atrasado $\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}$:

$$\vec{f}_{gdsc} = \vec{a} \left(\vec{s}_{\alpha\beta} + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d} \right), \quad (3.30)$$

onde, o operador complexo \vec{a} , o ângulo de deslocamento θ_r e o ângulo de atraso θ_d têm valores constantes, portanto, a partir de (3.30), obtém-se a definição para h_s harmônicas:

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} = \vec{a} \left(\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} + e^{j\theta_r} e^{-jh_s\theta_d} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \right). \quad (3.31)$$

A característica de entrada em função da saída, chamada de função de transferência, de pode ser obtida reescrevendo (3.31), logo:

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} = \underbrace{\vec{a} \left(1 + e^{j(\theta_r - h_s\theta_d)} \right)}_{\vec{G}_{gdsc}^{(h_s)}} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}. \quad (3.32)$$

Portanto, aplicando (3.32) na definição apresentada em (3.21) tem-se a operação para todo o conjunto de componentes harmônicas e de sequência:

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} \left[\vec{a} \left(1 + e^{j(\theta_r - h\theta_d)} \right) \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} \right] + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\vec{a} \left(1 + e^{j(\theta_r + h\theta_d)} \right) \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \right]. \quad (3.33)$$

A eliminação das componentes harmônicas ocorre quando o ganho da operação é nulo em determinada frequência. Portanto, para que a condição do ganho $G_{gdsc}^{(h_s)} = 0$ seja verdadeira, a igualdade abaixo deve ser satisfeita:

$$\vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)}] = 0 \quad \therefore \quad -1 = e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)} \quad (3.34)$$

A igualdade (3.34) é uma função polivalente, ou seja, possui múltiplas soluções com periodicidade 2π , portanto a solução possui a forma:

$$\theta_r - h_s \theta_d = \underbrace{\pm(\pi + 2\pi k)}_{\text{periodicidade}}, \quad \forall k \in \mathbb{N} \quad (3.35)$$

Isolando o termo relativo à frequência h_s :

$$h_s = \left(\frac{\pm 2\pi}{\theta_d} \right) \cdot k + \left(\frac{\theta_r \pm \pi}{\theta_d} \right) \quad \therefore \quad h_s = n \cdot k + m. \quad (3.36)$$

Os termos dos conjuntos $\{\theta_r, \theta_d\}$ e $\{n, m\}$ podem ser obtidos utilizando a solução principal de (3.35) e (3.36). Para definir θ_r e m pode-se assumir $k = 0$:

$$\begin{cases} \theta_d = \frac{2\pi}{n} \\ \theta_r = 2\pi \frac{m}{n} + \pi \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} n = \frac{2\pi}{\theta_d} \\ m = \frac{\theta_r + \pi}{\theta_d} \end{cases} \quad (3.37)$$

O operador complexo \vec{a} é calculado para que a amplitude da componente harmônica específica h_s seja unitária:

$$\vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)}] = 1 \quad \therefore \quad \vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)}} \quad (3.38)$$

Por exemplo, para a componente de frequência fundamental de sequência positiva $h_s = +1$ o ganho obtido em (3.38) torna-se:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j[\theta_r - (+1)\theta_d]}} \quad (3.39)$$

3.5.1 Representação no domínio discreto

Para utilização da operação GDSC em dispositivos digitais, como microcontroladores, é necessário a representação no domínio discreto, portanto a operação pode ser escrita a partir da representação contínua (3.32), onde $h_s = \omega/\omega_1$:

$$\vec{G}_{gdsc}(j\omega) = \vec{a} [1 + e^{j\theta_r} e^{-j\frac{\omega}{\omega_1}\theta_d}] \quad (3.40)$$

A técnica do mapeamento de polos e zeros (*pole-zero mapping*) é utilizada para converter a função de transferência contínua (3.40) para uma função de transferência

discreta. Nesse método todos os polos e zeros são mapeados como $e^{-(\tau_r)s} = z^{-(\tau_r/T_s)}$, para um intervalo de amostragem de $T_s = 1/f_s$, resultando na função abaixo:

$$\vec{G}_{gdsc}(z) = \vec{a} \left(1 + e^{j\theta_r} z^{-k_d} \right), \quad (3.41)$$

onde k_d representa o número de amostras, que corresponde a um ângulo θ_d radianos atrasado no tempo em relação a frequência fundamental, ou seja:

$$k_d = \text{round} \left(\frac{N}{2\pi} \cdot \theta_d \right), \quad \text{para } N = \frac{f_s}{f_1}, \quad (3.42)$$

em que N é a quantidade de pontos amostrados durante um período da fundamental e a função *round* é o truncamento para o valor inteiro mais próximo.

3.5.2 Implementação discreta da operação

A implementação discreta de (3.41) tem a forma vetorial abaixo:

$$\vec{f}_{gdsc}(k) = \vec{a} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}(k) + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)] \right\}. \quad (3.43)$$

onde T_s é o período de amostragem, k é o instante atual e $(k - k_d)$ é o instante atrasado de k_d amostras.

A implementação da operação GDSC utiliza os vetores atuais $\vec{s}_{\alpha\beta}(k)$ e vetores defasados $\vec{s}_{\alpha\beta}(k - k_d)$ ambos multiplicados pelos seus respectivos ganhos. Diante disso, a representação escalar na forma matricial é mostrada a seguir:

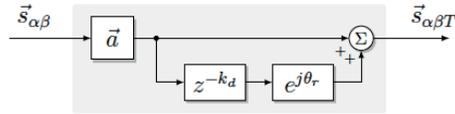
$$\begin{bmatrix} s_{\alpha T}(k) \\ s_{\beta T}(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{12}} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(k) \\ s_{\beta}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{12}} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(k - k_d) \\ s_{\beta}(k - k_d) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$a_1 = \Re(\vec{a}) \quad , \quad b_1 = \Re(\vec{a} \cdot e^{j\theta_r}) \quad , \quad a_2 = \Im(\vec{a}) \quad , \quad b_2 = \Im(\vec{a} \cdot e^{j\theta_r}), \quad (3.45)$$

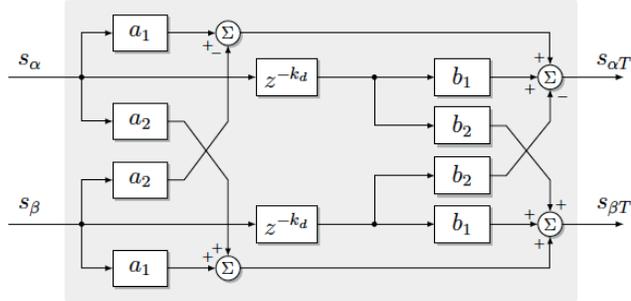
onde, os termos $\{a_1, b_1\}$ são partes reais (R) e $\{a_2, b_2\}$ são as partes imaginárias (I) dos respectivos ganhos da operação.

O diagrama de blocos da operação GDSC na notação vetorial é mostrado na Fig. 34 (a) e na notação escalar é mostrado na Fig. 34 (b). É possível observar que ambas as componentes resultantes $\{s_{\alpha T}, s_{\beta T}\}$ dependem das componentes de s_{α} e s_{β} .

Figura 34 - Estrutura em diagrama de blocos da operação GDSC.



(a) Notação vetorial.



(b) Notação escalar.

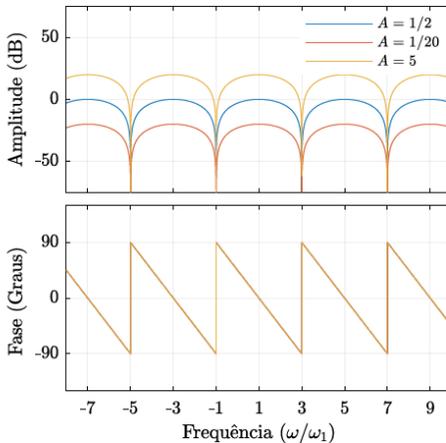
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

3.5.3 Análise dos parâmetros da operação GDSC

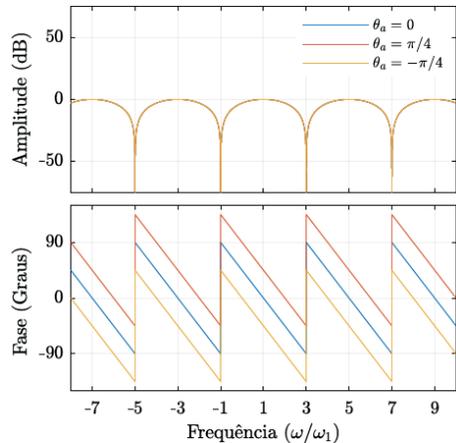
A operação GDSC possui parâmetros que são alterados de forma a atender os requisitos de projeto, como o operador complexo \vec{a} , θ_r e θ_d através dos índices m e n . Diante disto, o operador complexo \vec{a} pode ser representado em função de $Ae^{j\theta_a}$, onde A representa sua magnitude e θ_a representa sua fase. A Fig. 35 (a) mostra a variação da amplitude enquanto que a Fig. 35 (b) mostra a variação de fase, para a família $4k + 3$.

Os parâmetros m e n que definem as famílias de componentes harmônicas $nk + m$ alteram os ângulos de deslocamento θ_r e θ_d . Na Fig. 35 (c) é mostrada a variação de m enquanto que na Fig. 35 (d) é mostrada a variação de n . Os valores de amplitude e fase de \vec{a} foram mantidos constantes para as variações dos ângulos de deslocamento.

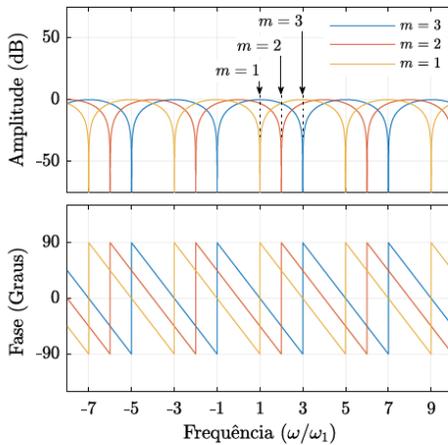
Figura 35 – Gráficos para variação dos parâmetros da operação GDSC para $4k + 3$.



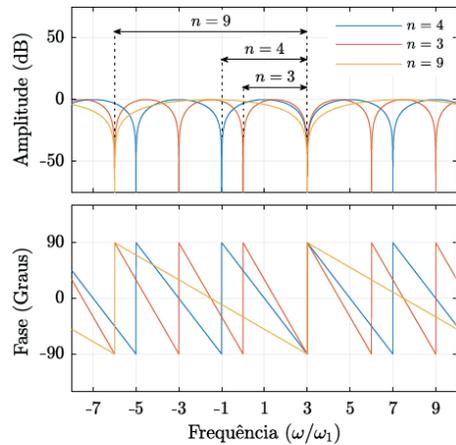
(a) Variação da magnitude de $Ae^{j\theta_a}$.



(b) Variação da fase de $Ae^{j\theta_a}$.



(c) Variação de m para $n = 4$.



(d) Variação de n para $m = 3$.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

3.5.4 Aplicação da operação GDSC para detecção do vetor FFPS

Para exemplificar a implementação do GDSC é utilizada uma aplicação em que se deseja detectar o vetor de frequência fundamental de sequência positiva (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence* – FFPS), ou seja $h_s = +1$. São utilizadas cinco operações em cascata, onde cada operação tem a função de eliminar uma família de componentes harmônicas, que colocadas em cascata permitem a extração do sinal de frequência fundamental (SOUZA, 2012).

Tabela 2 – Parâmetros das operações A-E para detecção do vetor FFPS.

Operação	\vec{a}	θ_r	k_d	$nk + m$
A	0,5	180°	$N/2$	$2k + 2$
B	0,5	90°	$N/4$	$4k + 3$
C	0,5	45°	$N/8$	$8k + 5$
D	0,5	22,5°	$N/16$	$16k + 9$
E	0,5	11,25°	$N/32$	$32k + 17$

Fonte: Adaptado de Souza (2012).

A operação é vista como um filtro para as componentes harmônicas, portanto as características de atenuação e defasagem são parâmetros essenciais no projeto e na avaliação da operação proposta. O valor da operação final é dado pelo produto dos ganhos e pelo somatório das fases de cada umas das etapas, onde $i = \{A, B, \dots, k\}$.

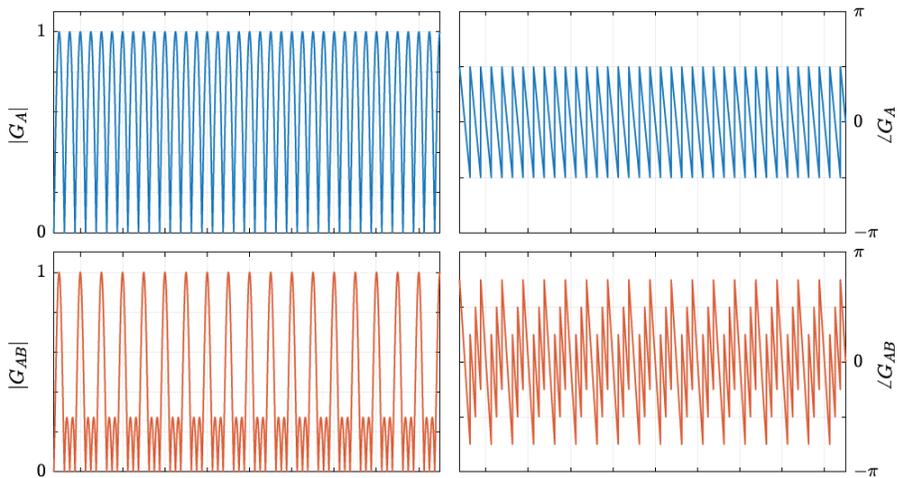
$$G_{i,k} = \prod_{i=A}^k G_i \Rightarrow \begin{cases} |G_{i,k}| = \prod_{i=A}^k |G_i| \\ \angle G_{i,k} = \sum_{i=A}^k \angle G_i \end{cases} \quad (3.46)$$

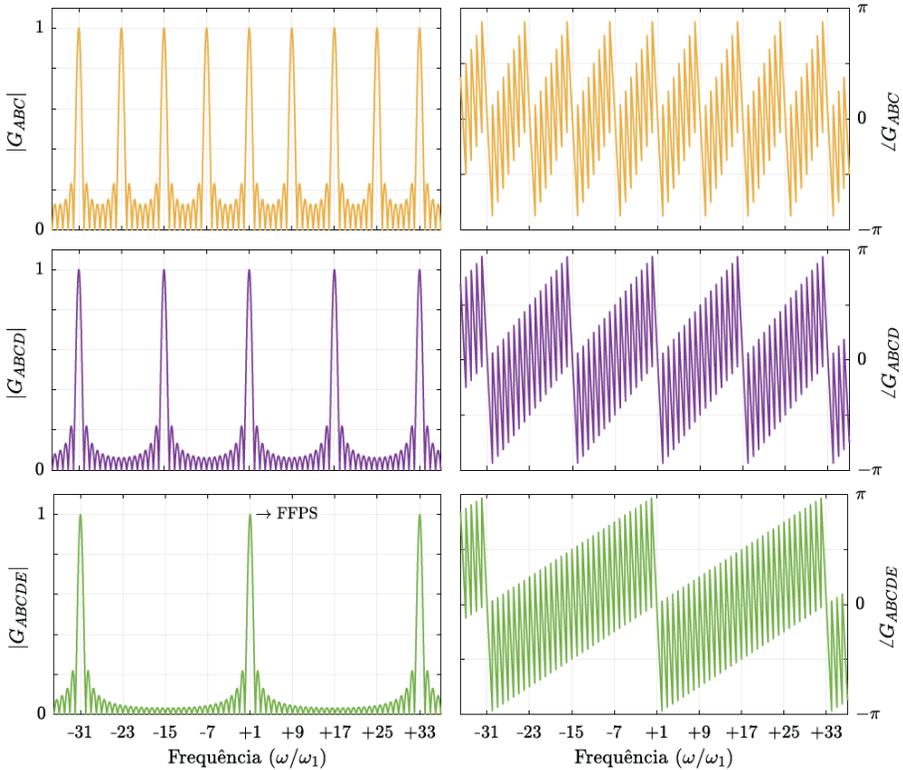
Aplicando os parâmetros, previamente definidos na Tabela 2, em (3.32) e em (3.46) pode-se obter as funções de magnitude e de fase para as operações $\{A, B, C, D, E\}$:

$$G_{A,E} = \prod_{i=A}^E G_i \Rightarrow \begin{cases} |G_{A,E}| = |G_A| \cdot |G_B| \cdot |G_C| \cdot |G_D| \cdot |G_E| \\ \angle G_{A,E} = \angle G_A + \angle G_B + \angle G_C + \angle G_D + \angle G_E \end{cases} \quad (3.47)$$

Na Figura 36 é apresentada a evolução de cada etapa da operação. À medida que os efeitos se acumulam, mais componentes harmônicas são atenuadas. O eixo de frequências positivas e negativas representam as componentes de sequência positiva e negativa, respectivamente. A amplitude do vetor FFPS, ou seja, $h_s = +1$ de cada etapa permanece unitária, como projetado anteriormente. Ao final de todas as etapas, as componentes harmônicas de ordem relevante são eliminadas, restando somente componentes de alta ordem ($\dots, -31, +33, \dots$).

Figura 36 – Diagrama de magnitude e fase para cada uma das etapas A-E da operação GDSC proposta para detecção do vetor FFPS.





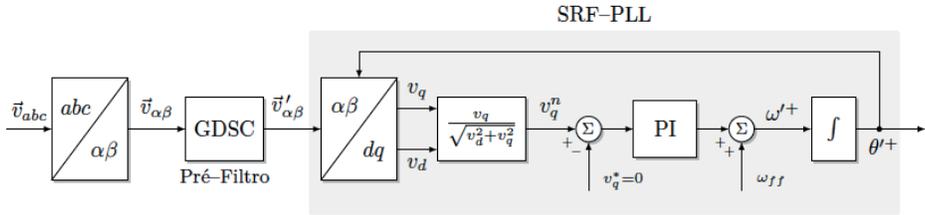
Fonte: Adaptado de Souza (2012).

3.5.5 Aplicação da GDSC como pré-filtro de um circuito de sincronismo

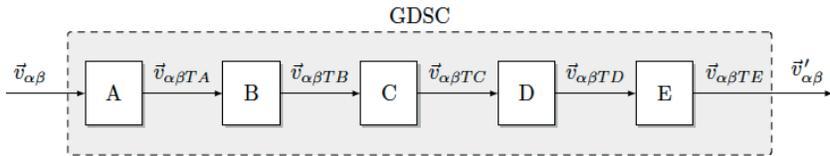
Para demonstrar uma aplicação prática, a operação projetada na seção anterior é aplicada como um pré-filtro de um circuito de sincronismo de detecção de fase (*Phase Locked Loop* – PLL) que tem sido amplamente utilizado na detecção de sinais senoidais (NEVES et al., 2010; SOUZA, 2012). Na Fig. 37 é mostrado o diagrama de blocos do PLL de referência síncrona (SRF), usualmente encontrado em sistemas trifásicos, com a operação GDSC atuando como um pré-filtro para detecção do vetor FFPS.

Seu funcionamento é baseado na transformação dos sinais de tensão medidos da rede \vec{v}_{abc} e transladados para o referencial síncrono \vec{v}_{dq} com a sequência positiva na frequência fundamental (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Em seguida, as componentes são normalizadas e a componente em quadratura v_q^n é utilizada por um controlador para ajustar o ângulo da transformação até torna-lá nula. Assim, quando v_q for zero, a projeção do vetor de tensão sobre o eixo d coincide com seu módulo e a posição angular estimada (θ^{*e}), na saída do SRF-PLL, também coincide com o ângulo de fase do vetor de tensão FFPS. Na saída do controlador é inserida uma compensação *feedforward* (ω_{ff}^+), junto à velocidade angular estimada (ω^{*+}), como condição inicial que melhora a resposta inicial do PLL. A estrutura resultante é chamada de GDSC-SRF-PLL.

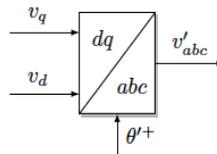
Figura 37 – Diagrama de blocos da estrutura do GDSC-SRF-PLL



(a) Aplicação da GDSC como pré-filtro para o circuito de sincronismo.



(b) Operações do bloco da GDSC.



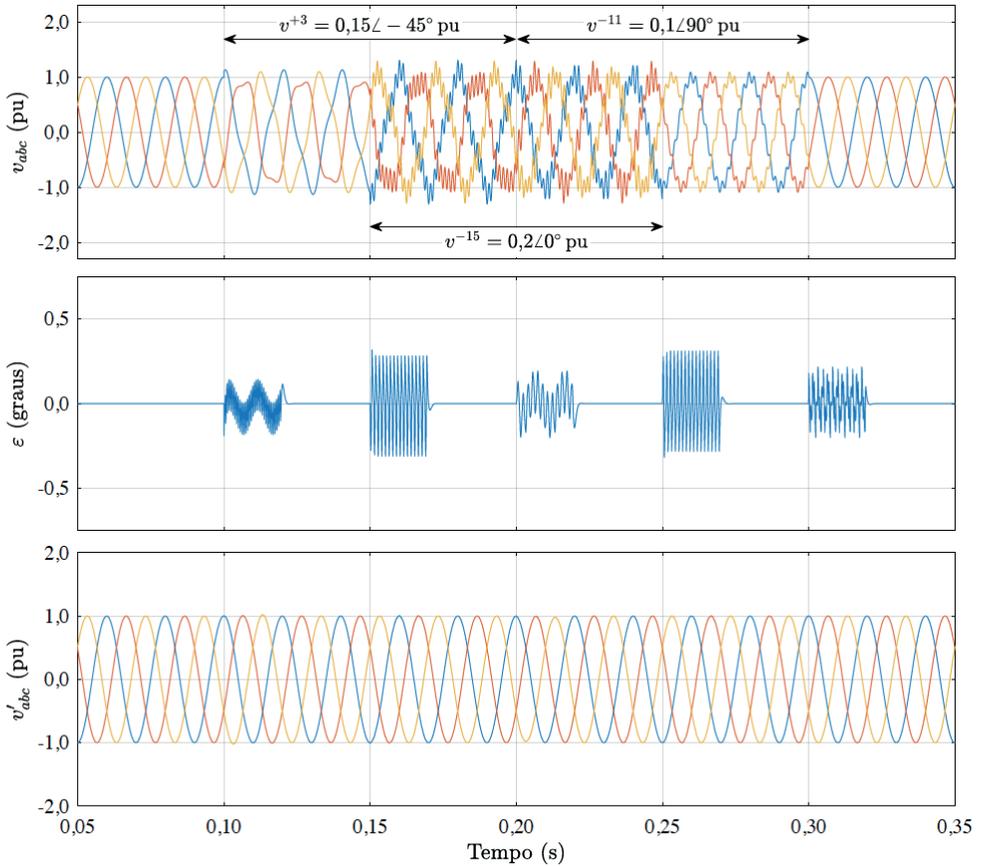
(c) Etapa de reconstrução do sinal de saída.

Fonte: Adaptado de Neves et al. (2010) e de Souza (2012).

3.5.6 Resultados de simulação do GDSC-SRF-PLL

Para verificar a resposta do GDSC-SRF-PLL são utilizadas as condições de teste baseadas em Souza (2012). Inicialmente, são inseridas distorções harmônicas de frequência $v^{-3} = 0,15\angle -45^\circ$ pu entre 0,1 s e 0,2 s, em seguida o sistema é submetido a distorções de frequência $v^{-15} = 0,2\angle 0^\circ$ pu entre 0,15 s e 0,25 s, finalmente o sistema é submetido a distorção de frequência $v^{-11} = 0,1\angle 90^\circ$ pu entre 0,20 s e 0,30 s. A tensão de frequência fundamental possui valor unitário e fase nula ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ pu). A frequência fundamental da rede é 50 Hz e a frequência de amostragem é de 16 kHz, o que resulta em $N = 320$ amostras. A Fig. 38 mostra os sinais de entrada v_{abc} , o sinal de erro de estimação da posição angular $\varepsilon = \omega t - \theta'$ e os sinais de saída v'_{abc} para a condição de teste. É possível observar que a tensão de saída reconstruída, após o PLL, está livre de componentes harmônicas em decorrência das operações do GDSC que filtram as componentes na etapa de entrada do circuito de sincronismo, inclusive quando os sinais de perturbação estão sobrepostos.

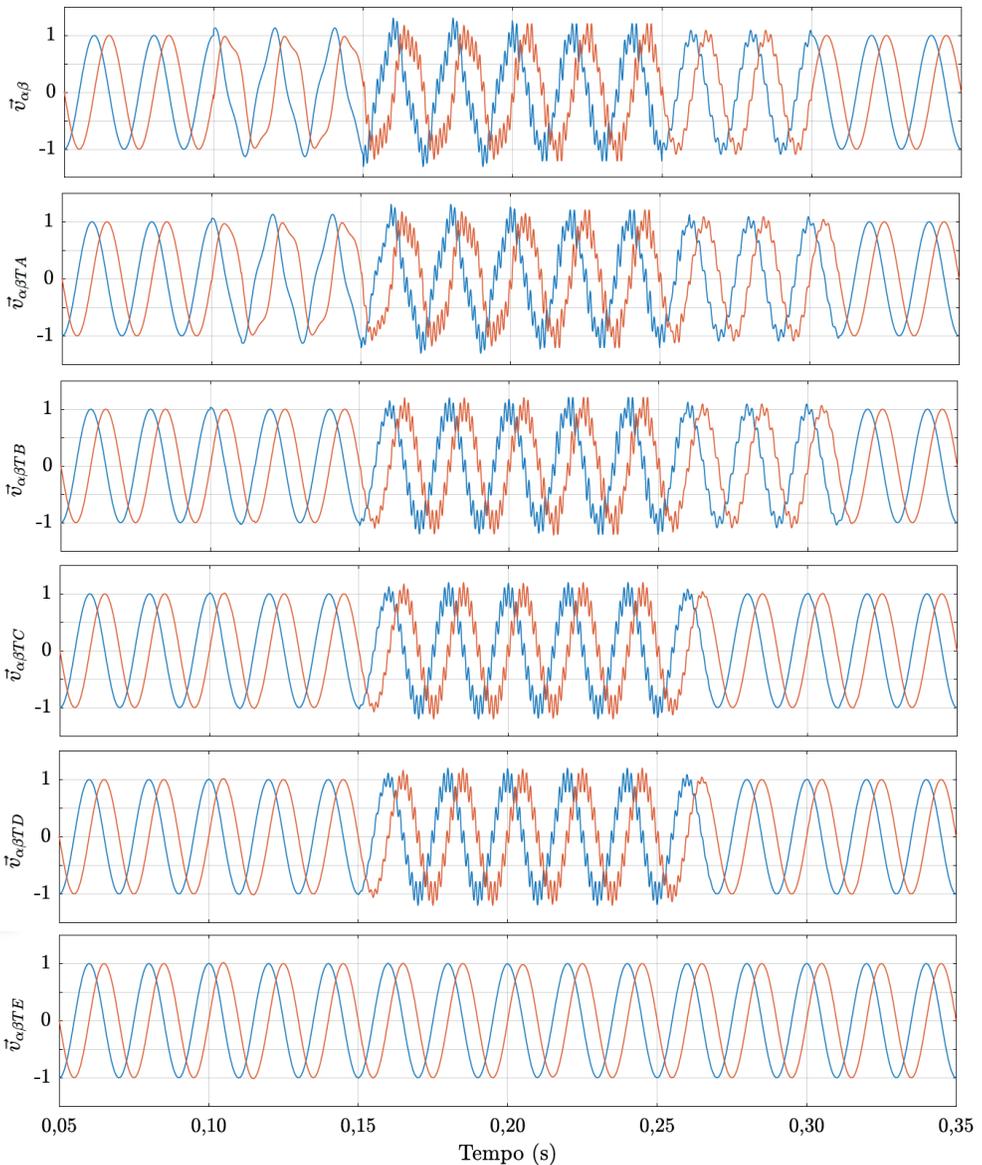
Figura 38 – Resposta do GDSC-RF-PLL com sinais de distorção harmônica.



Fonte: Adaptado de Souza (2012).

A Fig. 39 apresenta os sinais da transformada $\vec{v}_{\alpha\beta}$ e os sinais $\vec{v}_{\alpha\beta TA}$, $\vec{v}_{\alpha\beta TB}$, $\vec{v}_{\alpha\beta TC}$, $\vec{v}_{\alpha\beta TD}$ e $\vec{v}_{\alpha\beta TE}$ para cada etapa da operação GDSC de A até E. Em cada um dos casos fica evidente que a eliminação da componente harmônica ocorre em blocos distintos. No caso da 3ª harmônica de sequência positiva, a eliminação acontece no bloco B, na situação onde existe 17ª harmônica de sequência negativa a eliminação ocorre no bloco E e na 11ª harmônica de sequência negativa a eliminação ocorre no bloco C, e ainda caso houvessem outras componentes outros blocos seriam responsáveis pela eliminação.

Figura 39 – Etapas das operações GDSC com sinais de distorção harmônica.



Fonte: Adaptado de Souza (2012).

3.6 CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos e fundamentais necessários para o entendimento matemático e conceitual da formulação da operação direta GDSC. A transformação de coordenadas é o primeiro tema abordado, uma vez que a operação utiliza como base as coordenadas $\alpha\beta$ provenientes do sistema trifásico. Em seguida, o teorema de Fortescue é introduzido, permitindo o entendimento sobre a componentes de sequência

positiva e negativa, que fornece ferramentas práticas para análise do comportamento do sistema elétrico e, conseqüentemente, da formulação da operação direta, com base para a operação inversa. A representação dos sinais trifásicos e da análise harmônica é apresentada seguindo os mesmos conceitos fundamentais anteriores e introduz a representação da frequência negativa em sua formulação de forma à complementar a frequência positiva.

A operação direta GDSC é apresentada, baseada em sua proposta original, para manter a formulação matemática com a mesma linha de raciocínio até chegar à operação inversa. A representação no domínio discreto e a implementação em sua forma discreta é apresentada matematicamente e em diagrama de blocos, o que permite a visualização dos elementos de atraso e de realimentação da estrutura. Em seguida, a análise dos parâmetros que envolvem a operação são apresentados em forma de gráficos de amplitude e fase. Uma aplicação prática, baseada na sua utilização original, é reproduzida para demonstrar sua aplicabilidade como um pré-filtro de um circuito de sincronismo, visto que as componentes harmônicas são perturbações que afetam o desempenho e velocidade de rastreamento desses sistemas. Desse modo, são projetadas cinco operações em cascata para eliminar a maior parte das componentes harmônicas, com um tempo de convergência que é uma fração do período da componente fundamental, mostrando-se superior no tempo de convergência e eliminação de componentes harmônicas de sinais trifásicos.

Os conceitos apresentados permitem entender a operação direta e suas implicações nas características de filtragem de componentes harmônicas. Diante dos argumentos expostos é possível concluir que tem-se liberdade de escolha das famílias de componentes que são anuladas pela operação GDSC. Com base nas definições e conteúdos até agora apresentados, é possível estabelecer a operação inversa para se obter ganho infinito em uma família específica de componentes harmônicas e, com isto, obter um controlador que garante erro nulo em tal família de componentes harmônicas.

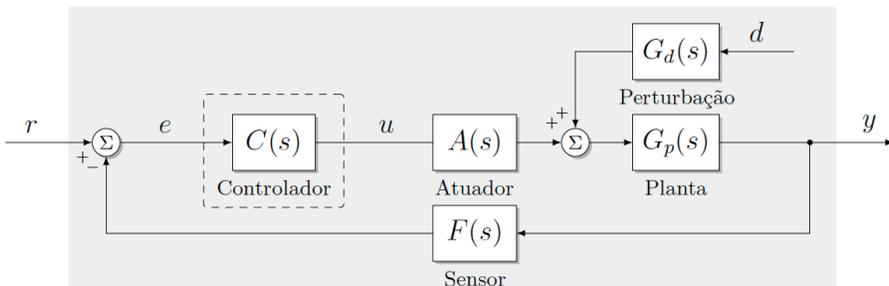
CONTROLADOR COMPLEXO-VETORIAL

Neste capítulo o controlador complexo-vetorial é proposto com base no desenvolvimento dos conceitos fundamentais da inversa da função de transferência da operação GDSC. A formulação contínua e a formulação discreta do controlador são apresentadas, assim como uma análise para a variação dos parâmetros de projeto e um comparativo entre uma estrutura complexa e uma estrutura real. É apresentada a utilização de um filtro de realimentação digital de fase linear e, em decorrência da utilização deste filtro, uma compensação do atraso é proposta dentro da própria estrutura repetitiva para manter a resposta de controle adequada. São apresentadas as condições de estabilidade para o controlador proposto utilizando o teorema de pequenos ganhos. Também são apresentados alguns dos efeitos da implementação discreta dos controladores em dispositivos digitais, como os efeitos do atraso do modulador digital e do atraso computacional, assim como uma técnica clássica e uma técnica moderna para compensação dos atrasos existentes. Finalmente, são apresentadas as variações topológicas do controlador proposto e sua formulação equivalente real compatível para sistemas monofásicos ou independentes.

4.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DA OPERAÇÃO INVERSA

O diagrama de blocos que representa um sistema linear invariante no tempo (*Linear Time-Invariant – LTI*) com uma entrada e uma saída (*Single-Input Single-Output – SISO*) é mostrado na Fig. 40. É utilizada a realimentação negativa para controlar a variável de saída, levando o sistema para sua representação em malha fechada. O controlador $C(s)$ atua sobre um sinal de erro $e = r - y$ que é dado pela diferença entre o sinal de referência e o sinal de saída lido através do sensor, representado por $F(s)$. A ação de controle u , gerada pelo controlador, atua na função $G_p(s)$ que representa a dinâmica do sistema e produz os sinais de saída da planta. Além disso, é mostrada a influência da perturbação d junto à saída do atuador representado por $A(s)$.

Figura 40 – Diagrama de blocos de um sistema de controle malha fechada com realimentação negativa e a presença do distúrbio.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A operação GDSC direta fornece ganho nulo para as frequências selecionadas e, de forma complementar, a operação GDSC inversa (iGDSC) produz um ganho idealmente infinito em tais frequências. Este efeito é desejado na malha de controle, para se obter erro nulo em regime permanente nas componentes senoidais coincidentes com a família de harmônicas da operação inversa.

A iGDSC atua complementarmente à operação GDSC, ou seja, as componentes harmônicas que possuíam ganhos nulos agora possuem ganhos infinitos e aquelas frequências com ganhos unitários permanecem inalteradas. Dessa forma, o projeto dos parâmetros da operação continuam iguais, como já apresentados. A condição das componentes harmônicas $nk + m$ onde, $k \in \mathbb{Z}$, $\{n, m\} \in \mathbb{N}$ para $n > m \geq 0$ permanece igual, indicando quais são as famílias de harmônicas em que são aplicadas as ações de controle de alto ganho. Desse modo, o controlador iGDSC é definido em sua forma mais genérica como:

$$\vec{C}_{igdsc}^{(h_s)} = \frac{1}{\vec{G}_{gdsc}^{(h_s)}}. \quad (4.1)$$

A operação inversa no bloco de controle atua sobre os sinais das amostras passadas da ação de controle e do erro, multiplicados por um operador complexo, para produzir a ação de controle resultante. A relação entre o sinal de erro de entrada e o sinal de saída do controlador é dada baseada em (3.32) e representada por:

$$\vec{C}_{igdsc}^{(h_s)} = \frac{\vec{u}_{\alpha\beta}^{(h_s)}}{\vec{e}_{\alpha\beta}^{(h_s)}} = \frac{1}{\vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)}]}, \quad (4.2)$$

onde, os ângulos θ_r , θ_d e o operador complexo \vec{a} possuem valores constantes. O termo relativo à frequência normalizada pode ser substituído por sua definição $h_s = \omega/\omega_1$, onde $\omega_1 = 2\pi f_1$ representa a frequência fundamental:

$$\vec{C}_{igdsc}(j\omega) = \frac{\vec{u}_{\alpha\beta}}{\vec{e}_{\alpha\beta}} = \frac{1}{\vec{a} \left(1 + e^{j\theta_r} e^{-j\frac{\omega}{\omega_1}\theta_d}\right)}. \quad (4.3)$$

A função de transferência (4.3) normalizada em função da frequência fundamental ω_1 é mostrada, no domínio contínuo s , abaixo:

$$\vec{C}_{igdsc}(s) = \frac{1}{\vec{a} \left(1 + e^{j\theta_r} e^{-\frac{s}{\omega_1}\theta_d}\right)}, \quad \text{para } s = j\omega. \quad (4.4)$$

Para o cálculo da ação de controle são utilizadas as informações do erro atual e das amostras passadas da própria ação de controle. Assim, enquanto existir um valor no termo correspondente ao erro existirá um valor na ação de controle, acrescido do seu vetor atrasado multiplicado por um valor complexo. Para se obter a ação de controle de instante atual, o termo $\vec{u}_{\alpha\beta}$ é isolado, resultando em:

$$\vec{u}_{\alpha\beta} \left[\vec{a} \left(1 + e^{j\theta_r} e^{-\frac{s}{\omega_1} \theta_d} \right) \right] = \vec{e}_{\alpha\beta} \quad \therefore \quad \vec{u}_{\alpha\beta} = \vec{e}_{\alpha\beta} \cdot \frac{1}{\vec{a}} - \vec{u}_{\alpha\beta} \cdot e^{j\theta_r} e^{-\frac{s}{\omega_1} \theta_d}. \quad (4.5)$$

De forma geral, a ação de controle resultante pode ser escrita como a soma dos vetores resultantes de ação sobre as componentes de sequência positiva e negativa:

$$\vec{u}_{\alpha\beta}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} \left[\vec{e}_{\alpha\beta+}^{(h)} \cdot \frac{1}{\vec{a}} - \vec{u}_{\alpha\beta+}^{(h)} \cdot e^{j(\theta_r - h\theta_d)} \right] + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\vec{e}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \cdot \frac{1}{\vec{a}} - \vec{u}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \cdot e^{j(\theta_r + h\theta_d)} \right]. \quad (4.6)$$

O ganho da operação inversa é proveniente da operação direta, assim os pontos que anteriormente possuíam ganho nulo passam a assumir ganhos que tendem ao infinito. No entanto, é interessante que as demais componentes harmônicas possuam ganhos unitários, para não amplificar componentes indesejadas e não alterar a banda de atuação do controlador. A família de componentes harmônicas desejadas tem a mesma formulação da operação direta, ou seja, é proveniente da solução de (3.35), portanto:

$$h_s = \overbrace{\left(\frac{\pm 2\pi}{\theta_d} \right)}^n \cdot k + \overbrace{\left(\frac{\theta_r \pm \pi}{\theta_d} \right)}^m \quad \therefore \quad h_s = n \cdot k + m. \quad (4.7)$$

Os parâmetros da operação inversa são os mesmos da operação direta, portanto seguem válidas as seguintes relações para $\{\theta_r, \theta_d\}$ e para $\{m, n\}$:

$$\begin{cases} \theta_d = \frac{2\pi}{n} \\ \theta_r = 2\pi \frac{m}{n} \pm \pi \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} n = \frac{2\pi}{\theta_d} \\ m = \frac{\theta_r \pm \pi}{\theta_d} \end{cases}. \quad (4.8)$$

Portanto, é possível reescrever os termos exponenciais em função de m e n :

$$e^{j\theta_r} = e^{j(2\pi \frac{m}{n} \pm \pi)} = e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot e^{j\pm\pi} = -e^{j2\pi \frac{m}{n}} \quad ; \quad e^{j\theta_d} = e^{j\frac{2\pi}{n}}. \quad (4.9)$$

Assim, a função de transferência representada em função da família de componentes harmônicas $nk + m$ é mostrada abaixo:

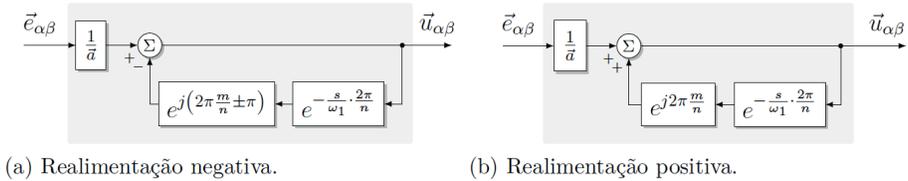
$$\vec{C}_{igdisc}(s) = \frac{1}{\vec{a} \left(1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot e^{-\frac{s}{\omega_1} \frac{2\pi}{n}} \right)}, \quad \text{para } s = j\omega. \quad (4.10)$$

Apesar da representação com realimentação negativa da Fig. 41 (a) não apresentar nenhuma irregularidade, a representação da Fig. 41 (b) é mais consistente com os controladores repetitivos que possuem o núcleo repetitivo gerador de componentes periódicas com realimentação positiva.

O operador complexo \vec{a} da operação é calculado para que a amplitude da componente harmônica específica h_s seja unitária, do mesmo modo que é realizado na operação direta:

$$\vec{a} \left[1 - e^{j\left(2\pi\frac{m}{n} - h_s\frac{2\pi}{n}\right)} \right] = 1 \quad \therefore \quad \vec{a} = \frac{1}{1 - e^{j\left(2\pi\frac{m}{n} - h_s\frac{2\pi}{n}\right)}}. \quad (4.11)$$

Figura 41 – Variações em relação à realimentação do controlador repetitivo iGDSC.



(a) Realimentação negativa.

(b) Realimentação positiva.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A operação inversa, assim como na operação direta, permite a seleção de componentes harmônicas de famílias específicas, do tipo $nk + m$, na banda de ação do controlador. A possibilidade de seleção da componente fundamental e de componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa é vantajosa quando se deseja realizar o rastreamento de referências ou a rejeição de perturbações de componentes que coincidem com a família de harmônicas, permitindo a melhora do sistema de controle de um modo geral.

4.1.1 Representação no domínio discreto

Para a utilização do controlador em dispositivos digitais é necessário apresentar a sua forma discretizada em função dos sinais devidamente amostrados. Portanto, a técnica do mapeamento de polos e zeros (*pole-zero mapping*) é novamente utilizada para converter a função de transferência contínua (4.4) para uma função de transferência discreta. Nesse método todos os polos e zeros são mapeados como $e^{-(\tau)_s} = z^{-(\tau)_T_s}$, para um intervalo de amostragem de $T_s = 1/f_s$, resultando na função abaixo:

$$\vec{C}_{igdsc}(z) = \frac{1}{\vec{a} \left(1 - e^{j2\pi\frac{m}{n}} z^{-k_d} \right)}. \quad (4.12)$$

A implementação do controlador no domínio discreto possibilita a obtenção da ação de controle discreta em equações a diferenças, como mostrado abaixo:

$$\vec{u}_{\alpha\beta}(k) = \vec{e}_{\alpha\beta}(k) \cdot \frac{1}{\vec{a}} + \vec{u}_{\alpha\beta}(k - k_d) e^{j2\pi\frac{m}{n}}, \quad (4.13)$$

onde T_s é o período de amostragem, o termo k representa o instante atual e termo $(k - k_d)$ representa o instante atrasado de k_d amostras, que corresponde a um ângulo θ_d radianos atrasado no tempo em relação à frequência fundamental, ou seja:

$$k_d = \text{round}\left(\frac{N}{2\pi} \cdot \theta_d\right) \quad \therefore \quad k_d = \text{round}\left(\frac{N}{n}\right), \quad \text{para } N = \frac{f_s}{f_1}, \quad (4.14)$$

em que N é a quantidade de pontos amostrados durante um período da fundamental e a função *round* é o truncamento para o valor inteiro mais próximo. Desse modo, o termo k_d assume valores inteiros maiores que zero.

4.1.2 Implementação discreta do controlador

A ação de controle da operação inversa discreta $\vec{u}_{\alpha\beta}(k)$ é fornecida pela soma entre o vetor do erro $\vec{e}_{\alpha\beta}(k)$ e o vetor da ação de controle $\vec{u}_{\alpha\beta}(k - k_d)$ atrasada de k_d amostras, multiplicadas por seus respectivos ganhos. Assim como na operação direta, os parâmetros são previamente calculados. A forma matricial da operação é apresentada a seguir:

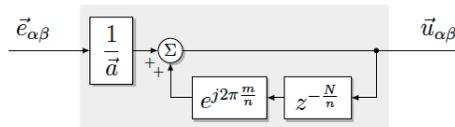
$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{12}} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{12}} \begin{bmatrix} u_\alpha(k - k_d) \\ u_\beta(k - k_d) \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

onde, os termos $\{a_1, b_1\}$ são partes reais (\Re) e $\{a_2, b_2\}$ as partes imaginárias (\Im) dos respectivos ganhos da operação:

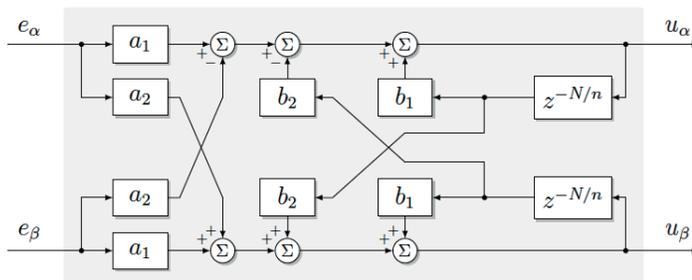
$$\begin{cases} a_1 = \Re\left(\frac{1}{\hat{a}}\right), & b_1 = \Re\left(e^{j\theta_r}\right), \\ a_2 = \Im\left(\frac{1}{\hat{a}}\right), & b_2 = \Im\left(e^{j\theta_r}\right). \end{cases} \quad (4.16)$$

O controlador iGDSC, baseado na operação inversa GDSC, é representado pelo diagrama de blocos com a notação vetorial na Fig. 42 (a) e na notação escalar na Fig. 42 (b). Este tipo de controlador pode ser classificado como um controlador de ação recursiva, ou seja, o vetor de saída depende do erro atual e também do seu próprio vetor da ação de controle de amostras anteriores, ou seja, atrasado no tempo.

Figura 42 – Estrutura em diagrama de blocos do controlador iGDSC.



(a) Notação vetorial.



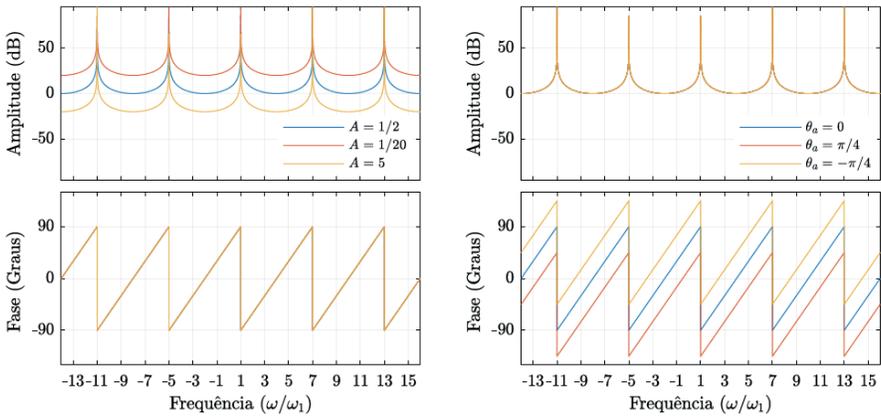
(b) Notação escalar.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

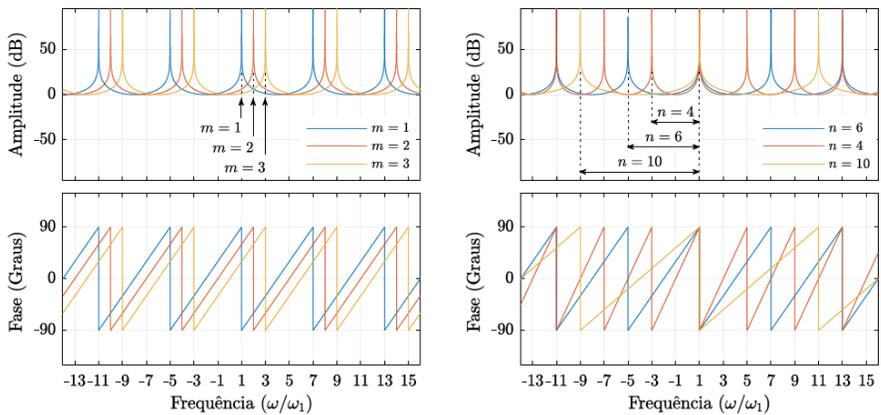
4.1.3 Análise dos parâmetros do controlador

Os parâmetros de projeto da operação iGDSC alteram a resposta e o comportamento da função de transferência e podem modificar a família de componentes harmônicas. Portanto, são apresentadas variações para estes índices em função da família $6k + 1$ como exemplo. O operador complexo \vec{a} é representado em função de sua amplitude e fase de acordo com o termo $Ae^{j\theta_a}$, no entanto, o valor final nesta estrutura é dado por $1/\vec{a}$. A variação do parâmetro de amplitude A é mostrada na Fig. 43 (a), enquanto a variação do ângulo θ_a é apresentada na Fig. 43 (b). Os valores de amplitude e fase de \vec{a} foram mantidos constantes para as variações dos índices m e n , como mostrado na Fig. 43 (c) e na Fig. 43 (d), respectivamente.

Figura 43 – Gráficos para variação dos parâmetros da operação iGDSC para $6k + 1$.



(a) Variação da magnitude de $Ae^{j\theta_a}$ ($\theta_a = 0$). (b) Variação da fase de $Ae^{j\theta_a}$ ($A = 0,5$).



(c) Variação de m para $n = 6$ ($Ae^{j\theta_a} = 0,5$). (d) Variação de n para $m = 1$ ($Ae^{j\theta_a} = 0,5$).

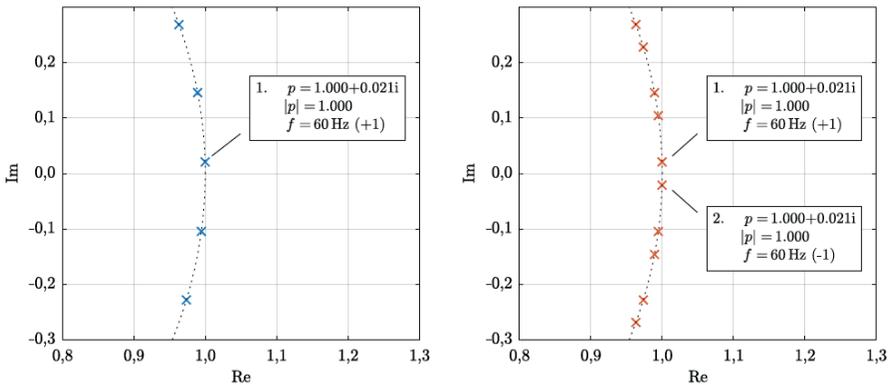
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.1.4 Funções de transferência com termos complexos

As funções de transferência que possuem termos complexos em sua estrutura pode responder de forma diferente do que funções de transferência de controladores com termos puramente reais. Essa diferença resulta em uma assimetria do espectro harmônico, que ao contrário do que é observado em controladores reais que sempre possuem simetria entre os eixos das frequências positivas e negativas. Este efeito assimétrico pode ocorrer nos controladores complexos porque o termo complexo $e^{j2\pi\frac{m}{n}} = \cos(2\pi \cdot m/n) + j \cdot \text{sen}(2\pi \cdot m/n)$ contribui para formação dos polos complexos mas não conjugados na função de transferência do controlador.

Os polos do RC complexo são termos complexos sem o seu par conjugado, ao contrário do que ocorre nos RCs reais, onde, os polos são sempre um par complexo-conjugado. Na Fig. 44 são mostrados os diagramas de polos e zeros para o RC proposto e para o RC real *plug-in* $nk \pm m$ de Lu et al. (2014), ambos para o caso $n = 6$ e $m = 1$. Neste diagrama ficam evidenciados os polos assimétricos da função de transferência do RC complexo e os polos simétricos da função de transferência do RC real. O posicionamento simétrico ou assimétrico dos polos reflete no diagrama de Bode e na resposta temporal dos controladores. Ainda, vale ressaltar que o controlador repetitivo complexo pode resultar em pares de polos complexo-conjugados e consequente simetria nos polos dependendo do projeto da família de componentes harmônicas $nk + m$.

Figura 44 – Diagramas de polos e zeros para o controlador complexo proposto $nk + m$ e o controlador real $nk \pm m$ de Lu et al. (2014).

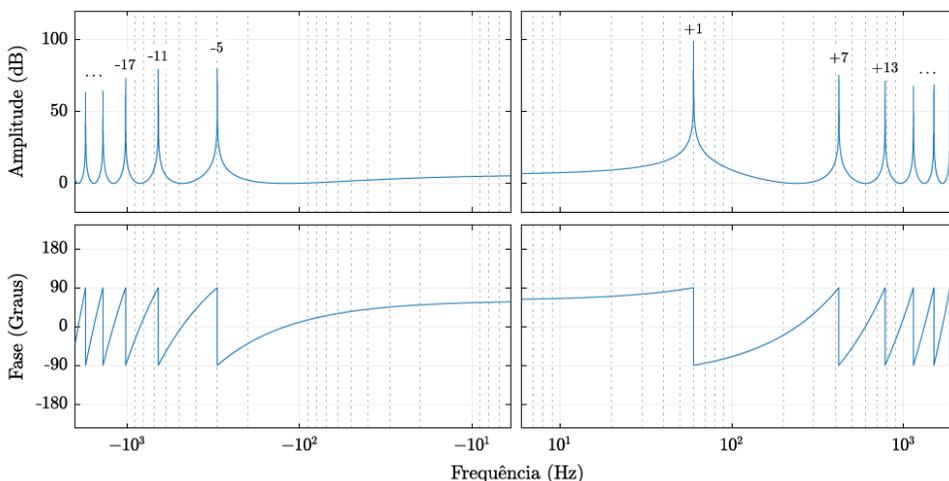


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

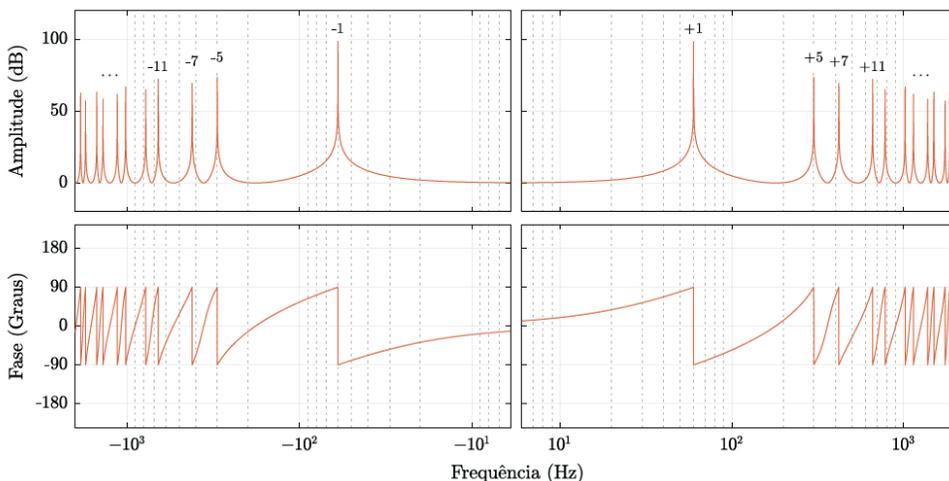
Na Fig. 45 (a) é mostrado o diagrama para o controlador proposto *iGDC* $nk + m$ e na Fig. 45 (b) é mostrado o diagrama para o controlador *plug-in* $nk \pm m$ de Lu et al. (2014), ambos para $n = 6$ e $m = 1$. O projeto de controladores utiliza o diagrama de Bode das

funções de transferência. Nesta representação, as amplitudes são expressas em dB, a fase em graus ou radianos e o eixo de frequência em escala logarítmica. Entretanto, a escala logarítmica do eixo de frequências não contempla o valor zero, portanto são apresentados dois diagramas, um para as frequências positivas e outro para as frequências negativas, que neste caso representam a sequência positiva e a sequência negativa, respectivamente. O controlador real possui simetria par para a amplitude e simetria ímpar para a fase, enquanto o controlador complexo-vetorial não possui paridade para este caso.

Figura 45 – Diagramas de Bode para o controlador complexo proposto $nk + m$ e o controlador real $nk \pm m$ de Lu et al. (2014).



(a) Controlador proposto $nk + m$.



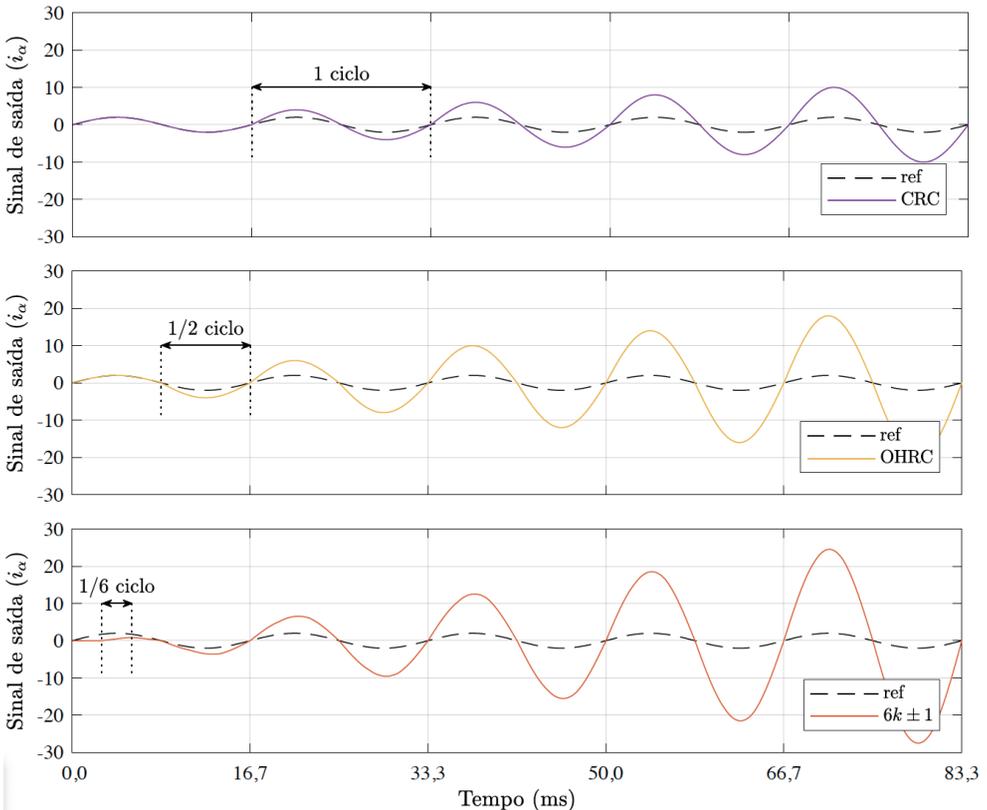
(b) Controlador *plug-in* $nk \pm m$ de Lu et al. (2014).

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.1.5 Resposta no tempo dos controladores repetitivos

Os controladores repetitivos podem ser interpretados como integradores por ciclos, ou seja, o sinal de saída é atualizado com o respectivo sinal de erro a cada ciclo ou fração de ciclo. Deste modo, o controlador CRC efetua uma integração ponto a ponto com um intervalo de 1 ciclo completo da componente fundamental e, assim, atua em todas as componentes harmônicas. O controlador OHRC utiliza a integração com um intervalo de 1/2 ciclo da componente fundamental, o que reduz a integração somente para as componentes ímpares e confere uma taxa de atualização da saída mais rápida do que o CRC. O controlador $6k \pm 1$ de Lu et al. (2014) possui a integração ponto a ponto com um intervalo de 1/6 ciclo da componente fundamental, o que impõe uma taxa de atualização do sinal de saída mais rápida que o CRC e o OHRC, porém, somente a família de componentes ímpares não múltiplas de três são integradas pelo controlador. Na Fig. 46 são mostradas os sinais de saída dos RCs reais em malha aberta com a aplicação de um sinal senoidal de frequência fundamental, onde é possível verificar relação inversa entre a taxa de atualização dos RCs com a taxa de aumento da amplitude dos sinais de saída.

Figura 46 – Resposta no tempo dos controladores repetitivos reais para entrada senoidal de frequência fundamental de sequência positiva (i_a).

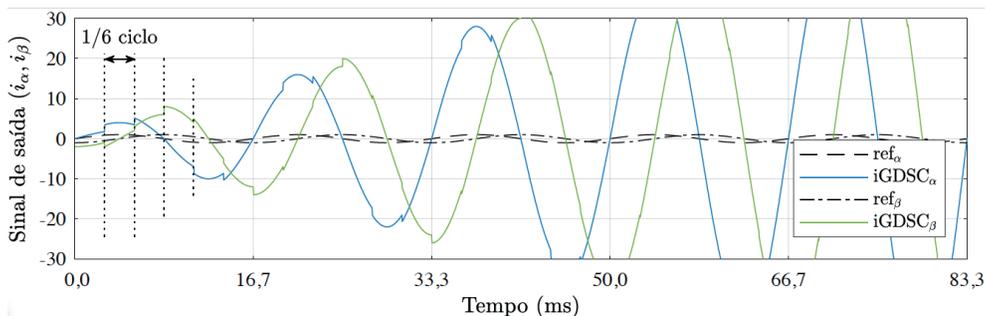


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O controlador RC complexo $nk + m$ proposto também possui a integração ponto a ponto com um intervalo de $1/6$ ciclo da componente fundamental, para a família $6k + 1$, porém, o acoplamento entre os eixos confere maior velocidade da atualização de saída quando comparados com os RCs reais. A soma das componentes cruzadas, entre os eixos α e β , adiciona ganho em cada parcela de integração ponto a ponto, deixando a atualização do sinal de saída pelo menos duas vezes mais rápida que o RC real $6k \pm 1$. Na Fig. 47 são mostrados os sinais de saída do RC complexo $nk + m$ em malha aberta com a aplicação de um sinal senoidal FFPS.

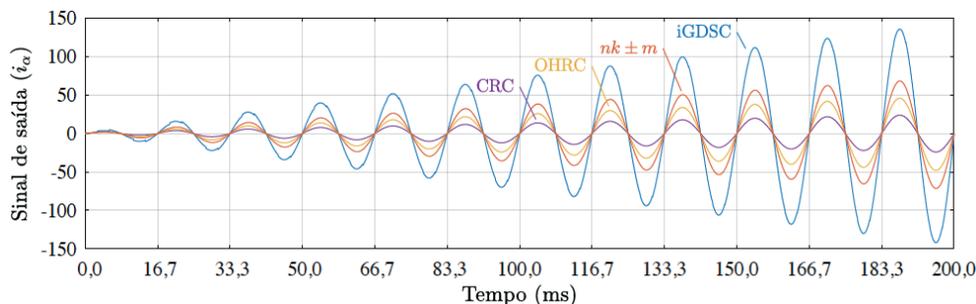
Na Fig. 48 é apresentado um comparativo entre os sinais de saída dos controladores, onde é possível verificar o desempenho no tempo de cada controlador RC. Neste caso, foram apresentadas somente sinais da frequência fundamental, mas a amplificação dos sinais ocorre para todas as componentes harmônicas que possuem altos ganhos, enquanto que, as demais componentes harmônicas são atenuadas ou permanecem sem alteração. É importante destacar que algumas componentes harmônicas deixam de ter altos ganhos para que seja possível reduzir o período de integração e, assim, aumentar a taxa de atualização dos controladores.

Figura 47 – Resposta no tempo do controlador repetitivo complexo para entrada senoidal de frequência fundamental de sequência positiva (i_α, i_β).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 48 – Comparativo das respostas no tempo dos RCs reais e do RC complexo.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

4.2 FILTRO DE REALIMENTAÇÃO

O controlador iGDSC produz infinitos polos cíclicos, que devido à sua característica repetitiva, propagam-se ao longo do eixo imaginário. Os polos produzidos estão localizados em $j(nk + m)\omega_0$ para $k = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$, $\{n, m\} \in \mathbb{N}$ e $n \neq 0$, a mesma quantidade de zeros são produzidos e localizados na origem do plano z . Como destacado anteriormente, os polos em regiões de alta frequência excitam as componentes harmônicas de ordem elevada, amplificando sinais e ruídos que deveriam estar sendo atenuados. Os filtros de característica passa-baixa são os mais utilizados para desempenhar tal tarefa, pois permitem a escolha de uma banda de ação e uma banda de atenuação, através da frequência de corte e da ordem do filtro. Desta forma, os ganhos repetitivos são reduzidos para valores finitos em todas as frequências, deixando um perfil de passa-baixas (ESCOBAR et al., 2014).

Os filtros podem ser classificados em relação à amostras passadas: filtros de ação recursiva ou resposta infinita ao impulso (*Infinite Impulse Response – IIR*) e filtros de ação não-recursiva ou resposta finita ao impulso (*Finite Impulse Response – FIR*). As principais características estão resumidas na Tabela 3, porém, resposta ao impulso é o aspecto fundamental que os diferem. Nos filtros IIR o decaimento da resposta nunca chega a zero, ou seja, continua indefinidamente. Ao contrário dos filtros FIR que tem o decaimento de sua resposta zerado em $T < t$, onde T é um valor finito e conseqüentemente uma resposta com duração finita (LITWIN, 2000). A maioria dos filtros analógicos pode ser classificada como IIR, devido à presença da realimentação em sua topologia. As soluções conhecidas de filtros analógicos, como *Chebyshev*, *Butterworth* e elíptico, possuem implementações digitais como filtros do tipo IIR. Outra característica relevante dos filtros FIR é a possibilidade do deslocamento de fase linear em função da frequência, característica que, de modo geral, não está presente nos filtros do tipo IIR. Os filtros FIR são incondicionalmente estáveis, pois não possuem realimentação dos sinais de saída em sua composição, entretanto possuem um grupo de atrasos maior que os filtros IIR (LYONS, 2012). Portanto, o filtro do tipo FIR é utilizado como filtro de realimentação do controlador, por sua vantagem estrutural, como a estabilidade incondicional e pelo deslocamento de fase linear.

Tabela 3 – Comparativo entre características de filtros do tipo FIR e IIR.

Característica	FIR	IIR
Estabilidade	Incondicionalmente estável	Potencialmente instável
Deslocamento de fase	Linear se simétrico	Geralmente não linear
Equivalente analógico	Tipicamente não	Usualmente sim
Atraso absoluto	Atraso maior se simétrico	Atraso menor
Complexidade	Maior complexidade	Menor complexidade

Fonte: Adaptado de Dorr (2014).

O filtro do tipo FIR de ordem M , com $M + 1$ termos, pode ser representado por:

$$H_M(z) = b_0 z^0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{(M-1)} z^{-(M-1)} + b_M z^{-M} = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m}. \quad (4.17)$$

Para que o deslocamento de fase seja linear com a variação da frequência os coeficientes do filtro FIR devem ser simétricos ou anti-simétricos:

$$\begin{cases} b_0, b_1, \dots, \pm b_{\frac{M}{2}}, \dots, b_1, b_0 \\ b_0, b_1, \dots, \pm b_{\frac{M}{2}}, \dots, -b_1, -b_0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} b_m = b_{(M-m)} \\ b_m = -b_{(M-m)} \end{cases}, \quad 0 \leq m \leq M. \quad (4.18)$$

Agora, considerando um filtro FIR com ordem M par e coeficientes simétricos.

Substituindo (4.18) em (4.17) e agrupando os coeficientes iguais, tem-se:

$$H_M(z) = b_0 (z^0 + z^{-M}) + b_1 (z^1 + z^{-(M-1)}) + \dots + b_{\frac{M}{2}} z^{-\frac{M}{2}} \quad (4.19)$$

$$= \left\{ b_0 \left[z^{\frac{M}{2}} + z^{-\frac{M}{2}} \right] + b_1 \left[z^{\frac{M}{2}-1} + z^{-(\frac{M}{2}-1)} \right] + \dots + b_{\frac{M}{2}} \right\} \cdot z^{-\frac{M}{2}} \quad (4.20)$$

$$= \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} b_m \left[z^{\frac{M}{2}-m} + z^{-(\frac{M}{2}-m)} \right] + b_{\frac{M}{2}} \right\} \cdot z^{-\frac{M}{2}}. \quad (4.21)$$

Convertendo o filtro (4.21) do domínio- z para o domínio da frequência $z = e^{j\omega}$:

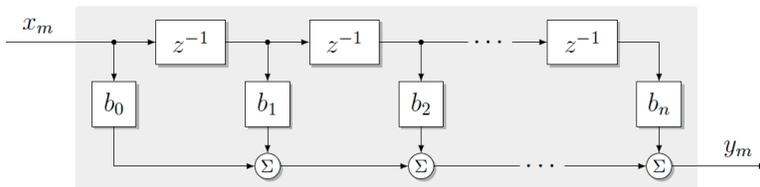
$$H_M(j\omega) = \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} b_m \left[e^{j\omega(\frac{M}{2}-m)} + e^{-j\omega(\frac{M}{2}-m)} \right] + b_{\frac{M}{2}} \right\} \cdot e^{-j\omega\frac{M}{2}}. \quad (4.22)$$

O filtro no domínio da frequência (4.22) pode ser simplificado utilizando as identidades trigonométricas da fórmula de Euler: $e^{jx} + e^{-jx} = 2 \cos(x)$, resultando em:

$$H_M(j\omega) = \left\{ 2 \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} b_m \cos \left[\omega \left(\frac{M}{2} - m \right) \right] + b_{\frac{M}{2}} \right\} \cdot e^{-j\omega\frac{M}{2}} = \underbrace{\left\{ \tilde{H}(\omega) \right\}}_{\text{amplitude}} \cdot \underbrace{e^{-j\omega\frac{M}{2}}}_{\text{deslocamento}}. \quad (4.23)$$

O fator $e^{-j\omega\frac{M}{2}}$ representa o atraso de fase linear com amplitude unitária, enquanto o termo real $\tilde{H}(\omega)$ representa a resposta em amplitude do filtro (LYONS, 2012). Na Fig. 49 é apresentada a estrutura genérica de um filtro do tipo FIR.

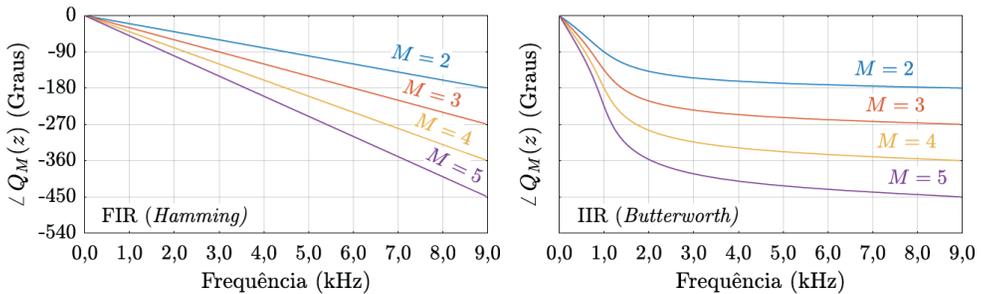
Figura 49 – Diagrama de blocos da estrutura geral do filtro digital do tipo FIR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

Na Fig. 50 são apresentados os deslocamentos de fase para os filtros FIR pelo método *Hamming* e IIR pelo método *Butterworth*, de ordem $M = \{2, 3, 4, 5\}$ e mesma frequência de corte $f_c = 1$ kHz. O filtro IIR dificulta a compensação de fase devido à não linearidade do deslocamento, em contrapartida o filtro FIR pode ser facilmente compensado.

Figura 50 – Exemplo de deslocamentos de fase dos filtros FIR e IIR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

4.2.1 Compensação do deslocamento de fase

O filtro de realimentação é utilizado para atender as condições de estabilidade, entretanto sua aplicação desloca as frequências em que localizam-se os polos do controlador. Em virtude disso, ocorre uma redução no desempenho do controlador sobre as componentes harmônicas presentes no sistema. Pode-se alterar a frequência de amostragem ou o número de amostras da estrutura repetitiva para reposicionar os polos nas frequências de projeto. Contudo, alterar a frequência de amostragem impacta em outras funções relacionadas, como alteração da dinâmica do sistema em função da discretização dos modelos da planta e implementação de rotinas de amostragem extras (XIE et al., 2017). Por esses motivos, é preferível alterar o número de amostras e manter a frequência de amostragem fixa. Desta forma, pode-se utilizar da estrutura de atraso do iGDSC e incorporar o atraso do filtro digital em sua composição. O termo z^{-k_d} também é um atraso com fase linear, pode-se então reduzir o número de amostras e agrupar o atraso do filtro FIR sem comprometer o desempenho do controle. Utilizando os parâmetros definidos em (4.8) e em (4.23), tem-se:

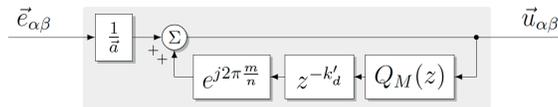
$$\theta'_d = \theta_d - \omega_1 \cdot \frac{M}{2} \quad \therefore \quad \theta'_d = \theta_d - \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{M}{2} \quad \Rightarrow \quad k'_d = k_d - \frac{M}{2} \quad \therefore \quad k'_d = \frac{N}{n} - \frac{M}{2}. \quad (4.24)$$

O resultado da aplicação do filtro FIR (4.21), chamado de $Q_M(z)$, com ordem par e $M \geq 2$, com a função de transferência do controlador iGDSC (4.12), resulta em:

$$\vec{C}_{igdsc}(z) = \frac{1}{\vec{a}} \cdot \frac{1}{1 - e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot Q_M(z) \cdot z^{-(k_d - \frac{M}{2})}}. \quad (4.25)$$

Na Fig. 51 é mostrada o diagrama de blocos do controlador iGDSC modificado.

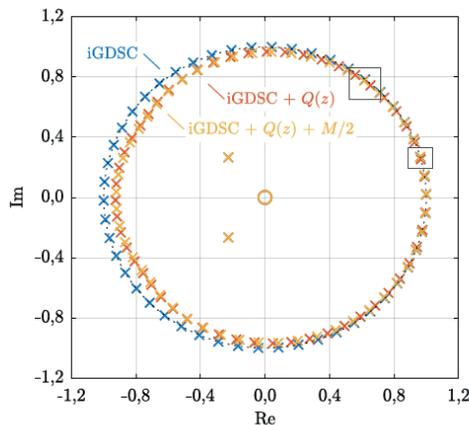
Figura 51 – Diagrama de blocos do controlador iGDSC com filtro digital do tipo FIR.



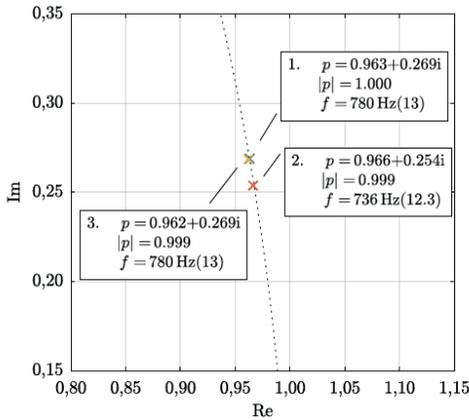
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Fig. 52 (a) é mostrado o mapa de polos e zeros de malha aberta do controlador, filtro de realimentação e da compensação do deslocamento de fase, utilizando a família $6k + 1$. Os polos do controlador puro, ficam posicionados sobre o círculo unitário enquanto que, com o filtro de realimentação, os polos são deslocados no sentido da origem do plano z , além de sofrerem o deslocamento de fase. E finalmente, os polos são reposicionados em sua frequência original com a compensação do deslocamento de fase. Na Fig. 52 (b) são mostradas as alterações para o polo de 780 Hz, que inicialmente possui amplitude unitária e está posicionado na componente $h^+ = 13$, com a inserção do filtro de realimentação e a compensação de fase sofre pouca atenuação em amplitude, como desejado para os polos das frequências de interesse. Na Fig. 52 (c) são mostradas as alterações para o polo de 2580 Hz, que já está na região de atenuação e portanto sofre uma redução de amplitude mais significativa mas mantém o posicionamento em frequência.

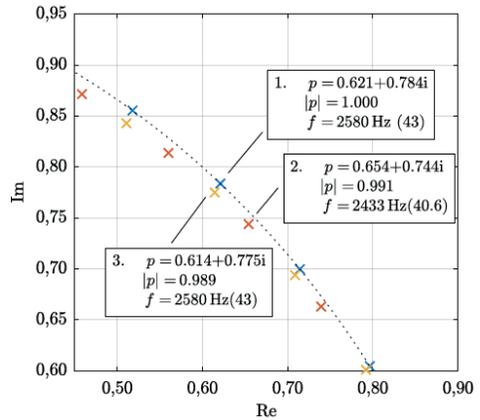
Figura 52 – Mapa de polos e zeros para o controlador, filtro e correção de fase.



(a) Efeito do filtro e do ajuste de fase nos polos e zeros do controlador.



(b) Mapa de polos e zeros para $h^+ = 13$.

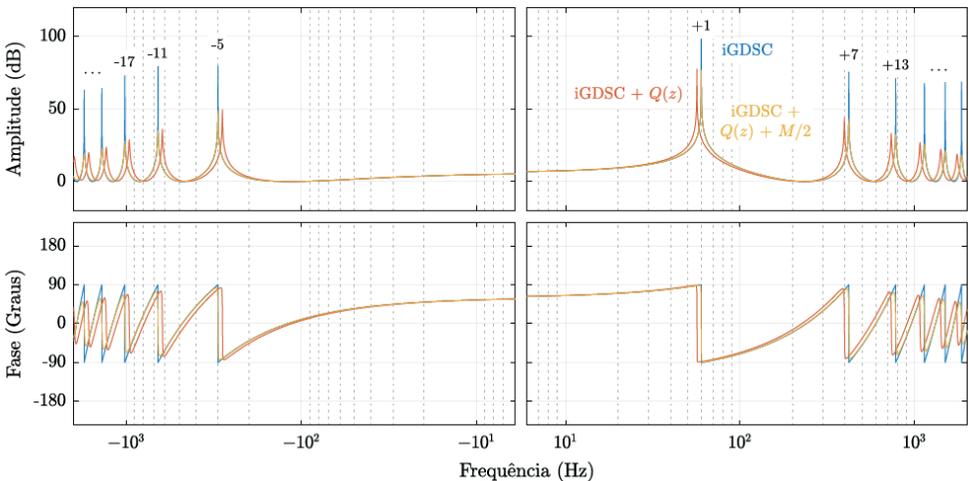


(c) Mapa de polos e zeros para $h^+ = 43$.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Fig. 53 é mostrado o diagrama de Bode para o controlador, o filtro de realimentação e da compensação do deslocamento de fase, utilizando a família $6k + 1$, com filtro $Q(z)$ de ordem $M = 6$ e frequência de corte $f_c = 1,8$ kHz. O comportamento observado da variação de posição dos polos reflete na intensidade dos picos no gráfico de amplitude, na redução de ângulo no gráfico de fase e no deslocamento de frequência em ambos. Porém, a correção para as frequências é observada após a aplicação da compensação do deslocamento de fase, com a alteração no número de amostras do atraso da realimentação do controlador.

Figura 53 – Diagrama de Bode para o controlador, filtro e correção de fase.



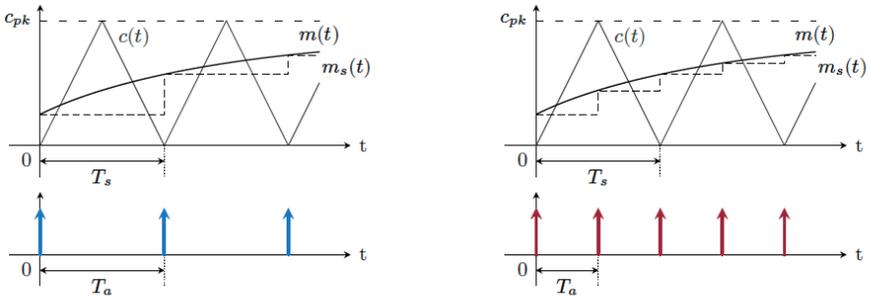
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.3 EFEITO DO ATRASO COMPUTACIONAL

A implementação digital possui alguns atrasos que não podem ter seus efeitos desprezados, devido ao impacto que causam no desempenho do controle e a possibilidade de instabilidade do sistema (BOSIO et al., 2016). O atraso do modulador digital (*Digital Pulse Width Modulation* – DPWM) é incluído no processo de discretização e aproximado como um segurador de ordem zero (*zero-order hold* – ZOH). O atraso computacional é outro efeito que ocorre na prática e, portanto, deve ser inserido na etapa de projeto dos controladores digitais. Este atraso é o tempo em que o processador digital necessita para calcular um novo valor de referência, dado um novo valor para a amostra de entrada. Na prática, o tempo médio para o cálculo representa um valor significativo dentro do período de comutação, o que tipicamente varia entre 10% ~ 40% do tempo disponível. Isto significa que o algoritmo de controle insere um atraso correspondente a um período de modulação, ou seja, não é possível atualizar o valor de entrada do modulador no mesmo período em que é calculado. Portanto, o atraso computacional implica na redução na margem de fase do sistema, o que leva à necessidade de um projeto de controle com uma largura de banda menor do que quando comparado com o caso analógico (BUSO; MATTAVELLI, 2006). O atraso computacional pode ser reduzido pela metade se utilizada a amostragem com dupla atualização, onde são feitas amostragens dos sinais nos picos e nos vales da portadora, o que leva a duas atualizações por período da portadora.

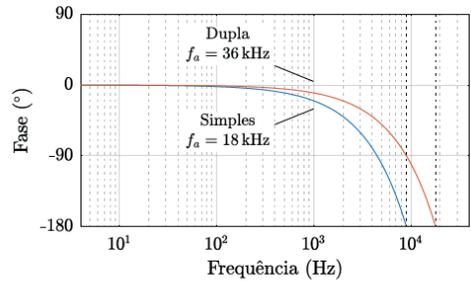
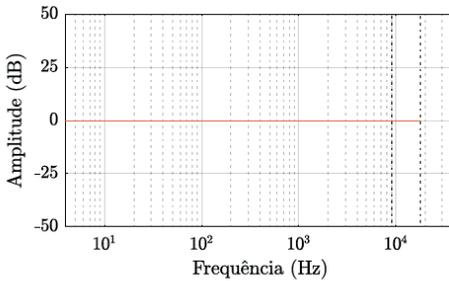
Na Fig. 54 (a) é mostrado o modo de amostragem de atualização simples, onde os instantes de amostragem e atualização ocorrem nos vales, mas poderia ocorrer de forma análoga nos picos, sem perda de desempenho ou funcionamento. Na Fig. 54 (b) é mostrado o modo de amostragem de dupla atualização, que possui instantes de amostragem e atualização ocorrendo nos picos e vales. Neste caso, apesar da diminuição do tempo de atraso e do aumento da margem de fase, o tempo disponível para as operações de controle, proteção e periféricos é reduzido pela metade quando comparado à atualização simples. Os sinais da portadora triangular $c(t)$, da moduladora contínua $m(t)$ e da moduladora amostrada $m_s(t)$ são apresentados, assim como os instantes de atualização para ambos os modos de amostragem. Na Fig. 54 (c) é mostrado o diagrama de Bode para ambos os modos de atualização. O diagrama de amplitude mostra que não ocorre alteração nos ganhos, porém, a fase do sistema é alterada nas altas frequências, afetando regiões próximas à frequência de cruzamento, o que resulta na redução da margem de fase.

Figura 54 – Modos de operação do DPWM com portadora triangular.



(a) Amostragem com atualização simples.

(b) Amostragem com dupla atualização.



(c) Diagrama de amplitude e fase.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.3.1 Compensação do atraso com o avanço de fase

O compensador do tipo avanço de fase pode ser utilizado para contornar parte dos efeitos indesejados do atraso computacional. O compensador possui ação derivativa na faixa de frequências entre a posição do polo e do zero e, desse modo, fornece o avanço de fase para o sistema. O compensador $H_l(\omega)$ tem a função de transferência definida por:

$$H_l(w) = k_l \cdot \left(\frac{w + \omega_z}{w + \omega_z/k_f} \right), \quad \text{para } \omega_m = \omega_z/\sqrt{k_f}, \quad (4.26)$$

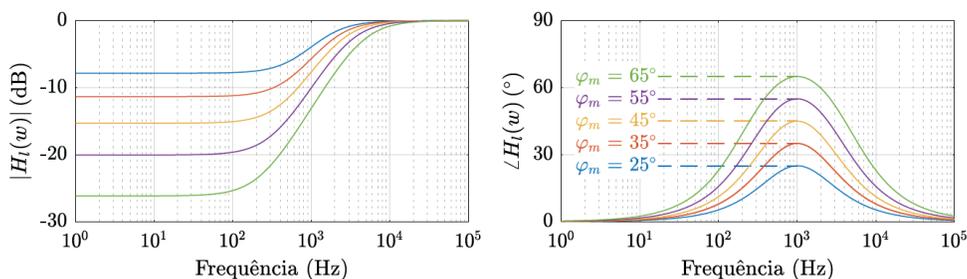
onde, k_l é o ganho do compensador, ω_z é a posição do zero, ω_z/k_f é a posição do do polo, ω_m é a frequência máxima de avanço. O termo k_f define o distanciamento entre o polo e o zero do compensador. Para manter a característica de avanço de fase a condição $0 < k_f < 1$ deve ser satisfeita.

$$\sin(\varphi_m) = \frac{1 - k_f}{1 + k_f} \quad \therefore \quad k_f = \frac{1 - \text{sen}(\varphi_m)}{1 + \text{sen}(\varphi_m)}, \quad (4.27)$$

onde, φ_m é o ângulo máximo de avanço, com a seguinte condição $\varphi_m \leq 65^\circ$ e $k_f \geq 0,05$, devido à limitação física para a posição do polo (OGATA, 2010).

Na Fig. 55 é apresentado o diagrama de magnitude e fase do avanço de fase. Para exemplificar a funcionalidade do compensador foram escolhidos ângulos máximos de avanço $\varphi_m = \{25^\circ, 35^\circ, 45^\circ, 55^\circ, 65^\circ\}$ para uma frequência de $f_m = 1$ kHz. Geralmente posiciona-se o avanço de fase para que o ângulo máximo esteja próximo da frequência de cruzamento por 0 dB do controlador, o que adiciona fase ao sistema e compensa parcialmente a perda de fase ocasionada pelo atraso computacional e contribui no aumento da margem de fase do sistema malha aberta. Contudo, a utilização do compensador de avanço de fase resulta na redução da velocidade da resposta dinâmica do controlador em consequência da redução de amplitude anterior à frequência máxima de avanço.

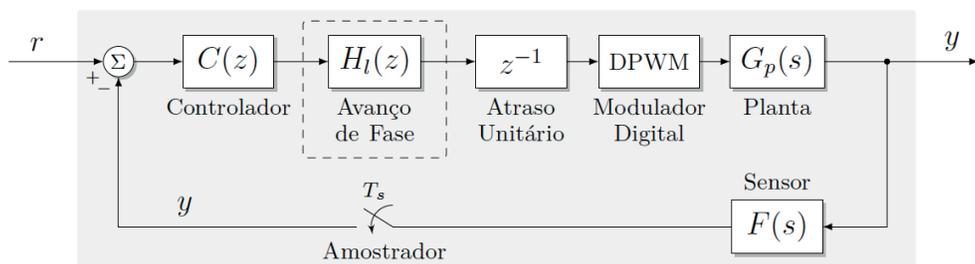
Figura 55 – Diagrama de magnitude e fase do avanço de fase $H_I(\omega)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

Finalmente, na Fig. 56 são mostrados todos os elementos que compõem a compensação do atraso computacional em malha fechada. O controlador $C(z)$, o compensador avanço de fase $H_I(z)$, o atraso computacional z^{-1} com o modulador digital DPWM, a planta de corrente $G_p(s)$ e o sensor $F(s)$. O avanço de fase é posicionado em série com o controlador e o atraso unitário para ter desempenhar a compensação projetada.

Figura 56 – Diagrama de blocos malha fechada com compensação com o avanço de fase.



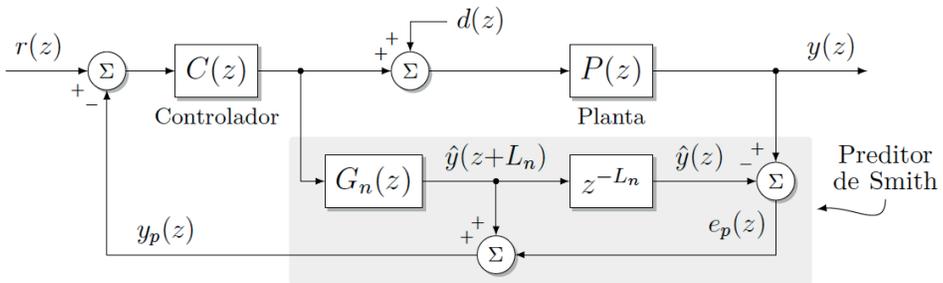
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O compensador avanço de fase tem influência direta no resultado final do projeto de controle. Portanto, é necessário um procedimento de projeto observando a variação dos parâmetros de estabilidade, como a margem de fase, frequência de cruzamento, margem de ganho em função das especificações do compensador avanço de fase.

4.3.2 Compensação do atraso com o preditor de Smith

Uma técnica para predição do atraso, chamada de preditor de Smith (*Smith Predictor* – SP) (SMITH, 1957), pode ser utilizada para melhorar o desempenho de sistemas estáveis em malha aberta que possuam atrasos no tempo (NORMEY-RICO, 2007). A ideia básica é utilizar um modelo paralelo que cancela o atraso do sistema, deixando o controle atuar sobre o modelo da planta sem o efeito do atraso (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2001). A estrutura básica do preditor de Smith é mostrada na Fig. 57, onde também é possível observar o controlador primário $C(z)$, sendo $r(z)$ o sinal de referência, $d(z)$ o sinal de perturbação, $y(z)$ o sinal de saída da planta, $\hat{y}(z + L_n)$ o sinal de saída estimado, $\hat{y}(z)$ o sinal de saída estimado com atraso, $e_p(z)$ o sinal de erro do preditor, $y_p(z)$ o sinal de realimentação, $P(z)$ o modelo da planta e $G_n(z)$ o modelo estimado.

Figura 57 – Diagrama de blocos malha fechada com o preditor de Smith.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O modelo completo da planta $P(z)$ é composto pelo modelo da planta sem o atraso, chamado de modelo rápido $G(z)$, e pelo modelo do atraso representado por z^{-L} , os subíndices n indicam os modelos estimados, como indicados abaixo:

$$\begin{cases} P(z) = G(z) \cdot z^{-L} \\ P_n(z) = G_n(z) \cdot z^{-L_n} \end{cases} \quad (4.28)$$

Segundo Normey-Rico (2007) o modelo rápido $G_n(z)$ é utilizado para prever a ação de controle da saída sem o atraso. A diferença entre a saída do processo $y(z)$ e do modelo com o atraso $\hat{y}(z)$, definida por $e_p(z)$, é então somada ao modelo de predição $\hat{y}(z + L_n)$ para considerar os erros de modelagem. Caso não existam erros de modelagem nem perturbações, o erro entre a saída do processo e a saída estimada é nulo e o sinal de saída $y_p(z)$ é igual ao sinal da saída da planta sem o atraso. Portanto, sob estas condições o controlador responde ao sinal de erro sem a presença do atraso (BOSIO et al., 2017).

A compensação do atraso pode ser verificada observando a equação característica de malha fechada, considerando as perturbações nulas e a modelagem ideal, ou seja:

$$P(z) = P_n(z) \quad \therefore \quad G(z) \cdot z^{-L} = G_n(z) \cdot z^{-L_n}. \quad (4.29)$$

A condição de (4.29) resulta em um erro nulo $e_p(z) = 0$, pois a saída da planta é igual à saída da planta estimada $y(z) = \hat{y}(z)$ e, portanto, leva à função transferência de malha fechada sem o atraso no tempo ($G_{ME,SP}$):

$$G_{ME,SP} = \frac{y(z)}{r(z)} = \frac{C(z)G_n(z) \cdot z^{-L_n}}{1 + C(z)G_n(z)}, \quad (4.30)$$

em contraste com o sistema sem predição do atraso (G_{MF}):

$$G_{MF} = \frac{y(z)}{r(z)} = \frac{C(z)G_n(z) \cdot z^{-L_n}}{1 + C(z)G_n(z) \cdot z^{-L_n}}. \quad (4.31)$$

De acordo com Seborg et al. (2010), o preditor de Smith tem a vantagem teórica da eliminação do atraso no tempo da equação característica de (4.30) em comparação com (4.31). Entretanto, essa vantagem é perdida caso haja imprecisão do modelo matemático do processo em relação ao modelo da planta física. Efetivamente, o preditor ainda pode trazer benefícios caso os erros associados ao modelo não ultrapassem, $\pm 30\%$ dos valores reais. Uma desvantagem deste preditor é a necessidade do conhecimento da dinâmica do processo, por se tratar de uma técnica baseada em modelo. Outro ponto desfavorável é que, caso o processo ou o atraso varie significativamente, o desempenho do controle é reduzido, podendo até mesmo levar o sistema à instabilidade.

Outro efeito da predição é a capacidade reduzida de rejeição aos distúrbios. O sinal de perturbação não possui o mesmo comportamento que o sinal de referência, que tem sua saída antecipada com o sistema de predição. Considerando as perturbações nulas $d(z) = 0$ o sinal de realimentação $y_p(z)$ é o próprio sinal de saída antecipado:

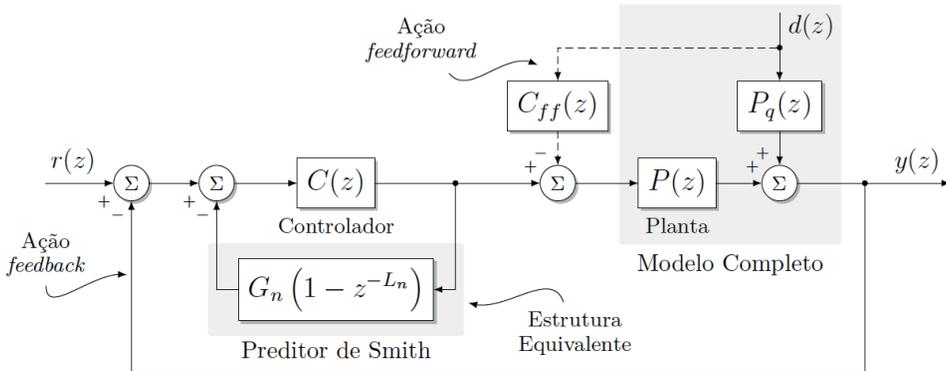
$$y_p(z) = y(z) \cdot z^{L_n} \quad (4.32)$$

Para o caso onde as perturbações não são nulas $d(z) \neq 0$, o sinal de realimentação $y_p(z)$ é o sinal de saída antecipado mais a parcela em relação à perturbação, como mostrado em (4.33). Para que a rejeição seja completa, é necessário que o sinal de perturbação tenha pequenas variações, ou seja, $d(z) \sim d(z) \cdot z^{-L_n}$, caso $d(z)$ tenha grandes variações não é possível eliminar o sinal de perturbação do sinal de realimentação.

$$y_p(z) = y(z) \cdot z^{L_n} + P_n(z) \cdot [q(z) - q(z) \cdot z^{-L_n}] \quad (4.33)$$

A capacidade de regulação do controle, com o preditor de Smith, pode ser melhorada com uma ação de alimentação em avanço *feedforward*, para o caso em que as perturbações podem ser medidas. Entretanto, caso não seja possível medir as perturbações, pode-se usar a mesma ideia com algum método de estimação do sinal de perturbação (NORMEY-RICO, 2007). Na Fig. 58 é apresentado o diagrama de blocos de malha fechada com preditor de Smith em sua estrutura equivalente e com a malha de ação *feedforward*. É possível observar que ambas as ações são calculadas e executadas de forma independente entre si.

Figura 58 – Estrutura equivalente para o preditor de Smith com ação *feedforward*.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O efeito do distúrbio pode ser eliminado do sinal de saída, independentemente do tipo de distúrbio, se existir uma função $C_{ff}(z)$ que atenda a condição de (4.34) para $r(z) = 0$, onde, o atraso no tempo é o mesmo para o sinal de referência e de perturbação.

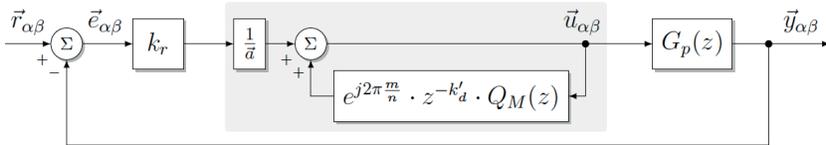
$$\frac{y(z)}{q(z)} = P_q(z) - P(z) \cdot C_{ff}(z) \Rightarrow C_{ff}(z) = \frac{P_q(z)}{P(z)}, \text{ para } \frac{y(z)}{q(z)} = 0 \quad (4.34)$$

Finalmente, é possível concluir que o preditor é capaz de melhorar o desempenho do controle atuando sobre o efeito do atraso no tempo e não sobre o atraso em si. Ainda, com uma solução relativamente simples e efetiva é possível controlar processos que possuam atrasos no tempo de forma satisfatória, com a eliminação do efeito do atraso no tempo da resposta nominal do sistema. Apesar de exigir uma sintonia mais complexa, o preditor pode fornecer uma resposta mais adequada a sistemas com atraso no tempo e apesar de ter sua capacidade de rejeição a distúrbios reduzida, é possível utilizar técnicas de controle para contornar essa desvantagem (NORMEY-RICO, 2007).

4.4 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR PROPOSTO

A estrutura em malha fechada do sistema é utilizada para a análise de estabilidade do controlador repetitivo, como mostrado na Fig. 59. A planta $G_p(z)$ representa a transformada z da planta contínua conectada em série com um segurador de ordem zero (*zero-order hold* – ZOH), o controlador $C(z)$ representa a estrutura repetitiva iGDSC e k_r é ganho proporcional utilizado para adequar os parâmetros de desempenho do controlador. O filtro $Q_M(z)$ é colocado dentro da estrutura do controlador para atenuar os ganhos infinitos produzidos pelo atraso repetitivo no tempo produzido por $z^{-k'_d}$.

Figura 59 – Estrutura do controlador repetitivo para análise de estabilidade.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Os critérios suficientes de estabilidade do sistema malha fechada são descritos com base nos procedimentos de Hara et al. (1988). Assim, o sistema da Fig. 59 pode ser simplificado para o diagrama de blocos da Fig. 60, obtendo a função de transferência de malha fechada do erro $\vec{e}_{\alpha\beta}$ em função da referência $\vec{r}_{\alpha\beta}$, também descrito como a função de sensibilidade do sistema malha fechada (GRIÑÓ; COSTA-CASTELLÓ, 2005).

$$\begin{cases} \vec{e}_{\alpha\beta} = \vec{r}_{\alpha\beta} - \vec{y}_{\alpha\beta} \\ \vec{y}_{\alpha\beta} = G_p(z) \cdot \vec{u}_{\alpha\beta} \\ \vec{u}_{\alpha\beta} = \vec{e}_{\alpha\beta} \cdot k_r \cdot \frac{1}{a} + \vec{u}_{\alpha\beta} \cdot \left[e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot z^{-k'_d} \cdot Q(z) \right] \end{cases} \quad (4.35)$$

Então, a relação entre o sinal de erro e o sinal de referência é reescrita na forma equivalente de (4.36), utilizando as relações entre as variáveis do sistema (4.35), o que resulta no diagrama de blocos da Fig. 60.

$$\vec{e}_{\alpha\beta} = z^{-k'_d} \cdot \left[\frac{\vec{a} \cdot e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot Q_M}{\vec{a} + G_p \cdot k_r} \right] \cdot \vec{e}_{\alpha\beta} + \left[\frac{\vec{a} \cdot \left(1 - e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot z^{-k'_d} \cdot Q_M \right)}{\vec{a} + G_p \cdot k_r} \right] \cdot \vec{r}_{\alpha\beta} \quad (4.36)$$

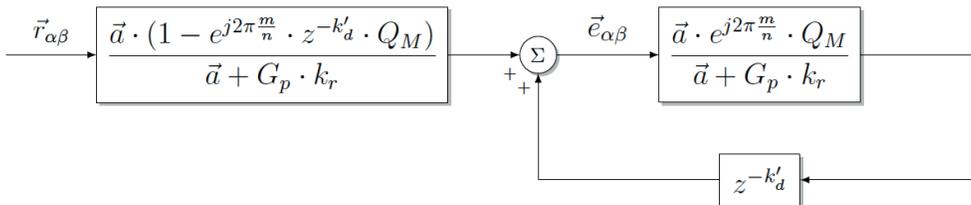
Assumindo que $Q_M(z)$ é assintoticamente estável, onde $|Q_M(e^{j\omega})| \leq 1$; $\forall \omega$, então as condições (4.37) e (4.38) são satisfeitas e, portanto, o sistema é considerado internamente estável (NAKANO; HARA, 1986). Dessa forma, o erro $e(z)$ é limitado para qualquer entrada $r(z)$ limitada e periódica.

$$1) \left[\vec{a} + G_p(z) \cdot k_r \right]^{-1} \text{ for assintoticamente estável} \quad (4.37)$$

$$2) \left\| \left(\vec{a} + G_p(z) \cdot k_r \right)^{-1} \cdot \vec{a} \cdot e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot Q_M(z) \right\|_{\infty} < 1 \quad (4.38)$$

Para satisfazer a condição (4.38) é utilizado o teorema do ganho pequeno em que $\left\| \left(\vec{a} + G_p \cdot k_r \right)^{-1} \cdot \vec{a} \cdot e^{j2\pi\frac{m}{n}} \cdot Q_M \right\|_{\infty} \leq \left\| \left(\vec{a} + G_p \cdot k_r \right)^{-1} \cdot \vec{a} \cdot e^{j2\pi\frac{m}{n}} \right\|_{\infty} \|Q_M\|_{\infty} < 1$ e também que $|z^{-k'_d}| = 1$ para assegurar a condição de estabilidade. Segundo Desoer e Vidyasagar (2008), o teorema do ganho pequeno diz que se a norma H_{∞} do produto de duas funções for menor que 1, então esse sistema de malha fechada é estável. Ainda, de acordo com Ogata (2010) esse teorema pode ser considerado como uma extensão do critério de estabilidade de Nyquist.

Figura 60 – Estrutura do controlador repetitivo para análise de estabilidade.



Fonte: Baseado em Nakano e Hara (1986).

A análise das condições de estabilidade de um sistema, dado pela estrutura geral da Fig. 40, pode ser feita observando a função de transferência de malha fechada G_{MF} , definida pela relação entre o sinal de saída da planta $Y(z)$ e o sinal de referência $R(z)$:

$$G_{MF}(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{C(z) \cdot G_p(z)}{1 + C(z) [G_p \cdot F](z)} \quad (4.39)$$

Portanto, para a estrutura de controle em análise, mostrada na Fig. 59, o controlador definido em (4.25) é acrescido de um ganho proporcional k_r e do sensor $F(z) = 1$, então a malha fechada torna-se:

$$G_{MF}(z) = \frac{k_r \cdot \left\{ \bar{a} \left[1 - Q_M(z) \cdot e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot z^{-k'_d} \right] \right\}^{-1} \cdot G_p(z)}{1 + k_r \cdot \left\{ \bar{a} \left[1 - Q_M(z) \cdot e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot z^{-k'_d} \right] \right\}^{-1} \cdot G_p(z)} \quad (4.40)$$

A estabilidade de um sistema discreto definido anteriormente também pode ser determinada pela localização dos polos de malha fechada no plano z ou pelas raízes da equação característica da estrutura de (4.39):

$$P(z) = 1 + C(z) \left[G_p \cdot F \right] (z) = 0 \quad (4.41)$$

Portanto, utilizando a definição de (4.41) para o controle proposto:

$$P(z) = 1 + k_r \cdot \left\{ \bar{a} \left[1 - Q_M(z) \cdot e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot z^{-k'_d} \right] \right\}^{-1} \cdot G_p(z) = 0 \quad (4.42)$$

Segundo Ogata (1995) e Nise (2010), a estabilidade de um sistema SISO LTI de tempo discreto depende das condições abaixo:

1. Para que o sistema seja estável, os polos de malha fechada ou as raízes da equação característica devem estar localizados dentro do círculo unitário. Sendo assim, qualquer polo fora do círculo unitário leva o sistema a instabilidade.
2. Se um polo estiver localizado em $z = 1$ então o sistema torna-se criticamente estável. Além disso, o sistema possui estabilidade crítica se um único par de polos complexo conjugado estiver localizado sobre o círculo unitário. Entretanto, múltiplos polos de malha fechada sobre o círculo unitário levam o sistema a instabilidade.
3. Os zeros do sistema malha fechada não afetam a estabilidade absoluta do sistema, portanto podem estar posicionados em qualquer lugar do plano z .

Finalmente, o sistema em malha fechada só é estável se satisfeitas todas as condições acima estabelecidas.

4.5 ESTRUTURA ESCALAR EQUIVALENTE

As aplicações com o controle de sinais independentes, ou para sistemas monofásicos, não precisam necessariamente de um controlador com uma estrutura vetorial. Com base nisso, Neto et al. (2018) propõem uma associação para que o controlador vetorial resulte em uma estrutura real de ordem $nk \pm m$ baseada na utilização de duas estruturas, uma de ordem $nk + m$ e outra $nk - m$. Desta forma, os termos complexos da estrutura são anulados, resultando em termos puramente reais. A forma real é mostrada abaixo:

$$C_{nk \pm m}(z) = k_{rc} \cdot \underbrace{\frac{1}{\bar{a} \left(1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} z^{-k_d} \right)}}_{nk+m} + k_{rc} \cdot \underbrace{\frac{1}{\bar{a} \left(1 - e^{-j2\pi \frac{m}{n}} z^{-k_d} \right)}}_{nk-m} \quad (4.43)$$

Em (4.44) é possível observar que os termos complexos são anulados restando apenas termos reais na função de transferência do controlador:

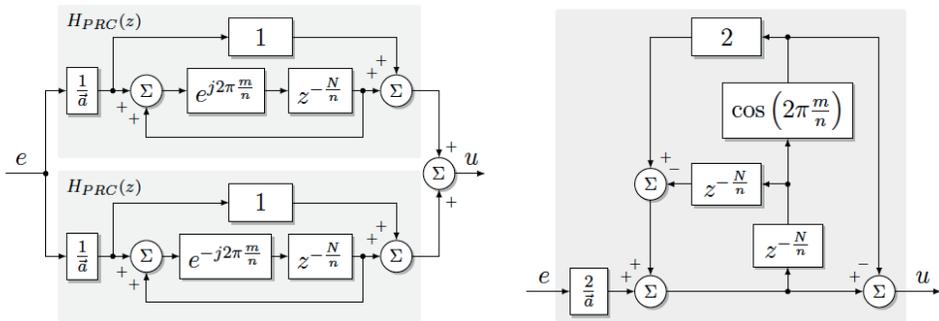
$$C_{nk\pm m}(z) = k_{rc} \cdot \frac{2 - \left(e^{-j2\pi\frac{m}{n}} + e^{-j2\pi\frac{m}{n}} \right) \cdot z^{-\frac{N}{n}}}{\bar{a} \left[1 - \left(e^{j2\pi\frac{m}{n}} + e^{-j2\pi\frac{m}{n}} \right) \cdot z^{-\frac{N}{n}} + z^{-\frac{2N}{n}} \right]}. \quad (4.44)$$

Utilizando a relação de Euler: $e^{j\theta} + e^{-j\theta} = 2 \cos(\theta)$ tem-se o controlador real final:

$$C_{nk\pm m}(z) = k_{rc} \cdot \frac{2 - 2 \cos(2\pi m/n) \cdot z^{-\frac{N}{n}}}{\bar{a} \left[1 - 2 \cos(2\pi m/n) \cdot z^{-\frac{N}{n}} + z^{-\frac{2N}{n}} \right]}. \quad (4.45)$$

Os polos produzidos com este controlador real estão localizados em $j(nk \pm m)\omega_o$ para $k = \{0, 1, 2, \dots\}$, como pode ser verificado pela função de transferência discreta em (4.45). Apesar de existirem outras formulações reais, como as propostas de Escobar et al. (2008), Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014), que possuem a principal aplicação com controladores do tipo *plug-in*, a formulação real proposta por Neto et al. (2018) possui maior domínio de estabilidade quando comparada a essas topologias (NETO et al., 2018). Tal característica pode ser observada na estrutura canônica da Fig. 61 (a), onde o termo $a(s)$ é unitário, conforme demonstrado por Hara et al. (1988). O diagrama de blocos da estrutura resultante para o controlador repetitivo real é mostrado na Fig. 61 (b).

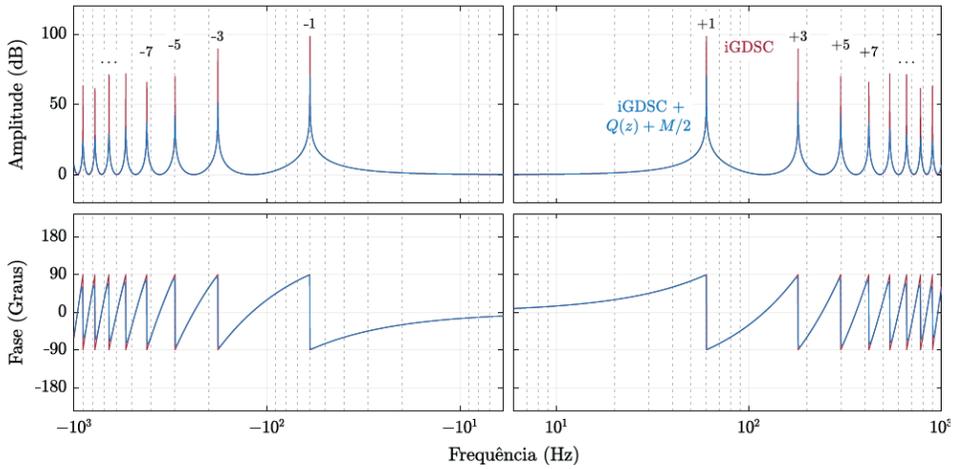
Figura 61 – Estrutura do controlador repetitivo real.



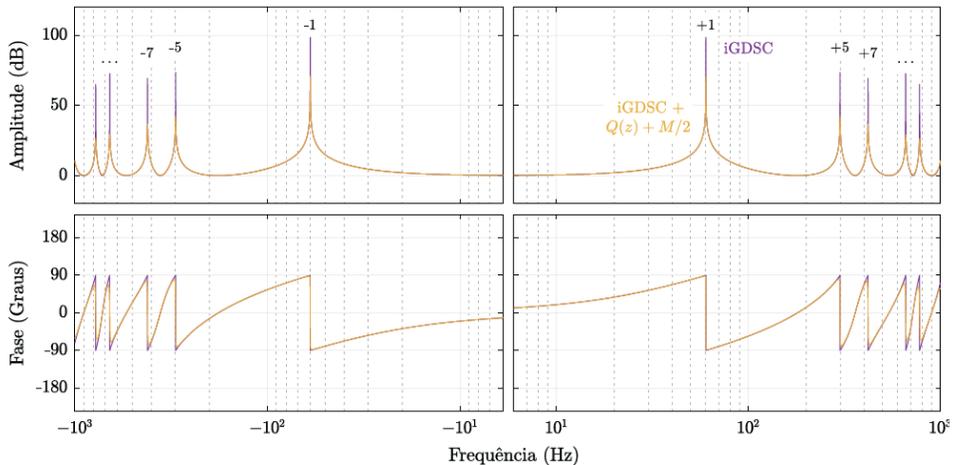
(a) Diagrama de blocos da estrutura canônica. (b) Diagrama de blocos resultante.

Fonte: Adaptado de Neto et al. (2018).

Figura 63 – Diagrama de Bode para o controlador real $4k \pm 1$ e $6k \pm 1$.



(a) Para família de componentes $4k \pm 1$.



(b) Para família de componentes $6k \pm 1$.

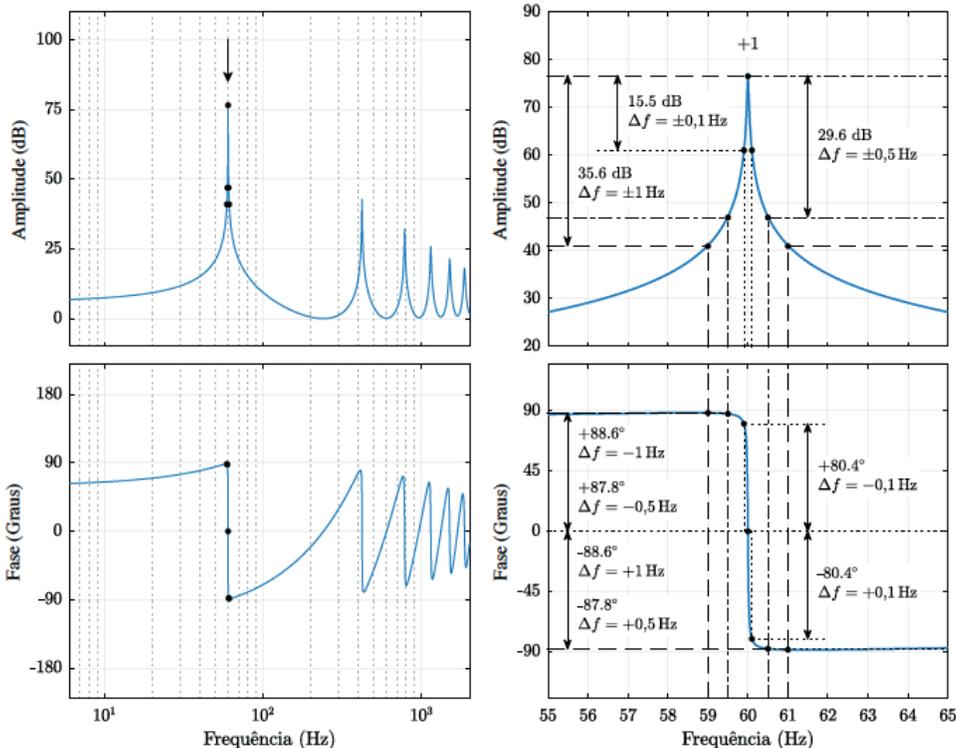
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.6 VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA

O controle repetitivo em geral utiliza um número de amostras que é a razão entre a frequência de amostragem e a frequência fundamental (YANG et al., 2015). Entretanto, essa razão nem sempre resulta em um número inteiro, como por exemplo, quando a frequência varia em torno do ponto de operação ou quando a frequência de amostragem é uma razão inteira dependente do *clock* do microcontrolador e este não é um valor múltiplo do valor de frequência da rede (CHEN; ZHANG; QIAN, 2013a). Nesses casos, ocorre uma redução significativa no desempenho do controle de estratégias repetitivas, devido à variação da frequência de projeto (MICHELS; STEFANELLO; GRÜNDLING, 2009).

Na Fig. 64 (a) é apresentado o diagrama de Bode para a família $6k + 1$ na região de seqüência positiva e os pontos relativos à variação da frequência fundamental. Na Fig. 64 (b) é apresentado o diagrama de Bode em torno da frequência $h^+ = 1$ (60 Hz). É possível verificar a queda no valor de amplitude e a alteração da fase para as variações de $\pm 0,1$ Hz, $\pm 0,5$ Hz e ± 1 Hz padronizadas em torno do valor nominal de frequência.

Figura 64 – Diagrama de Bode para o variação da frequência fundamental ($h^+ = 1$).

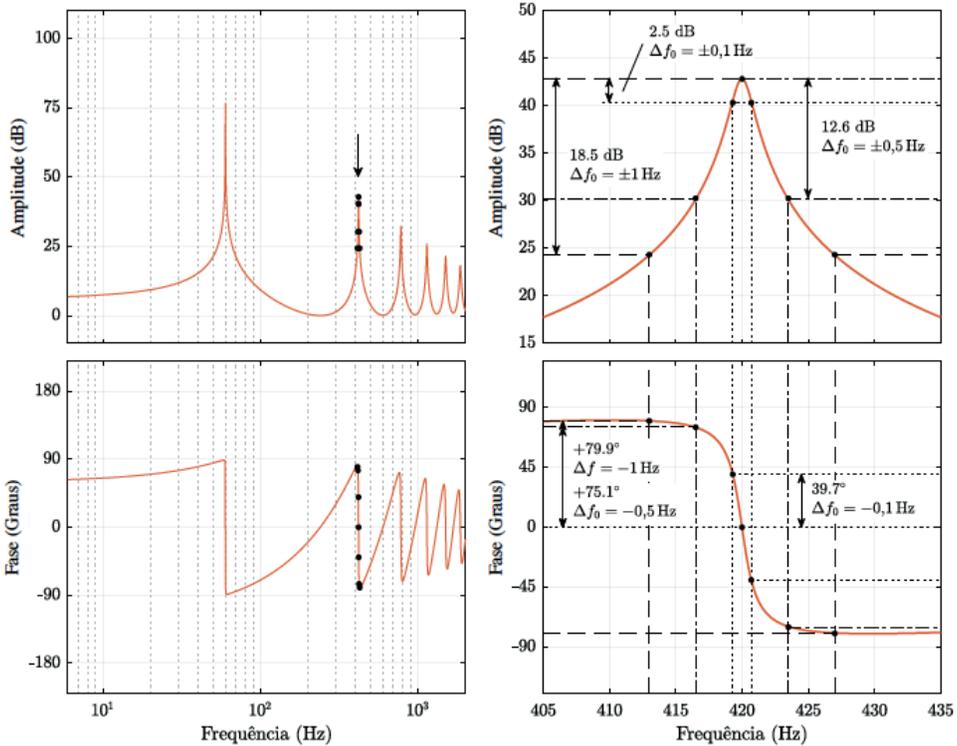


(a) Análise de frequência para $6k + 1$.

(b) Pontos de variação de frequência.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 65 – Diagrama de Bode para a variação da frequência fundamental ($h^+ = 7$).



(a) Análise de frequência para $6k + 1$.

(b) Pontos de variação de frequência.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

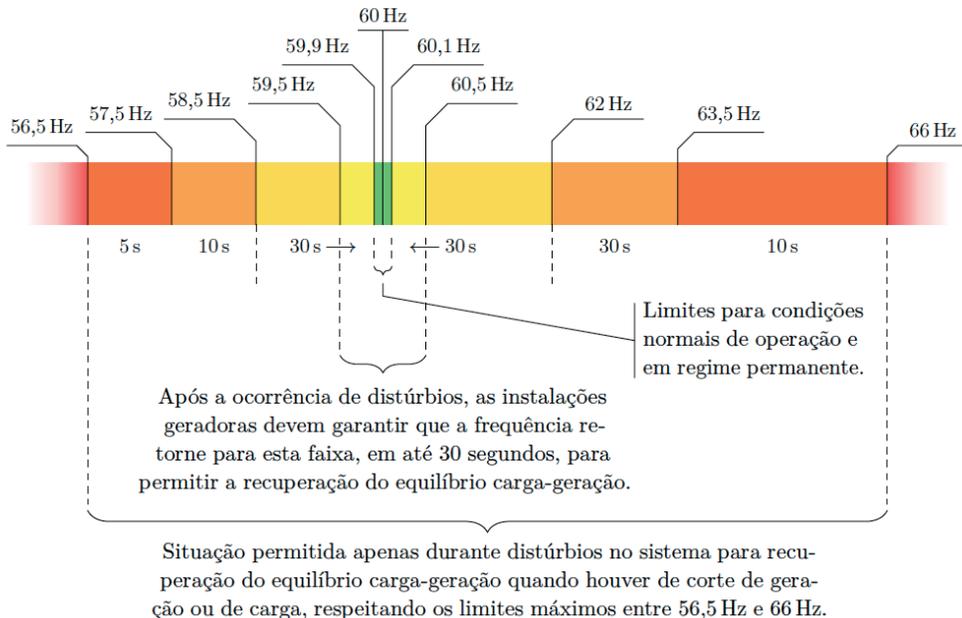
Na Fig. 65 (a) é apresentado o diagrama de Bode para a família $6k + 1$ na região de seqüência positiva e a variação da frequência fundamental Δf_0 , com o foco na componente $h^+ = 7$. Na Fig. 65 (b) é apresentado o diagrama de Bode em torno da frequência $h^+ = 7$ (420 Hz) e suas variações relativas em relação a Δf_0 de $\pm 0,1$ Hz, $\pm 0,5$ Hz e ± 1 Hz. É possível concluir que quanto maior a componente harmônica menor é a redução de amplitude e a variação de fase, frente as variações da frequência fundamental.

As reduções de amplitude implicam a perda de desempenho no rastreamento de referências e rejeição a distúrbios, tanto para aumento quanto para redução de frequência (BLAABJERG et al., 2016). Entretanto, a fase do controlador tem um comportamento diferenciado em relação à amplitude, para aumento da frequência a fase diminui e, de modo recíproco, para a redução de frequência. Isso significa que para uma variação positiva de frequência, o sistema se aproxima da instabilidade, por se aproximar de 180° , o que ocorre de modo inverso para a redução de frequência, afastando-se da instabilidade. Além das variações incrementais em torno de um ponto de operação, este é um fator importante a ser observado na etapa de projeto de controle quando o sistema está sujeito a variações

significativas de frequência, como no caso de sistemas embarcados de potência em aeronaves, que possuem uma ampla faixa de operação geralmente em torno de 360 Hz ~ 900 Hz e que neste caso necessitam de uma estratégia com adaptatividade em frequência (ZANCHETTA et al., 2013).

Entretanto, a frequência dos sistemas de geração centralizados não sofre ampla variação, mas pode estar sujeita a desvios transitórios consideráveis, como apresentado na Fig. 66. De acordo com a legislação nacional vigente (ANEEL, 2018; ONS, 2017), a frequência de operação do sistema elétrico, em condições normais e em regime permanente, pode ter uma variação de até $\pm 0,1$ Hz. Apesar disso, são permitidas variações temporárias no valor de frequência na decorrência de distúrbios, mas as instalações devem garantir que a máxima variação de frequência retorne, em no máximo 30 s, para a faixa de $\pm 0,5$ Hz, para a recuperação do equilíbrio carga-geração. Entretanto, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração, em caso de corte de geração ou de carga, a frequência não pode exceder 66 Hz ou ser inferior a 56,5 Hz em condições extremas. Salienta-se que, temporariamente, a frequência pode manter-se acima de 62 Hz por no máximo 30 s e acima de 63,5 Hz por no máximo 10 s e, ainda, manter-se abaixo de 58,5 Hz por no máximo 10 s e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 5 s. Esses valores estão de acordo com os padrões adotados internacionalmente (IEEE, 2000; IEEE, 2003) e convergem com trabalhos publicados na literatura da área (BOLLEN, 2000; CHEN; ZHANG; QIAN, 2013a; YANG et al., 2015).

Figura 66 – Variação de frequência permitida pela legislação nacional vigente para operação do sistema elétrico de distribuição e de instalações geradoras.



Fonte: Adaptado de ANEEL (2018).

4.7 CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES

Neste capítulo foram apresentados os conceitos teóricos e a fundamentação básica da operação inversa da GDSC, que resultam no controlador vetorial, com variáveis complexas, de característica repetitiva. Inicialmente, foram introduzidas as operações necessárias para se estabelecer a família de componentes harmônicas em que o controlador atua, ou seja, os picos de ressonância, que caracterizam alto ganho em tais frequências. A representação no domínio discreto e a implementação discreta do controlador fornecem as formas de aplicação em dispositivos digitais e reforçam a vantagem da estrutura formada por atrasos no tempo quando utilizados em aplicações digitais. Além disso, foram apresentados os diagramas de blocos que facilitam a visualização da estrutura real e a implementação em função das coordenadas $\alpha\beta$ do controlador vetorial.

A análise dos parâmetros demonstrou as possíveis implicações das variações nos elementos que compõem o controlador e formou a base para um melhor domínio sobre a estrutura básica do projeto. Ainda, foram apresentados e contextualizados os diagramas de Bode para as frequências negativas e positivas, que neste caso, representam a sequência positiva e negativa, respectivamente, do sistema. Faz sentido falar em frequências negativas no domínio da frequência, tratando de um sistema trifásico, quando representado pelo teorema de Fortescue. Em contrapartida, a representação escalar os eixos de frequências e suas componentes são simétricos em relação à origem, sendo suficiente a representação no domínio da frequência somente em frequências positivas. O filtro de realimentação, que foi contextualizado na introdução, foi então explorado matematicamente para demonstrar as características de filtragem e deslocamento de fase. A utilização do filtro digital do tipo FIR confirma a eficácia na atenuação das componentes harmônicas de alta frequência e a capacidade de compensação do deslocamento de fase linear mantendo a estabilidade e o desempenho do controlador. Em seguida, a estratégia de compensação do deslocamento foi apresentada, descrevendo e caracterizando o efeitos de filtragem e correção nos polos e zeros do controlador.

O efeito do atraso computacional não pode ser desprezado, tendo isso em vista, seu efeito foi apresentado em duas estratégias de operação, com o modo de atualização simples e dupla. Em função deste atraso, foram apresentadas duas estratégias de compensação, uma clássica e outra moderna. O compensador por avanço de fase é utilizado para aumentar a margem de fase em uma frequência de interesse, entretanto, deixa a resposta dinâmica do sistema de controle mais lenta devido a redução da amplitude. A utilização do preditor de Smith faz com que o efeito direto do atraso computacional seja removido da resposta de controle, contudo, o sistema de controle permanece com uma amostra atrasada em relação ao sinal de referência. Pode-se concluir que ambas as técnicas conseguem compensar os efeitos do atraso computacional, aumentando margem de fase e melhorando o sinal de resposta dinâmica. A análise de estabilidade foi aplicada em sua

forma básica, fundamentada na proposta original do controlador repetitivo, confirmando que a estrutura atende as condições de estabilidade. Ainda, a apresentação da estrutura escalar demonstra que a estrutura de controle complexo-vetorial possui flexibilidade, como por exemplo, uma alternativa para aplicações monofásicas ou referência única. Por fim, foram discutidos os efeitos da variação de frequência no controlador repetitivo proposto, uma vez que o projeto depende diretamente da frequência fundamental. Para tornar o controlador repetitivo proposto adaptativo em frequência seria necessário estimar ou medir a frequência da rede, alterando continuamente o número de amostras ou a frequência de amostragem, para que os polos coincidam com as componentes harmônicas múltiplas da componente fundamental. Além disso, devem ser observadas questões relativas ao desempenho, estabilidade e robustez dentro da excursão do sinal de frequência esperado. A adaptatividade em frequência do controlador é fundamental para utilização em sistemas de frequência variável ou com significativa variação de frequência, como no caso de microrredes, conversores para fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supply* – UPS) e sistemas embarcados de potência em aeronaves. Entretanto, a estrutura de controle adaptativa em frequência não é abordada neste trabalho pois na aplicação utilizada considera-se a rede elétrica com frequência regulada com baixa variação. Com base em todos os pontos abordados, espera-se que a maioria do conteúdo envolvendo o controlador proposto seja suficiente para um projeto de controle adequado e eficiente.

CONTROLADOR iGDSC APLICADO EM UM FILTRO ATIVO

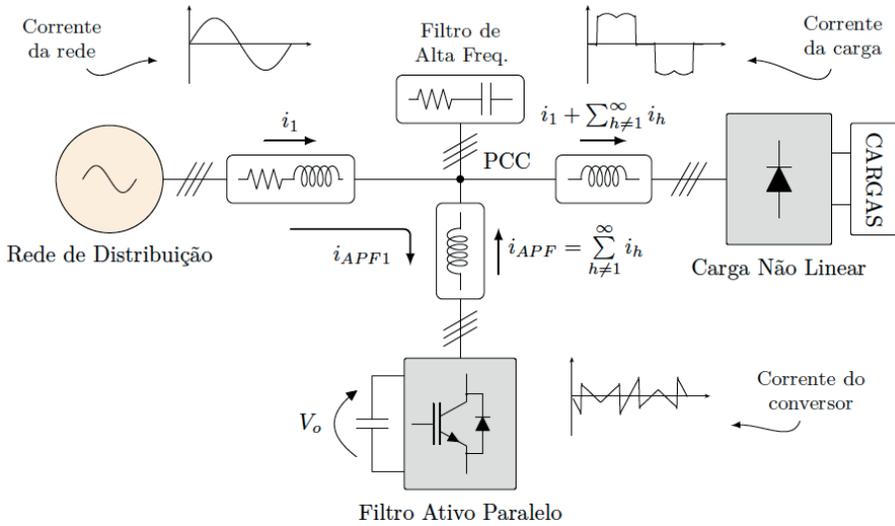
Neste capítulo é apresentado o controlador repetitivo complexo–vetorial aplicado em um filtro ativo paralelo. A problemática desta aplicação consiste na sintetização de um sinal formado por n componentes harmônicas, o que reflete diretamente na malha de controle e no projeto do controlador. As plantas de corrente no indutor de saída e de tensão de barramento cc são modelados e verificados numericamente via simulação. O esquema de controle utilizado é composto por uma estrutura em cascata, onde é aplicado o controle de corrente de saída e é feita a regulação da tensão de barramento cc. Também são apresentados os conceitos da malha de sincronismo com a tensão da rede elétrica e a metodologia de projeto dos controladores discretos. Além disso, são apresentados resultados de verificação dos modelos e dos controladores projetados, utilizando o diagrama de Bode, a resposta no tempo com variação de referência e degrau de carga. Uma metodologia de projeto é apresentada possibilitando a utilização do controlador em outras aplicações.

5.1 ESTRUTURA DO FILTRO ATIVO PARALELO

O filtro ativo paralelo é composto por um inversor fonte de tensão (*voltage–source inverter – VSI*) com modulação PWM e barramento de tensão cc. O conversor trifásico a três fios é conectado ao ponto de conexão de cargas para fornecer o conteúdo harmônico da carga enquanto a rede fornece apenas a componente fundamental. O filtro de saída do conversor é de segunda ordem, do tipo LC , que fornece atenuação das componentes de alta frequência e, ainda assim, possibilita um desempenho dinâmico capaz de sintetizar as componentes harmônicas. Neste caso, a corrente controlada está sobre o o indutor de saída do conversor e o capacitor faz a filtragem passiva das componentes de alta frequência de tensão. Desse modo, o comportamento dinâmico do capacitor é desconsiderado no modelo da planta e, apesar desta desvantagem, obtém-se um modelo de controle de primeira ordem, do tipo L , menos complexo do que quando deseja-se controlar a corrente no filtro com uma combinação de ordem maior (BIERHOFF; FUCHS, 2009; ANDRETA, 2014; ZIMANN, 2016). Na Fig. 67 são mostrados os elementos e conexões elétricas para a aplicação do conversor como um filtro ativo de potência paralelo (SAPF) controlado em corrente.

A lei de controle desse conversor é implementada em tempo discreto, baseada no modo de controle de corrente. Nesta técnica são efetuadas as leituras das correntes de carga para extração das componentes harmônicas e as leituras de corrente no indutor de saída do conversor para controle do mesmo. Também é obtida a leitura da tensão de barramento cc para controle e regulação, o que leva a um pequeno fluxo de potência entre a rede e o conversor. Esta pequena parcela de potência supre as perdas do conversor e mantém o barramento cc regulado com a tensão de operação. Os parâmetros de projeto são apresentados na Tabela 12 do Apêndice C.

Figura 67 – Compensação de componentes harmônicas de cargas não lineares com o SAPF.

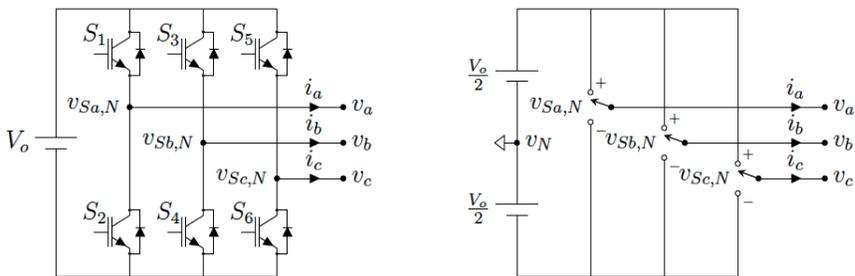


Fonte: Adaptado de Limongi et al. (2009).

5.1.1 Modelo orientado ao controle para as correntes de saída

Seja o conversor VSI trifásico a três fios, composto por três braços e um barramento cc. Na Fig. 68 (a) é mostrado o modelo físico, onde os interruptores bidirecionais em corrente $\vec{S} = \{S_k\}$ para $k = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$, operam de acordo com os sinais de comando do PWM e devem ter seus acionamentos complementares, para $\{S_k, S_{k+1}\}$ onde $k = (1, 3, 5)$. O barramento cc, representado pela tensão V_o , conecta todos os braços, que têm suas saídas $\{v_a, v_b, v_c\}$ conectadas aos ramos do filtro de saída. Na Fig. 68 (b) é apresentado o modelo equivalente para os interruptores $\{S_a, S_b, S_c\}$ e a divisão do barramento em $\{+V_o/2, -V_o/2\}$ com relação ao ponto médio virtual v_n , para obtenção dos modelos matemáticos do conversor.

Figura 68 – Circuito do inversor fonte de tensão trifásico com filtro de saída.



(a) Circuito do modelo físico.

(b) Circuito do modelo equivalente.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

São utilizados os valores médios *quasi*-instantâneos, que são os valores médios durante um ciclo de comutação do conversor, para obtenção das tensões sintetizadas pelo conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001). As tensões do conversor $v_{Sj,N}$ para $j = \{a, b, c\}$ tomam como referência o ponto central dos capacitores do barramento cc. Como a frequência das portadoras é muito mais alta do que a frequência das moduladoras, o valor da portadora observado, dentro do período de comutação, é considerado constante.

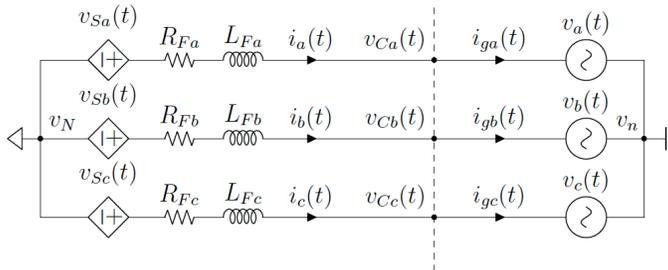
$$\langle v_{Sj,N} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} f_{d,j}(t) dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \frac{V_o}{2} dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} -\frac{V_o}{2} dt \right]. \quad (5.1)$$

A integral da função de modulação $f_{d,j}(t)$, dentro do período T_s , resulta em:

$$\langle v_{Sj,N} \rangle_{T_s} = V_o \cdot D_{j,N}(t) - \frac{V_o}{2}, \quad \text{para } j = \{a, b, c\}. \quad (5.2)$$

Com base no valor médio da tensão dos interruptores (5.2) pode-se obter o circuito equivalente trifásico conectado à rede, mostrado na Fig. 69. Algumas considerações são feitas neste modelo. A rede é analisada como um barramento infinito, portanto, a impedância da rede é desconsiderada. Assim, a tensão no ponto de conexão de cargas é a própria tensão da rede. A variável de controle é a corrente que circula pelo indutor do filtro, que neste caso são consideradas como as próprias correntes de saída, pois a dinâmica dos capacitores é desconsiderada no modelo de controle de corrente. Modelos de maior complexidade, como os filtros *LCL* de terceira ordem, podem ser encontrados nos trabalhos de Bierhoff e Fuchs (2009), Machado (2016), Zimann (2016), Blaabjerg (2018). Neste trabalho, ciente de suas limitações, optou-se por um modelo de primeira ordem, o filtro do tipo *L*, que é suficiente para verificação do controlador proposto dentro desta aplicação.

Figura 69 – Circuito equivalente por valores médios do conversor conectado a rede.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Fazendo a análise das malhas, é possível verificar que a tensão de fase em relação ao ponto central do barramento cc ($v_{Sj,N}$) é igual à tensão de fase em relação ao neutro da rede ($v_{Sj,n}$) acrescida da diferença de potencial entre os pontos de referência, chamada de tensão de modo comum ($v_{n,N}$), sendo $j = a, b, c$ as fases da rede elétrica:

$$\begin{cases} v_{Sa,N} = v_{Sa,n} + v_{n,N} \\ v_{Sb,N} = v_{Sb,n} + v_{n,N} \\ v_{Sc,N} = v_{Sc,n} + v_{n,N} \end{cases}, \quad (5.3)$$

ou seja, a tensão sobre a resistência e o indutor do filtro R_F , L_F somada com a tensão sobre o capacitor de saída C_F e com a tensão entre referenciais $v_{n,N}$ formam as tensões equivalentes sintetizadas pelo conversor em relação ao referencial fictício v_N do conversor:

$$\begin{cases} v_{Sa,N} = L_{Fa} \cdot \frac{d}{dt} i_a + R_{Fa} \cdot i_a + v_{Ca,n} + v_{n,N} \\ v_{Sb,N} = L_{Fb} \cdot \frac{d}{dt} i_b + R_{Fb} \cdot i_b + v_{Cb,n} + v_{n,N} \\ v_{Sc,N} = L_{Fc} \cdot \frac{d}{dt} i_c + R_{Fc} \cdot i_c + v_{Cc,n} + v_{n,N} \end{cases}. \quad (5.4)$$

Somando as equações de (5.4) e, como não existe a componente homopolar de corrente no sistema trifásico sem neutro $v_{a,n} + v_{b,n} + v_{c,n} = 0$, o somatório das correntes de fase na saída do conversor é nulo $i_a + i_b + i_c = 0$, tem-se a tensão de modo comum $v_{n,N}$:

$$v_{n,N} = \frac{1}{3} \cdot (v_{Sa,N} + v_{Sb,N} + v_{Sc,N}). \quad (5.5)$$

Substituindo (5.5) em (5.4) isolando as componentes que contém termos derivativos:

$$\begin{cases} L_{Fa} \cdot \frac{d}{dt} i_a = -R_{Fa} \cdot i_a - v_{Ca,n} + \frac{2}{3} v_{Sa,N} - \frac{1}{3} \cdot v_{Sb,N} - \frac{1}{3} \cdot v_{Sc,N} \\ L_{Fb} \cdot \frac{d}{dt} i_b = -R_{Fb} \cdot i_b - v_{Cb,n} - \frac{1}{3} v_{Sa,N} + \frac{2}{3} \cdot v_{Sb,N} - \frac{1}{3} \cdot v_{Sc,N} \\ L_{Fc} \cdot \frac{d}{dt} i_c = -R_{Fc} \cdot i_c - v_{Cc,n} - \frac{1}{3} v_{Sa,N} - \frac{1}{3} \cdot v_{Sb,N} + \frac{2}{3} \cdot v_{Sc,N} \end{cases}. \quad (5.6)$$

Na representação matricial e considerando resistências e indutâncias de fase iguais:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R_F}{L_F} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3 \cdot L_F} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{Sa,N} \\ v_{Sb,N} \\ v_{Sc,N} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_F} \begin{bmatrix} v_{Ca,n} \\ v_{Cb,n} \\ v_{Cc,n} \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

É possível representar as tensões sintetizadas pelo conversor em relação ao ponto neutro da rede, para isso, a definição de (5.5) é substituído em (5.3):

$$\begin{bmatrix} v_{Sa,n} \\ v_{Sb,n} \\ v_{Sc,n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}} \cdot \begin{bmatrix} v_{Sa,N} \\ v_{Sb,N} \\ v_{Sc,N} \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Dessa forma, a relação de (5.7) fica representada em função da tensão fase-neutro da rede:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = -\frac{R_F}{L_F} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3 \cdot L_F} \cdot \begin{bmatrix} v_{Sa,n} \\ v_{Sb,n} \\ v_{Sc,n} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_F} \begin{bmatrix} v_{Ca,n} \\ v_{Cb,n} \\ v_{Cc,n} \end{bmatrix}. \quad (5.9)$$

Utilizando a modulação PWM regular trifásico simétrico então é válida a relação $v_{Sj,N} = v_{Sj,n}$ para tensão de modo comum nula ($v_{n,N} = 0$). Além disso, qualquer tensão de modo comum aplicada na modulação não altera a tensão de saída do conversor (KAZMIERKOWSKI et al., 2002), em virtude das infinitas soluções da matriz singular \mathbf{P} de (5.8) (NETO, 2018; LIMONGI, 2006), assim as relações de valores médios resultam em razões cíclicas iguais $D_{Sj,N} = D_{Sj,n}$. Dessa forma, substituindo as relações de (5.2) em (5.9), obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = -\frac{R_F}{L_F} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{V_o}{L_F} \begin{bmatrix} D_{a,n} \\ D_{b,n} \\ D_{c,n} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_F} \begin{bmatrix} v_{Ca,n} \\ v_{Cb,n} \\ v_{Cc,n} \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Aplicando a transformação de coordenadas $s_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] \cdot s_{abc}$, obtém-se :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_F}{L_F} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{V_o}{L_F} \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_F} \begin{bmatrix} v_{C\alpha,n} \\ v_{C\beta,n} \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace, com condições iniciais nulas, tem-se a equação resultante na forma vetorial:

$$sL_F \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}(s) = -R_F \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}(s) + V_o \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \vec{v}_{C\alpha\beta}(s). \quad (5.12)$$

A corrente é função da razão cíclica e da tensão sobre os capacitores do filtro:

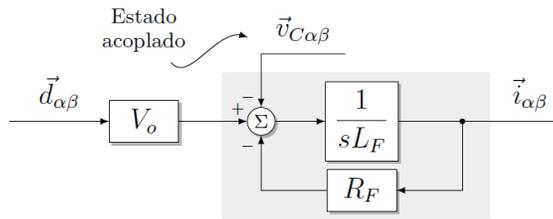
$$\vec{i}_{\alpha\beta}(s) = \left(\frac{1}{sL_F + R_F} \right) \cdot [V_o \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \vec{v}_{C\alpha\beta}(s)]. \quad (5.13)$$

Utilizando o princípio da superposição em (5.13) pode-se obter a função de transferência que descreve o comportamento da corrente de saída em função da razão cíclica do conversor. O vetor tensão no PCC é considerada como uma perturbação do modelo:

$$G_{id}(s) = \frac{\vec{i}_{\alpha\beta 0}}{\vec{D}_{\alpha\beta 0}} = \frac{V_o}{sL_F + R_F}, \quad \text{para } \vec{v}_{C\alpha\beta}(s) = 0. \quad (5.14)$$

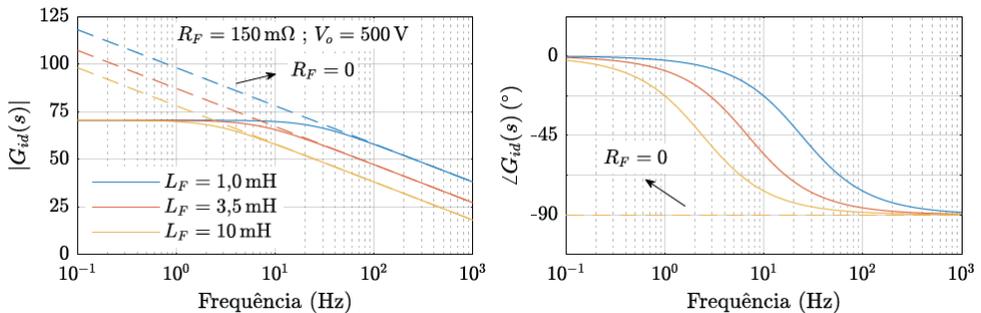
Na Fig. 70 é apresentado o diagrama de blocos da corrente de saída e a tensão sobre o PCC em um modelo acoplado (BOSIO et al., 2016). Na Fig. 71 é mostrado o diagrama de Bode da função transferência do conversor $G_{id}(s)$ modelado em $\alpha\beta$. Como o filtro de saída é composto por um indutor L_F em série com uma resistência R_F , a planta possui apenas um polo real deslocado da origem ($sL_F + R_F$), com característica de filtro passa-baixa e com frequência de corte $\omega_{c,F}$ determinada pelo par $R_F L_F$. A verificação numérica dos modelos de corrente e de tensão, no domínio da frequência e do tempo, é apresentada no Apêndice D.

Figura 70 – Diagrama de blocos do modelo da planta com acoplamento de variáveis.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 71 – Diagrama de magnitude e fase da função de transferência $G_{id}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

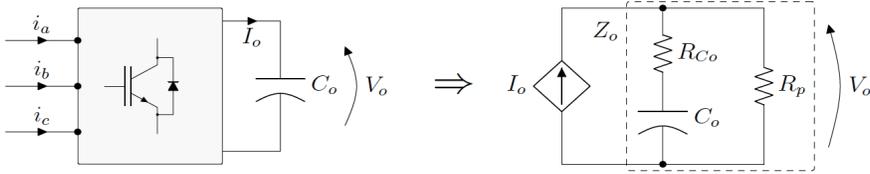
5.1.2 Modelo orientado ao controle para a tensão de barramento cc

O conversor possui um barramento cc que armazena energia e deve permanecer com um valor de tensão adequado para permitir o funcionamento correto da topologia. A aplicação do conversor como filtro ativo de potência não fornece e nem absorve potência ativa, pois são processadas somente componentes harmônicas. Entretanto, é necessário suprir as eventuais perdas dos semicondutores e dos demais elementos passivos que

fazem parte do sistema. Em virtude disso, o conversor é projetado para que possa absorver uma parcela de corrente em fase com a tensão do PCC para regular o valor da tensão de barramento cc.

Na Fig. 72 é mostrado o modelo simplificado do conversor e o modelo equivalente do barramento cc, onde V_o é a tensão de barramento cc, i_o é a corrente equivalente das correntes da rede i_{abc} , R_{Co} é a resistência série do capacitor, R_p é a resistência paralela, Z_o representa a impedância equivalente e C_o é o valor da capacitância do barramento cc.

Figura 72 – Circuito equivalente do conversor e do barramento cc.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

A relação dinâmica entre a corrente I_o e a tensão V_o é obtida a partir da Fig. 72:

$$V_o(s) = I_o(s) \cdot Z_o(s) \quad \therefore \quad \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_p(sR_{Cb}C_b + 1)}{sC_b(R_{Cb} + R_p) + 1} \quad (5.15)$$

É preciso representar a corrente I_o em função das amplitudes das correntes de entrada, para isto considera-se que o circuito de sincronismo fornece referências senoidais equilibradas e sem defasamento em relação às tensões de alimentação, que os controladores de corrente garantem o rastreamento da referência com erro nulo e que não há energia armazenada nos indutores. A partir destas considerações, define-se a relação entre a potência média de entrada e de saída (BARBI et al., 2002):

$$P_o = P_{in} \cdot \eta \quad \therefore \quad I_o \cdot V_o = \eta \cdot \frac{3}{2} \cdot (v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta) \quad (5.16)$$

Ainda, considerando o rendimento unitário, os valores de pico das componentes α e β iguais e as tensões sendo constantes no ponto de operação, pois deseja-se controlar somente as amplitudes das correntes de entrada:

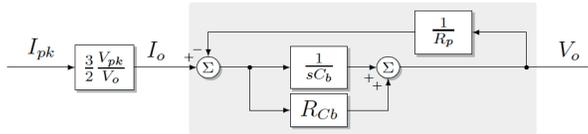
$$I_o \cdot V_o = \frac{3}{2} \cdot V_{pk} \cdot I_{pk} \quad \therefore \quad \frac{I_o}{I_{pk}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{pk}}{V_o} \quad (5.17)$$

Substituindo a relação de (5.17) em (5.15), tem-se a função de transferência entre a corrente de entrada e a tensão de barramento cc (CARDOSO, 2006; CUNHA, 2015):

$$\frac{V_o(s)}{I_{pk}(s)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{pk}}{V_o} \cdot \frac{s \cdot C_o(R_{Co} + R_p) + 1}{R_p \cdot (s \cdot R_{Co}C_o + 1)} \quad (5.18)$$

Na Fig. 73 é mostrado o diagrama de blocos do modelo de tensão do barramento cc. A verificação numérica do modelo é apresentada no Apêndice D.

Figura 73 – Diagrama de blocos do modelo de tensão do barramento cc.

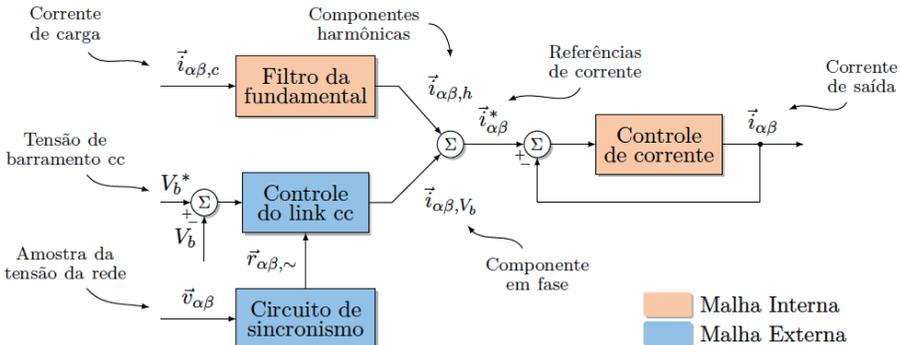


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

5.2 ESQUEMA DE CONTROLE

O esquema de controle utilizado no filtro ativo paralelo é baseado no controle em cascata, que consiste em duas malhas de controle dinamicamente desacopladas pela frequência de operação ($\ll 10$), como mostrado na Fig. 74. A malha de controle externa é responsável por manter a tensão de barramento cc regulada, absorvendo ou injetando potência ativa de acordo com o valor de tensão presente no barramento cc. Idealmente, não existe potência ativa sendo fornecida quando o conversor opera como filtro ativo, porém é necessário suprir as perdas dos semicondutores e dos componentes passivos. A malha de controle interna é responsável pelo seguimento das referências impostas pela malha externa e pelas componentes harmônicas necessárias à operação como filtro ativo. Ainda, é responsável pela rejeição de componentes oriundas dos estados acoplados ao modelo, como a tensão sobre os capacitores do filtro de saída. Um filtro de rejeição de banda é sintonizado para eliminar a componente fundamental da medição de corrente de carga. O projeto do filtro da componente fundamental é apresentado no Apêndice E.

Figura 74 – Estratégia de controle da tensão de barramento cc e das correntes de saída.



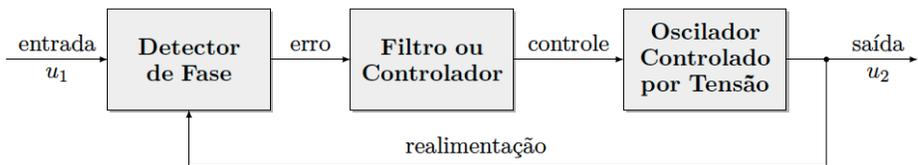
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

A malha de controle externa necessita de referências sincronizadas com a sequência positiva da tensão da rede, pois a regulação da tensão de barramento cc é baseada no equilíbrio de potência entre o barramento cc do conversor e a potência de entrada da rede. Em razão disso, é utilizado um circuito de sincronismo para a detecção e rastreamento componente fundamental de sequência positiva da tensão no ponto de conexão.

5.2.1 Circuito de sincronismo

A estrutura básica de um PLL é constituída por um detector de fase, um filtro ou controlador e um oscilador controlador por tensão (*Voltage-Controlled Oscillator – VCO*). O detector de fase gera um sinal proporcional ao erro de fase entre o sinal de entrada e o sinal gerado internamente, o controlador atenua as componentes de alta frequência e produz um sinal proporcional à entrada com características integradoras e o VCO gera um sinal alternado de frequência ω com base na tensão de entrada (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Na Fig. 75 é mostrada a estrutura básica de um PLL.

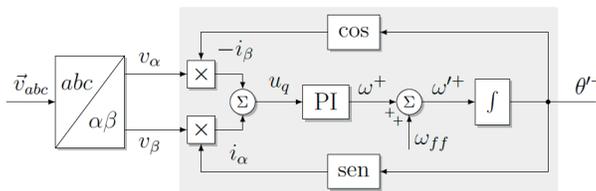
Figura 75 – Diagrama de blocos da estrutura básica de um PLL.



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011).

Na Fig. 76 é mostrado o PLL baseado nos sinais em quadratura (*in-quadrature phase detector*) para detecção de fase de sequência positiva para sinais trifásicos (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011; ORTMANN, 2008). Este circuito utiliza os sinais em coordenadas $\alpha\beta$ para geração de um sinal senoidal em fase com o sinal de frequência fundamental de sequência positiva (FFPS).

Figura 76 – Diagrama de blocos do circuito de PLL baseado em sinais em quadratura.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O sinal de entrada $u_1(t)$ assim como o sinal de saída $u_2(t)$, gerado pelo oscilador, são considerados senoidais e, portanto, o sinal de erro do detector de fase consiste em uma senoide composta pelos termos da entrada e saída. Neste caso, somente a componente fundamental é considerada, com os termos de outras frequências idealmente filtrados.

$$\begin{cases} u_1(t) = U_1 e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} = u_{1\alpha} + j u_{1\beta} = U_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1) + U_1 \cdot j \operatorname{sen}(\omega_1 t + \phi_1) \\ u_2(t) = U_2 e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} = u_{2\alpha} + j u_{2\beta} = U_2 \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2) + U_2 \cdot j \operatorname{sen}(\omega_2 t + \phi_2) \end{cases} \quad (5.19)$$

Neste circuito, o sinal de controle $u(t)$ é o produto vetorial das componentes de entrada pelo complexo conjugado das componentes de saída e comparado com uma referência nula. Dessa forma, o sinal de saída é análogo ao sinal de potência instantânea de um sistema elétrico.

$$u(t) = u_1(t) \times u_2^*(t) \quad (5.20)$$

$$= \underbrace{(u_{1\alpha} \cdot u_{2\alpha} + u_{1\beta} \cdot u_{2\beta})}_p + j \underbrace{(u_{1\beta} \cdot u_{2\alpha} - u_{1\alpha} \cdot u_{2\beta})}_q. \quad (5.21)$$

Dois tipos de circuito de sincronismo podem ser derivados de (5.21). Se a parcela de potência instantânea real for utilizada para o controle, tem-se o p-PLL. Contudo, caso a parcela de potência instantânea imaginária seja utilizada para o controle, tem-se o q-PLL. A diferença entre os dois tipos de PLL consiste no sinal de sincronismo gerado. Para o q-PLL o sinal está em fase com a componente fundamental de sequência positiva, enquanto que o p-PLL o sinal gerado está 90° adiantado (ORTMANN, 2008). Para o controle da tensão de barramento cc são necessárias referências em fase com a tensão de entrada, portanto o q-PLL é utilizado. Os sinais de entrada e saída podem ser substituídos pelas componentes análogas de tensão e corrente de amplitude unitária:

$$u_q(t) = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta \quad (5.22)$$

$$= \operatorname{sen}(\omega_1 t + \phi_1) \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2) - \cos(\omega_1 t + \phi_1) \cdot \operatorname{sen}(\omega_2 t + \phi_2) \quad (5.23)$$

$$= \operatorname{sen}[(\omega_1 - \omega_2) \cdot t + (\phi_1 - \phi_2)]. \quad (5.24)$$

O sinal de controle resultante $u_q(t)$ é uma senoide em função da diferença entre a frequência do sinal de entrada e da saída, assim como para o valor da fase. Este sinal serve como entrada para o controlador, que altera sua saída em busca da referência nula. O resultado do controlador é a frequência do sistema, que quando integrada, resulta na posição angular estimada pelo circuito. Quando o sinal de frequência de saída é próximo do valor de entrada, tem-se que $\omega_1 \approx \omega_2$, então:

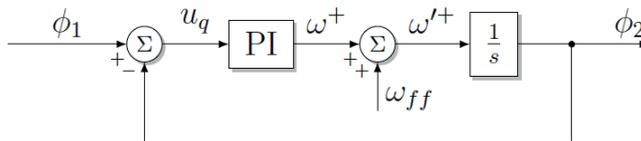
$$u_q(t) = \operatorname{sen}(\phi_1 - \phi_2) \quad \text{para} \quad \omega_1 \approx \omega_2. \quad (5.25)$$

Portanto, é possível concluir de (5.25) que a multiplicação produz uma detecção de fase não linear dependente da função senoidal. Entretanto, para pequenas variações no valor de erro da fase $\phi_1 \approx \phi_2$, a saída pode ser linearizada em torno do ponto de operação, uma vez que $\text{sen}(\phi_1 - \phi_2) \approx (\phi_1 - \phi_2)$, o que resulta no sinal de erro linearizado:

$$u_q(t) \cong (\phi_1 - \phi_2). \quad (5.26)$$

Na Fig. 77 é mostrado o diagrama de blocos do modelo linearizado do q-PLL para pequenas variações do erro de ângulo. Este modelo é utilizado para a etapa de projeto do controlador do detector de fase.

Figura 77 – Modelo linearizado do q-PLL para sinais de pequenas variações.

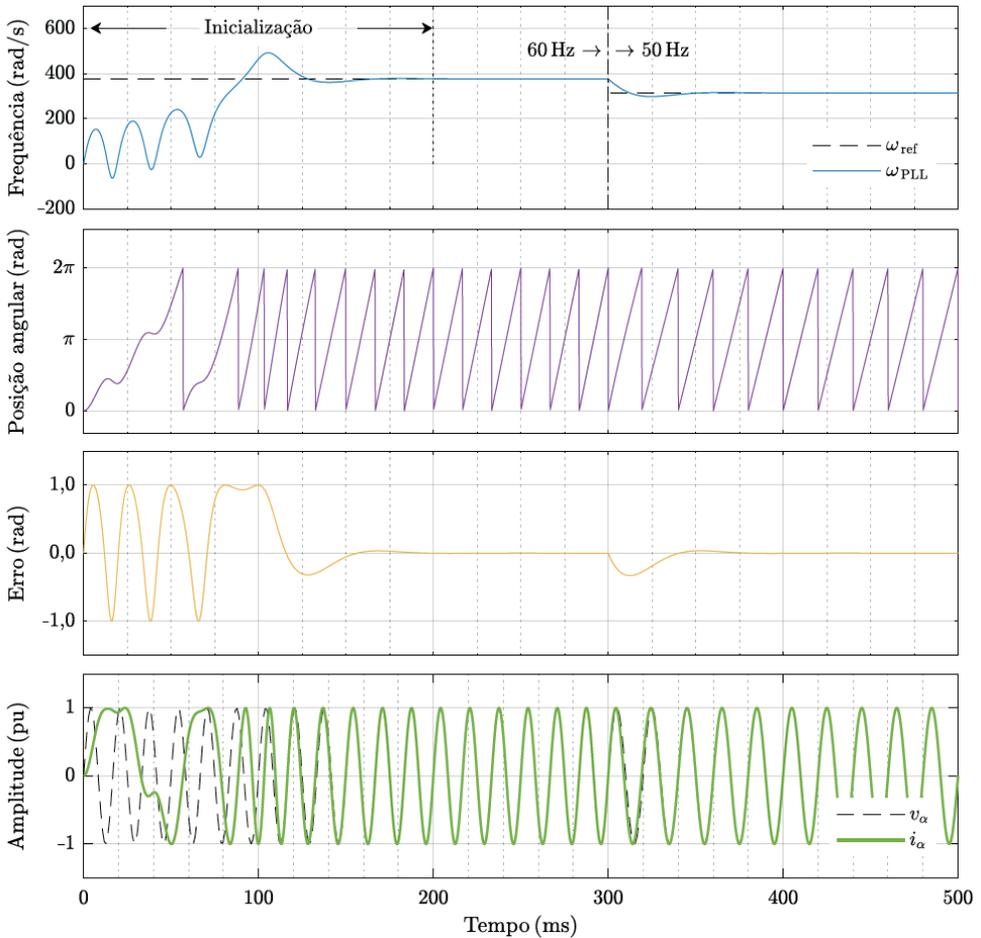


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Atítulo de exemplo, é mostrada, na Fig. 78, a inicialização do PLL, para o rastreamento de um sinal de 60 Hz sem condição inicial predefinida e, em seguida, a variação para um sinal de 50 Hz, demonstrando o funcionamento do PLL utilizado. É importante destacar que a sequência de fases é relevante neste PLL e deve ser observada para uma resposta adequada. A resposta dinâmica inicial pode ser melhorada substancialmente quando a frequência de rastreamento é conhecida. A condição inicial ω_{ff} é ajustada para o valor de rastreamento previamente conhecido, melhorando a dinâmica inicial do sistema.

Esta estrutura de PLL é considerada suficiente para avaliar o controle proposto para o filtro ativo, tomando como base que a tensão da rede é equilibrada e sem distorções harmônicas significativas. Todavia, podem ser encontradas estruturas com tempo de convergência reduzido para aplicações específicas, como a detecção de salto de fase (ANDRADE et al., 2020), a adaptatividade em frequência (BATISTA et al., 2015) e as aplicações monofásicas (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017).

Figura 78 – Resposta da inicialização do PLL contínuo com a condição inicial nula e do rastreamento do sinal de 60 Hz com um degrau de referência para 50 Hz em 0,3 s. Controlador PI: $k_p = 112,3$; $k_i = 9140,4 \Rightarrow f_c = 21$ Hz; $PM = 58^\circ$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

5.2.2 Metodologia de projeto dos controladores discretos

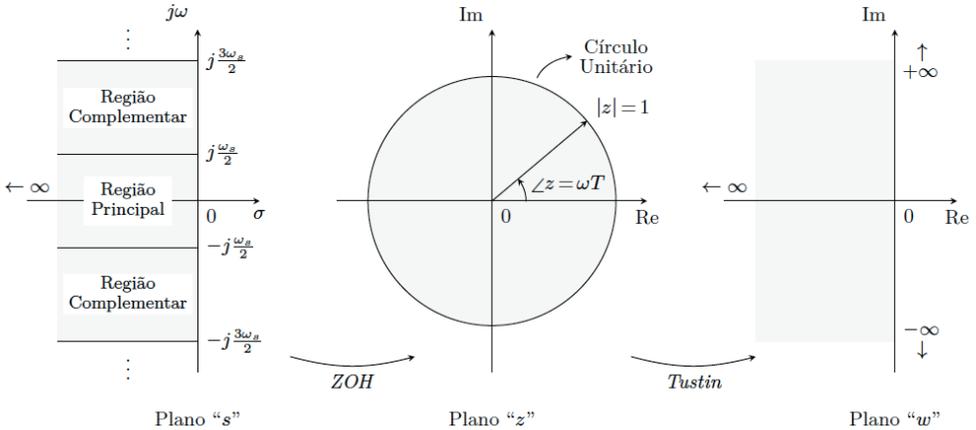
Os métodos de projeto de resposta em frequência aplicados ao domínio contínuo s não podem ser diretamente aplicados no domínio discreto z , uma vez que, as características da resposta em frequência são perdidas, pois a frequência no plano z aparece como $z = e^{j\omega T}$. A transformada z mapeia a região principal e as regiões complementares, ou também chamadas de periódicas, do plano s em um círculo unitário no plano z , sendo assim, os métodos de projeto utilizados no domínio contínuo não são aplicáveis no domínio discreto.

Para contornar o problema resultante da discretização, o plano z é remapeado para o plano w . A transformação bilinear (Tustin) leva a um semi-plano contínuo, onde

as características de frequência são parcialmente restauradas e as características da discretização são mantidas (OGATA, 1995). O processo de remapeamento dos planos é mostrado na Fig. 79. A transformação w é definida como:

$$z = \frac{1 + (T_s/2) \cdot w}{1 - (T_s/2) \cdot w} \quad \therefore \quad w = \frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}. \quad (5.27)$$

Figura 79 – Mapeamento do plano contínuo, discreto e semi-contínuo [$s \rightarrow z \rightarrow w$].



Fonte: Adaptado de Ogata (1995).

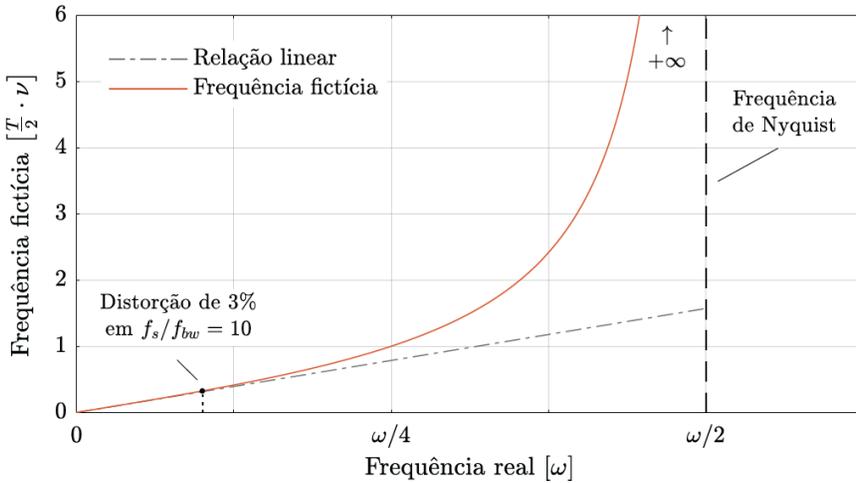
Apesar das transformações levarem de um plano a outro, existem importantes diferenças entre os planos. A diferença mais significativa está no comportamento da frequência, que no plano s está contida em $-\omega_s/2 \leq \omega \leq \omega_s/2$ e é mapeada no intervalo de $-\infty < \nu < \infty$ no plano w . A frequência fictícia ν e a frequência real ω estão conectadas pela seguinte relação:

$$w \Big|_{w=j\nu} = j\nu = \frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \Big|_{z=e^{j\omega T}} = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = \frac{2}{T} \cdot j \cdot \tan\left(\omega \cdot \frac{T}{2}\right), \quad (5.28)$$

ou seja,

$$\nu = \frac{2}{T} \cdot \tan\left(\omega \cdot \frac{T}{2}\right). \quad (5.29)$$

Figura 80 – Relação entre a frequência fictícia ν e a frequência real ω .



Fonte: Adaptado de Ogata (1995).

Portanto, a resultante no plano w é uma distorção da frequência fictícia ν à medida que se aproxima da frequência de Nyquist (OGATA, 1995). Enquanto a frequência real ω move-se de $-\omega_s/2$ para 0 a frequência fictícia ν move-se de $-\infty$ para 0 e, enquanto ω move-se de 0 para $\omega_s/2$, ν move-se de 0 para $+\infty$. A distorção de frequência atinge o limite de 3% quando $f_s/f_{bw} = 10$ utilizando o método de discretização de Tustin.

O procedimento de projeto dos controladores discretos deve seguir as seguintes etapas de projeto, descritas abaixo:

- Primeiro, é feita a transformada z de $G_p(s) \rightarrow G_p(z)$ a partir da função de transferência do modelo da planta utilizando o segurador de ordem zero (ZOH).
- Em seguida, a transformação bilinear ou de Tustin (5.27) é aplicada em $G_p(z) \rightarrow G_p(w)$ utilizando um período de amostragem T_s adequado. Utiliza-se uma frequência de amostragem, pelo menos, 10 vezes maior do que a largura de banda do sistema malha fechada, preservando as características dos sinais amostrados.
- No plano semi-contínuo w o controlador $C(w)$ é projetado utilizando as mesmas técnicas aplicadas ao plano contínuo. São observados os indicadores de desempenho e estabilidade no diagrama de Bode: margem de fase (*Phase Margin* – PM) e margem de ganho (*Gain Margin* – GM). Adicionalmente, o índice de sensibilidade ($1/\eta$) é utilizado como parâmetro complementar de estabilidade, observando o diagrama de Nyquist.
- Em seguida, aplicar a transformação bilinear inversa (5.27) ao controlador projetado para obter o mesmo no plano discreto $C(w) \rightarrow C(z)$ e verificar se a resposta do sistema está adequada.
- Finalmente, a equação a diferenças é obtida para implementação discreta do controlador em um processador digital de sinais.

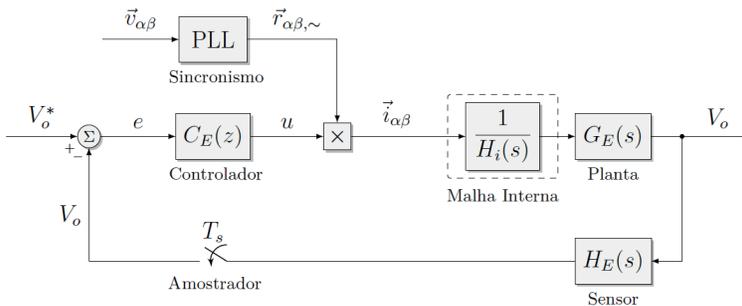
5.2.3 Controlador da malha externa

A malha externa é utilizada para o controle da tensão de barramento cc do conversor. A utilização da estratégia de controle em cascata faz com que a malha externa forneça os valores de referência para manter o barramento cc regulado e funcione simultaneamente com as funções do filtro ativo de potência. Estipula-se que, para o funcionamento sem interação entre malhas internas e externas, as frequências da largura de banda estejam distanciadas de, no mínimo, uma década ou $f_{bw} \gg 10$ entre si. Na Fig. 81 é mostrada a malha de controle da tensão de barramento cc. A função de transferência da planta $G_E(s)$ foi previamente apresentada em (5.18), entretanto, os sensores são representados por ganhos e, também, pela função de transferência dos filtros LPF existentes no condicionamento dos sinais de entrada do processamento digital, como apresentado abaixo:

$$H_E(s) = k_{Hv} \cdot \frac{\omega_{Hv}}{s + \omega_{Hv}}, \quad \text{para } \omega_{Hv} = 2\pi \cdot \frac{f_s}{2} \quad (5.30)$$

onde, k_{Hv} é o ganho do condicionamento e ω_{Hv} é a frequência de corte do filtro em rad/s. Para este filtro atuar como filtro AAF (*Anti-Aliasing Filter*), é escolhido $\omega_{Hv} = \omega_s/2$ e $k_{Hv} = 1$. O filtro AAF restringe a banda de amostragem do sinal, impedindo que amostras acima da frequência de Nyquist sejam coletadas e ocorram distorções na reconstrução do sinal original (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Este filtro ainda impede que ruídos de alta frequência, originados da comutação, sejam amostrados pelo ADC (*Analog-to-Digital Converter*).

Figura 81 – Diagrama de blocos da malha externa para controle da tensão de barramento.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

A partir da Fig. 81 é possível obter a função de transferência de malha aberta (FTMA) de tensão. É possível projetar o controlador discreto utilizando os procedimentos previamente apresentados. O controlador PI com polo adicional é escolhido para se obter erro nulo em regime permanente e uma boa resposta dinâmica. O polo adicional atua como um filtro para altas frequências, atenuando ruídos e interferências que possam chegar até o controlador. A banda passante da malha interna é muito mais rápida que a banda passante

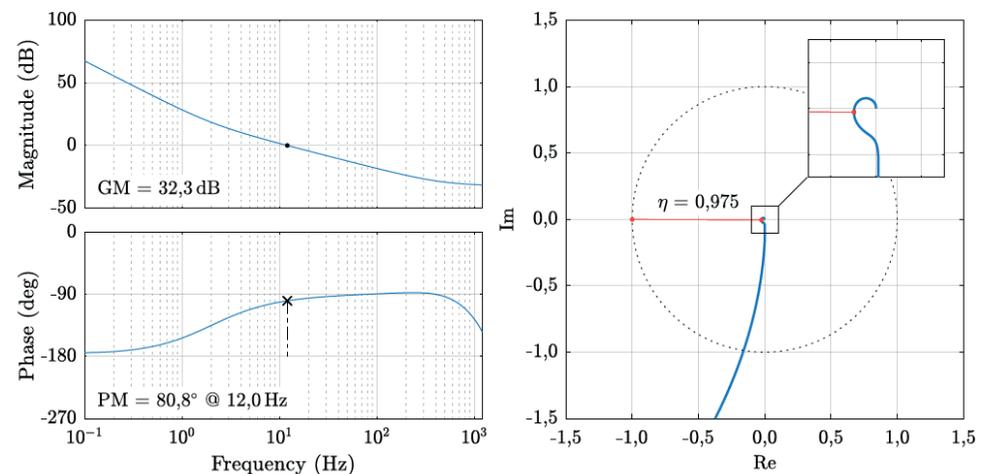
da malha externa ($f_{bw,i} \gg f_{bw,v}$), por esse motivo, é possível representar a malha interna pelo inverso da função de transferência do sensor de corrente $1/H_i(w)$. Caso a condição de velocidade entre as malhas não fosse atendida, seria necessário considerar a função de transferência de malha fechada da corrente.

$$FTMA_E(w) = C_E(w) \cdot \frac{1}{H_i(w)} \cdot [G_E \cdot H_E](w), \quad (5.31)$$

$$C_E(w) = k_E \cdot \frac{w + z_E}{w(w + p_E)}. \quad (5.32)$$

Deseja-se controlar somente o valor médio da tensão cc, sem que o controlador atue sobre a ondulação de tensão existente no barramento cc. A ondulação de tensão de barramento cc alimentado por um sistema trifásico é praticamente nula, em virtude da potência trifásica ser aproximadamente constante. Entretanto, possíveis desequilíbrios podem estimular ondulações de 120 Hz no barramento, sendo indicado um valor de frequência de corte de, no mínimo, dez vezes menor que a menor oscilação possível. Por esse motivo, um valor de 12 Hz é selecionado para a frequência de cruzamento deste controlador. Com o zero posicionado em 2 Hz e o polo adicional posicionado em 10 kHz, são obtidos os seguintes parâmetros de desempenho: PM = 80,8° com GM = 32,3 dB com frequência de corte de 12,0 Hz, conforme a especificação de projeto. Ainda, o parâmetro adicional de estabilidade η possui o valor de 0,975, portanto, distante do ponto de instabilidade. Na Fig. 82 é mostrado o diagrama de Bode e o diagrama de Nyquist da $FTMA_E$ no domínio z , obtido com o auxílio da transformação bilinear inversa.

Figura 82 – Diagramas de Bode e de Nyquist da $FTMA_E$ final.



(a) Diagrama de Bode.

(b) Diagrama de Nyquist.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

5.2.4 Controlador da malha interna

A malha interna de controle é responsável pelo seguimento de trajetória e rejeição a distúrbios da corrente de saída do conversor (CORRADINI et al., 2015). Para conseguir desempenhar estas atividades adequadamente, a banda passante do controlador deve ser elevada, portanto, deve ser maior que a malha externa, porém, menor que a frequência de modulação ($f_{me} < f_{mi} < f_s$). O filtro AAF tem a mesma estrutura da malha externa (5.30), porém, com os parâmetros ajustados para a dinâmica da malha interna.

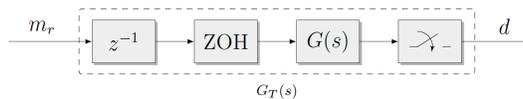
$$H_i(s) = k_{Hi} \cdot \frac{\omega_{Hi}}{s + \omega_{Hi}}, \quad \text{para } \omega_{Hi} = 2\pi \cdot \frac{f_s}{2} \quad (5.33)$$

O processo de discretização e modulação estão diretamente vinculados, uma vez que o instante de amostragem está sincronizado com o vale e/ou o pico da portadora da modulação digital. Portanto, é possível simplificar este processo, onde o atraso computacional é igual ao período de modulação e, conseqüentemente, um termo de z^{-1} pode ser utilizado no modelo. A função de transferência do PWM é análoga ao segurador de ordem zero (ZOH), sendo possível utilizar este modelo como uma boa aproximação, o que resulta na função (5.34), representada em diagrama de blocos na Fig. 83.

$$G_T(z) = z^{-1} \cdot \mathcal{Z} [H(s) \cdot G(s)], \quad (5.34)$$

onde, a função de transferência do ZOH é definida como $H(s) = (1 - e^{-sT_s})/s$.

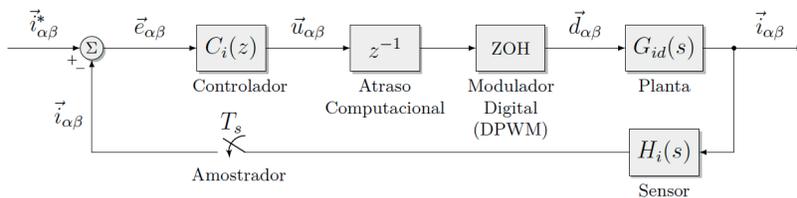
Figura 83 – Modelo dinâmico simplificado do atraso computacional, do modulador digital, da planta de corrente e do amostrador.



Fonte: Adaptado de Buso e Mattavelli (2006).

Na Fig. 84 é mostrada a malha de controle de corrente de saída, sendo importante lembrar que a função de transferência da corrente $G_{id}(s)$ foi apresentada em (5.14).

Figura 84 – Diagrama de blocos da malha interna para controle da corrente de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Utilizando o diagrama de blocos da Fig. 84 é possível obter a FTMA para malha de interna e projetar o controlador de corrente. Como o SAFP exige o rastreamento de

diversas componentes harmônicas, o controlador iGDSC previamente apresentado em (4.25) mostra-se adequado para esta aplicação.

$$FTMA_i(z) = C_i(z) \cdot z^{-1} \cdot [G_{DPWM} \cdot G_{id} \cdot H_i](z) \quad (5.35)$$

$$C_i(z) = \vec{C}_{igdisc}(z) = \frac{1}{\vec{a} \left[1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} \cdot Q_M(z) \cdot z^{-\left(k_d - \frac{M}{2}\right)} \right]} \quad (5.36)$$

A aplicação é proposta para sistemas trifásicos sem a conexão com o neutro e com cargas equilibradas. Se a carga for desequilibrada, deve-se acrescentar uma ação de controle adequada para a componente de sequência negativa e frequência fundamental ($h = -1$). As componentes ímpares múltiplas de três não existem em sistemas trifásicos, assim como não existem componentes homopolares em sistemas sem conexão com neutro. Ainda, as componentes da família $6k - 1, \forall k \in \mathbb{Z}$, ou seja, $\{-1, +5, -7, +11, -13, \dots\}$ não existem em sistemas trifásicos equilibrados se a tensão do PCC não possuir as componentes de sequência negativa. Portanto, a sequência de componentes harmônicas típicas em sistemas trifásicos equilibrados se resume à série $6k+1, \forall k \in \mathbb{Z}$, ou seja, $\{+1, -5, +7, -11, +13, \dots\}$. As componentes harmônicas típicas dos sistemas trifásicos estão resumidas na Tabela 4.

Tabela 4 – Sequências das componentes harmônicas típicas de sistemas trifásicos sem neutro, sem componentes de sequência negativa na tensão e com cargas equilibradas.

Componente	Sequência	Símbolo	Componente	Sequência	Símbolo
1	Positiva	(+)	17	Negativa	(-)
5	Negativa	(-)	19	Positiva	(+)
7	Positiva	(+)	23	Negativa	(-)
11	Negativa	(-)	25	Positiva	(+)
13	Positiva	(+)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

Os coeficientes da transformação inversa são calculados a partir da família de componentes harmônicas desejadas $6k + 1, \forall k \in \mathbb{Z}$, ou seja, são provenientes da solução de (4.7), portanto:

$$h_s = 6k + 1 \quad \therefore \quad h_s = \overbrace{\left(\frac{\pm 2\pi}{\theta_d} \right)}^{n=6} \cdot k + \overbrace{\left(\frac{\theta_r \pm \pi}{\theta_d} \right)}^{m=1} \quad (5.37)$$

Os parâmetros da transformação inversa $\{\theta_\sigma, \theta_r\}$ e $\{m, n\}$ podem ser obtidos utilizando as relações de (4.8):

$$\begin{cases} \theta_d = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3} = 60^\circ \\ \theta_r = \frac{2\pi}{6} + \pi = \frac{4\pi}{3} = 240^\circ \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} n = 6 \\ m = 1 \end{cases} \quad (5.38)$$

O operador complexo \vec{a} da transformação, obtido em (4.11), é calculado para que o ganho do controlador seja unitário para as outras componentes harmônicas que não fazem parte da família de componentes harmônicas $nk + m$:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\left(\frac{4\pi}{6} - (+4) \cdot \frac{2\pi}{6}\right)}} = 0,5 \quad \text{para } h_s = +4. \quad (5.39)$$

Neste caso, o operador complexo \vec{a} resulta em um número real. Entretanto, o resultado pode ser um número complexo, dependendo da família de componentes harmônicas escolhida, o que gera um deslocamento de amplitude e de fase para o controlador, como demonstrado na seção 4.1.3.

O número de amostras, para a implementação discreta, é calculado conforme (4.14):

$$k_d = \text{round}\left(\frac{600}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{6}\right) = 100, \quad \text{para } N = \frac{f_s}{f_1} = \frac{2 \cdot 18000}{60} = 600. \quad (5.40)$$

O filtro FIR-LPF é projetado para atenuar as componentes de alta frequência da família de componentes $6k + 1$, $k \in \mathbb{Z}$. Para isto, é utilizado um filtro FIR e ordem $M = 6$ calculado pelo método de *Hamming*, onde os coeficientes são simétricos e o filtro possui o atraso de fase linear como apresentado em (4.21). A frequência de corte do filtro é selecionada para que até 30 componentes harmônicas sejam compensadas, ou seja, $f_{c,Q} = 1,8$ kHz:

$$Q_6(z) = 0,02125 + 0,08972 \cdot z^{-1} + 0,2343 \cdot z^{-2} + 0,3094 \cdot z^{-3} \\ + 0,2343 \cdot z^{-4} + 0,08972 \cdot z^{-5} + 0,02125 \cdot z^{-6}. \quad (5.41)$$

O número de amostras, relativas ao ciclo de repetição do controlador k'_d , é corrigido de acordo com a relação obtida em (4.24):

$$k'_d = k_d - \frac{M}{2} = \frac{600}{6} - \frac{6}{2} = 100 - 3 = 97. \quad (5.42)$$

O controlador $C_i(z)$ iGDSC $6k + 1$ pode ser reescrito com os parâmetros calculados:

$$C_i(z) = \vec{C}_{igdsc}(z) = \frac{1}{0,5 \left[1 - e^{j\frac{2\pi}{6}} \cdot Q_6(z) \cdot z^{-97} \right]}. \quad (5.43)$$

A implementação da equação a diferenças na forma matricial do controlador iGDSC proposto com a compensação do deslocamento de fase é apresentada a seguir:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = 2 \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{6}\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{6}\right) \\ \text{sen}\left(\frac{2\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha(k-97) \\ u_\beta(k-97) \end{bmatrix}. \quad (5.44)$$

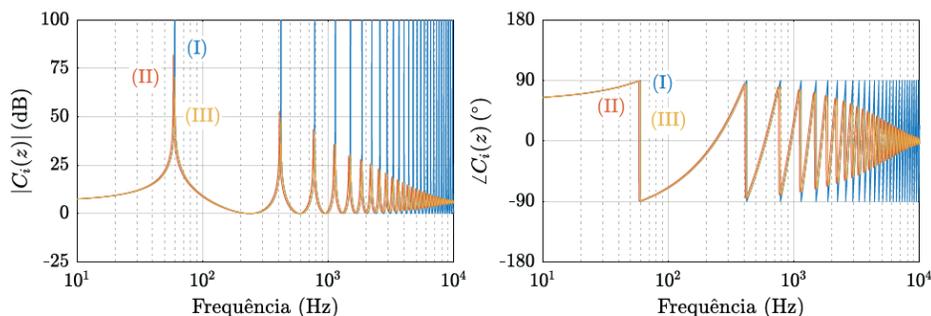
Na Tabela 5 são mostrados todos os parâmetros da transformação proposta iGDSC $6k + 1$, $k \in \mathbb{Z}$ para aplicação do SAPF. Na Fig. 85 é mostrado o diagrama de Bode para amplitude e fase do controlador de corrente da malha interna com os seguintes casos de análise: (I) – O controlador puro sem filtro possui ganhos extremamente elevados, entretanto essa característica se estende até as componentes de alta frequência, o que pode causar instabilidade por amplificar ruídos e sinais derivados da comutação; (II) – O controlador com o filtro de realimentação possui uma envoltória típica de filtro LPF garantindo estabilidade ao controle, porém o deslocamento de fase causado pelo filtro reduz o desempenho do controle; (III) – Para manter as características de desempenho elevado e estabilidade é inserida a compensação do deslocamento de fase, para que os elevados ganhos retornem para as frequências de interesse.

Tabela 5 – Parâmetros de projeto do controlador iGDSC $6k + 1$ para operação proposta para o controlador de corrente do SAPF.

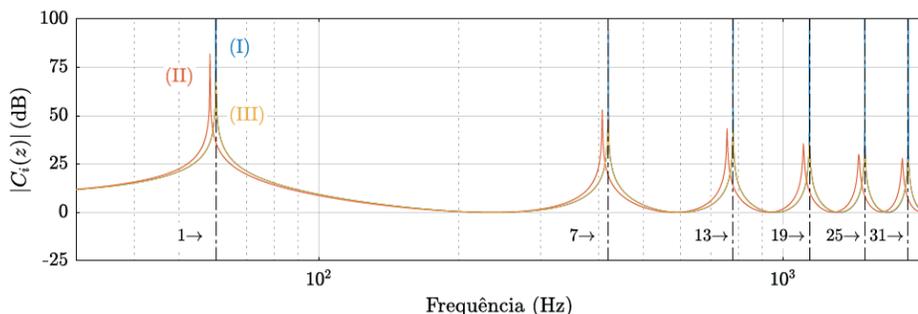
Transformação	h_s	n	m	\vec{a}	k'_d	h_d
SAPF (iGDSC)	$6k + 1$	6	1	0,5	97	+4

Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

Figura 85 – Diagrama de magnitude e fase do controle de corrente da malha interna. (I) – Controlador puro; (II) – Controlador com filtro; (III) – Controlador com filtro FIR e compensação do deslocamento de fase.



(a) Diagrama de amplitude e fase do controlador e filtro.

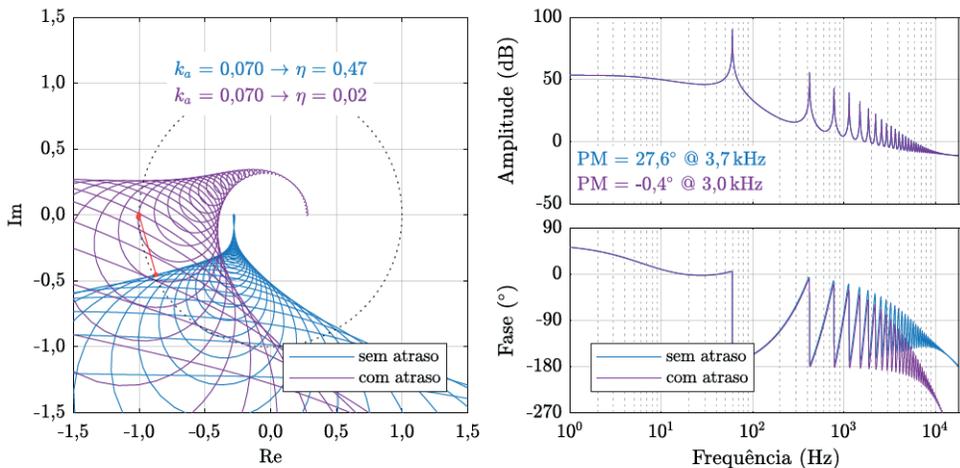


(b) Detalhe do deslocamento de frequência na amplitude devido ao deslocamento de fase do filtro.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O atraso computacional insere um atraso unitário z^{-1} no modelo, o que resulta em uma redução de fase da função de saída FTMA_i. Esse efeito reduz a margem de fase^{1,2} final do sistema, levando a um coeficiente menor de amortecimento e, conseqüentemente, maiores oscilações na resposta do controlador (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Ainda, dependendo dos parâmetros da planta, o sistema pode ficar instável devido ao atraso unitário. Na Fig. 86 (a) e (b) são mostrados os diagramas de Nyquist e de Bode, respectivamente, para a FTMA_i com e sem o atraso. O efeito do atraso é notável para o mesmo sistema com o mesmo ganho escolhido arbitrariamente, de modo a deixar o sistema sem atraso estável. A redução da margem de fase leva o sistema à instabilidade e, somente com a redução drástica do ganho, é possível estabilizar o sistema ($\ll k_a/100$). Por outro lado, ganhos muito pequenos deixam a resposta dinâmica do controle lenta e pouco efetiva.

Figura 86 – Diagramas da FTMA_i com e sem o efeito do atraso computacional.



(a) Diagrama de Nyquist.

(b) Diagrama de Bode.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Portanto, duas técnicas de controle distintas são propostas para contornar os problemas causados pelo atraso computacional. Como exposto na Seção 4.3, é possível utilizar uma técnica clássica, com o avanço de fase, ou uma técnica moderna, com o preditor de Smith, para atenuar os efeitos indesejados do atraso computacional. Em virtude disso, os projetos de cada estratégia são apresentados a seguir.

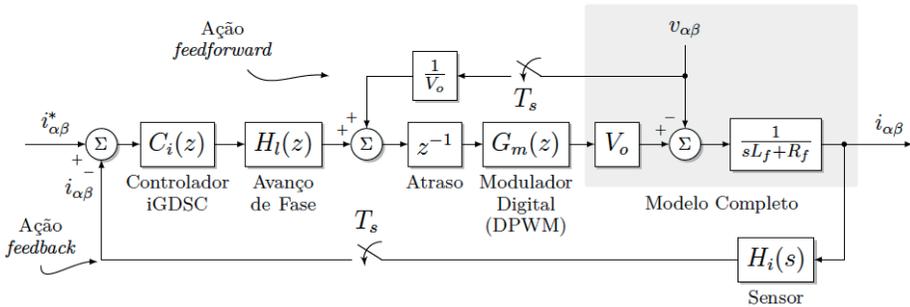
¹ Segundo Ogata (2010), as margens de fase e de ganho são uma medida da proximidade do diagrama polar ou de Nyquist em relação ao ponto $-1 + j0$. Ainda, para um sistema de fase mínima, ambas as margens devem ser positivas para que o sistema seja estável e margens negativas indicam instabilidade.

² Sistemas com duas ou mais frequências de cruzamento de ganho e/ou fase são ditos como condicionalmente estáveis. Para sistemas estáveis, com múltiplas frequências de cruzamento de ganho, a margem de fase é medida pela frequência de cruzamento de ganho mais alta. Além disso, deve-se observar a menor margem de fase para condição mínima de estabilidade, sendo verificada na frequência de cruzamento mais próxima do ponto $-1 + j0$ do diagrama de Nyquist.

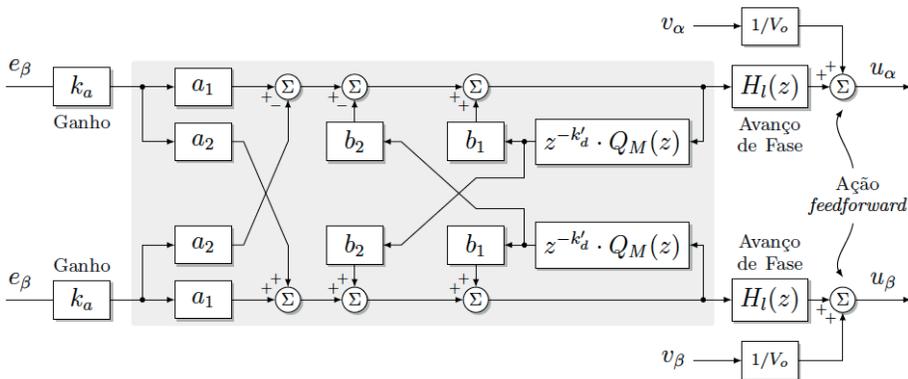
5.2.5 Projeto do controle de avanço de fase

O diagrama de blocos do controle de corrente com o avanço de fase é mostrado na Fig. 87 (a). O controlador avanço de fase é posicionado em série com o controlador iGDSG para atenuar os efeitos do atraso computacional, como mostrado em detalhes na Fig. 87 (b). Além disso, uma ação *feedforward* é adicionada, uma vez que a perturbação é conhecida e pode ser medida. Desse modo, o efeito da perturbação é antecipado, evitando que tal efeito precise chegar à malha de realimentação para causar uma reação no controlador. Portanto, a ação *feedforward* não interfere no projeto do controlador de realimentação e melhora a resposta do sistema frente às variações do sinal de perturbação.

Figura 87 – Estrutura de controle de corrente com o avanço de fase e ação *feedforward*.



(a) Estrutura geral.



(b) Estrutura do controlador em detalhes.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O compensador avanço de fase tem influência na frequência de cruzamento e nos demais parâmetros do controlador final. Portanto, um procedimento de ajuste do compensador avanço de fase e do ganho final é apresentado para determinação do ganho k_a e dos demais índices de desempenho. As seis (6) etapas a seguir buscam obter um ajuste otimizado para o controlador de corrente da malha interna.

1. A FTMA_{i,m} modificada é obtida, a partir de FTMA_i, com as seguintes considerações: sem o atraso, sem o modulador e sem o avanço de fase.

$$FTMA_i(w) = k_a \cdot C_i(w) \cdot H_l(w) \cdot z^{-1} \cdot G_m(w) \cdot [G_{id} \cdot H_i](w), \quad (5.45)$$

$$FTMA_{i,m}(w) = k_a \cdot C_i(w) \cdot G_{id}(w), \text{ para } \begin{cases} H_l(w) = 1; \\ z^{-1} = 1; G_m(w) = 1; \\ [G_{id} \cdot H_i](w) = G_{id}(w). \end{cases} \quad (5.46)$$

2. É executada uma varredura no ganho do controlador k_a e são observados os índices $\{f_{PM}, PM, \eta, GM\}$ para a FTMA_{i,m} modificada. Na Fig. 88 (a) e na Tabela 6 são apresentados os parâmetros de desempenho e estabilidade.
3. Escolhe-se, então, a frequência de cruzamento desejada e o ângulo de avanço máximo para o cálculo do avanço de fase. Geralmente, são escolhidos valores próximos aos valores desejados para margem de fase e frequência de cruzamento. Entretanto, como o avanço de fase altera o sistema e não há garantia que estes parâmetros não se alterem, sendo necessária uma verificação posterior.

$$k_a = 0,105 \rightarrow \begin{cases} PM = 33,4^\circ \rightarrow \omega_{PM} = 2\pi \cdot 4,82 \text{ kHz}, \\ GM = 7,42 \text{ dB}; \omega_{GM} = 2\pi \cdot 17,9 \text{ kHz}, \\ \eta = 0,574. \end{cases} \quad (5.47)$$

4. Com o avanço de fase $H_f(w)$ projetado, o atraso computacional (z^{-1}) é reinserido e uma nova varredura é executada variando ganho k_a e verificando os índices de desempenho e estabilidade. Portanto, na Tabela 7 e na Fig. 88 (b) são apresentados os novos valores destes parâmetros. Para uma sintonia adequada escolhem-se parâmetros em torno de $PM \geq 20^\circ$ e $\omega_{PM} \approx f_s/10$:

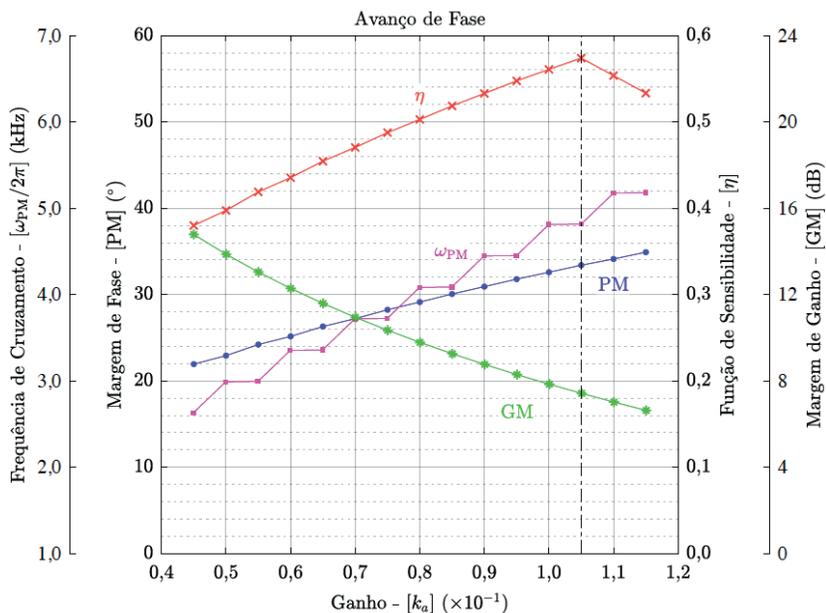
$$k_a = 0,085 \rightarrow \begin{cases} PM = 22,3^\circ; f_{PM} = 2,62 \text{ kHz}; \\ GM = 5,70 \text{ dB}; f_{GM} = 7,63 \text{ kHz}; \end{cases} \quad \eta = 0,38081. \quad (5.48)$$

5. Se os parâmetros não estiverem de acordo com o projeto desejado, retorna-se para o projeto de avanço de fase, refazendo os passos anteriores com o reprojeto dos parâmetros e do compensador, a partir do item 2.
6. Caso o projeto esteja satisfatório discretiza-se o compensador avanço de fase $H_f(w) \rightarrow H_f(z)$, pelo método de Tustin, para obter a equação a diferenças para a implementação discreta.

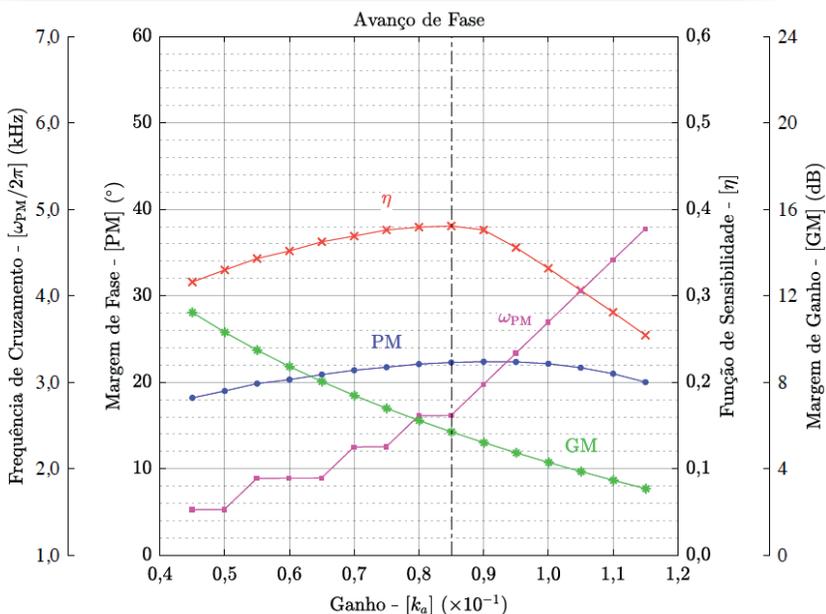
Portanto, fazendo $\varphi_m = 33,4^\circ$ e $\omega_m = 2\pi \cdot 4,82 \text{ kHz}$ resulta no compensador avanço de fase abaixo:

$$H_I(w) = \frac{w + 2\pi \cdot 2595,3}{w + 2\pi \cdot 8951,7} \quad \therefore \quad H_I(z) = \frac{0,6886 \cdot (z - 0,6307)}{z - 0,1228} \quad (5.49)$$

Figura 88 – Índices de desempenho e estabilidade da FTMA_{im} e da FTMA_i para o projeto do compensador de avanço de fase.



(a) Sem o atraso e sem a compensação por avanço de fase.



(b) Com o atraso e com a compensação por avanço de fase.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Tabela 6 – Valores dos parâmetros obtidos para o sistema sem atraso computacio- nal e sem a compensação de avanço de fase.

$f_a = 2 \cdot f_s = 36 \text{ kHz} \mid \text{FIR} \rightarrow M = 6, f_{c,Q} = 1,8 \text{ kHz}$					
k_a	PM	f_{PM}	GM	f_{GM}	η
0,045	21,9°	2,63 kHz	14,8 dB	17,9 kHz	0,3800
0,050	22,9°	2,99 kHz	13,9 dB	17,9 kHz	0,3974
0,055	24,2°	2,99 kHz	13,0 dB	17,9 kHz	0,4189
0,060	25,2°	3,35 kHz	12,3 dB	17,9 kHz	0,4354
0,065	26,3°	3,36 kHz	11,6 dB	17,9 kHz	0,4544
0,070	27,2°	3,72 kHz	10,9 dB	17,9 kHz	0,4704
0,075	28,2°	3,72 kHz	10,3 dB	17,9 kHz	0,4875
0,080	29,1°	4,08 kHz	9,79 dB	17,9 kHz	0,5028
0,085	30,1°	4,09 kHz	9,26 dB	17,9 kHz	0,5185
0,090	30,9°	4,45 kHz	8,76 dB	17,9 kHz	0,5329
0,095	31,8°	4,45 kHz	8,29 dB	17,9 kHz	0,5474
0,100	32,6°	4,81 kHz	7,85 dB	17,9 kHz	0,5608
0,105	33,4°	4,82 kHz	7,42 dB	17,9 kHz	0,5739
0,110	34,1°	5,17 kHz	7,02 dB	17,9 kHz	0,5536
0,115	34,9°	5,18 kHz	6,63 dB	17,9 kHz	0,5333

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

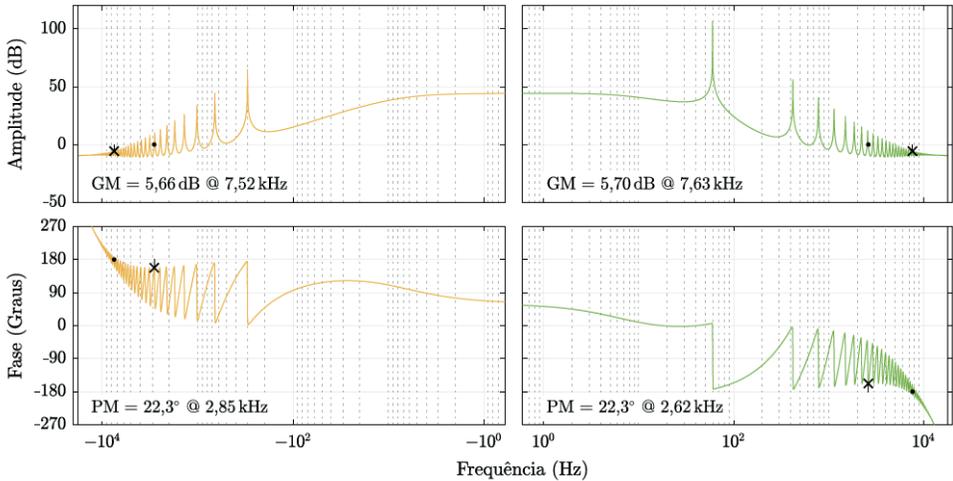
Tabela 7 – Valores dos parâmetros obtidos para o sistema com atraso computacio- nal e com a compensação de avanço de fase.

$f_a = 2 \cdot f_s = 36 \text{ kHz} \mid \text{FIR} \rightarrow M = 6, f_{c,Q} = 1,8 \text{ kHz}$					
k_a	PM	f_{PM}	GM	f_{GM}	η
0,045	18,2°	1,53 kHz	11,2 dB	7,63 kHz	0,3160
0,050	19,0°	1,53 kHz	10,3 dB	7,63 kHz	0,3299
0,055	19,9°	1,89 kHz	9,49 dB	7,63 kHz	0,3432
0,060	20,3°	1,89 kHz	8,73 dB	7,63 kHz	0,3519
0,065	20,9°	1,89 kHz	8,03 dB	7,63 kHz	0,3625
0,070	21,4°	2,25 kHz	7,39 dB	7,63 kHz	0,3691
0,075	21,8°	2,25 kHz	6,79 dB	7,63 kHz	0,3762
0,080	22,1°	2,61 kHz	6,23 dB	7,63 kHz	0,3794
0,085	22,3°	2,62 kHz	5,70 dB	7,63 kHz	0,3808
0,090	22,4°	2,98 kHz	5,21 dB	7,63 kHz	0,3762
0,095	22,4°	3,34 kHz	4,74 dB	7,63 kHz	0,3558
0,100	22,1°	3,70 kHz	4,29 dB	7,63 kHz	0,3318
0,105	21,7°	4,06 kHz	3,87 dB	7,63 kHz	0,3063
0,110	21,0°	4,42 kHz	3,47 dB	7,63 kHz	0,2810
0,115	20,0°	4,78 kHz	3,08 dB	7,63 kHz	0,2544

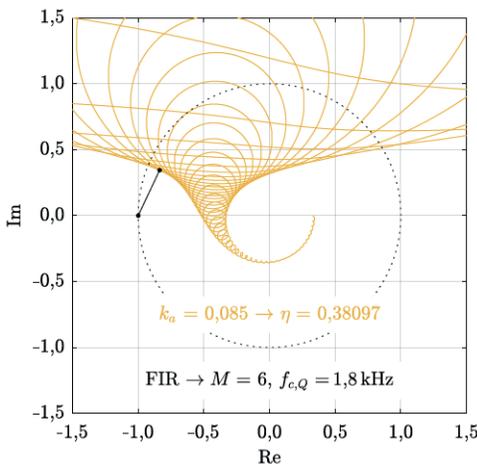
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 89 (a) é mostrado o diagrama de Bode e na Fig. 89 (b) e (c) o diagrama de Nyquist para a FTMA, final com seu respectivo controlador projetado. O controlador final resulta em uma planta com frequência de cruzamento, margem de fase e de ganho de acordo com as especificações de projeto. Entretanto, é importante verificar a resposta do sistema tanto para as frequências positivas quando para as frequências negativas, uma vez que a resposta do controlador é assimétrica em relação ao sinal da frequência e pode resultar em índices de desempenho e estabilidade diferentes.

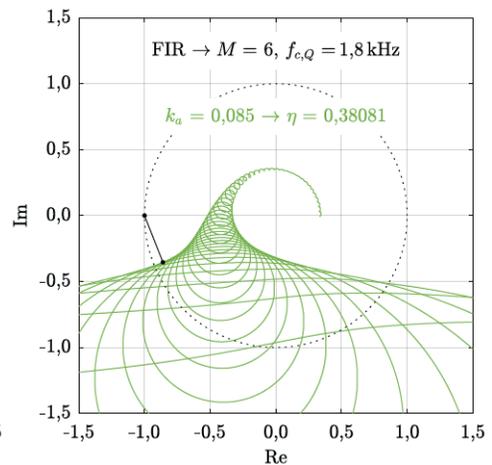
Figura 89 – Diagramas de Bode e de Nyquist para a FTMA, final.



(a) Bode para as sequências negativa e positiva.



(b) Nyquist para sequência negativa.



(c) Nyquist para sequência positiva.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

A estrutura do controlador iGDSC junto com a família de componentes harmônicas e o filtro de realimentação foram definidos na subseção 5.2.4. Portanto, são apresentadas as quatro (4) etapas para a sintonia do controlador principal, através do ganho k_a , com a utilização do preditor de Smith.

1. A função de transferência de malha aberta FTMA, é obtida no domínio discreto, sem a necessidade de utilizar o plano w , uma vez que o controlador já tem sua estrutura bem definida e conhecida no plano z . Como consequência do uso do preditor, o atraso computacional é eliminado da malha de controle, resultando na função de transferência de malha aberta modificada FTMA_{*i,m*}:

$$FTMA_i(z) = k_a \cdot C_i(z) \cdot z^{-1} \cdot G_m(z) \cdot [G_{id} \cdot H_i](z), \quad (5.50)$$

$$FTMA_{i,m}(z) = k_a \cdot C_i(z) \cdot G_{id}(z) \quad \text{para} \quad \begin{cases} z^{-1} = 1; G_m(w) = 1; \\ [G_{id} \cdot H_i](z) = G_{id}(z). \end{cases} \quad (5.51)$$

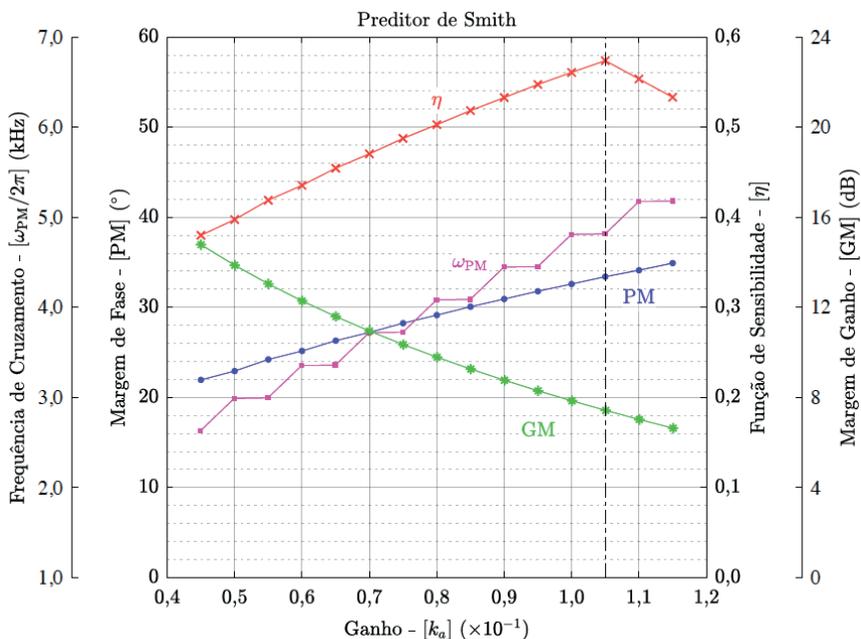
2. É executada uma varredura no ganho do controlador k_a e são observados os seguintes índices de desempenho $\{f_{PM}^*$, PM, η , GM $\}$ para a FTMA_{*i,m*} modificada. Na Fig. 91 são apresentados graficamente os parâmetros de desempenho e na Tabela 8 são mostrados os mesmo valores na forma numérica. Com o crescimento do ganho k_a é observado o aumento da frequência de cruzamento ω_{PM} e da margem de fase (PM). Por outro lado, a margem de ganho (GM) decresce continuamente. O único parâmetro que possui um ponto de máximo é o índice de sensibilidade η . De fato, esse procedimento é semelhante ao efetuado no projeto com o avanço de fase, a diferença é que neste caso o atraso não é inserido, pois foi compensado pelo preditor.
3. Escolhe-se, então, a frequência de cruzamento³ desejada, observando a margem de fase (PM), margem de ganho (GM) e o índice de sensibilidade. Como por exemplo, são os valores escolhidos:

$$k_a = 0,105 \rightarrow \begin{cases} \text{PM} = 33,4^\circ \rightarrow f_{PM} = 4,82 \text{ kHz}; \\ \text{GM} = 7,42 \text{ dB} \rightarrow f_{GM} = 17,9 \text{ kHz}; \\ \eta = 0,574. \end{cases} \quad (5.52)$$

4. Caso os parâmetros de projeto estejam de acordo com os requisitos de projeto, pode-se extrair a equação a diferenças do controlador e da estrutura do preditor de Smith para a implementação discreta.

³ A frequência de cruzamento máxima recomendada é $f_c \leq f_{sw}/4$, conforme Barbi (2007). Controladores com frequência de corte mais elevada do que $f_{sw}/4$ podem perder a característica de controle por valores médios instantâneos e por este motivo devem ser evitadas. Entretanto, este é um parâmetro de controle que se relaciona com a velocidade de resposta do sistema malha fechada e pode ser ajustado para atender condições específicas de projeto. Como no caso do controlador iGDSC projetado, que possui múltiplos cruzamentos por zero, onde a frequência de corte utilizada indica a menor margem de fase e, portanto, não representa diretamente a velocidade de resposta do controlador.

Figura 91 – Índices de desempenho e estabilidade $\{f_{PM}, \eta, GM\}$ da FTMA, para o projeto do controlador com o preditor de Smith.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Tabela 8 – Valores dos parâmetros obtidos para o projeto do controlador com a utilização do preditor de Smith.

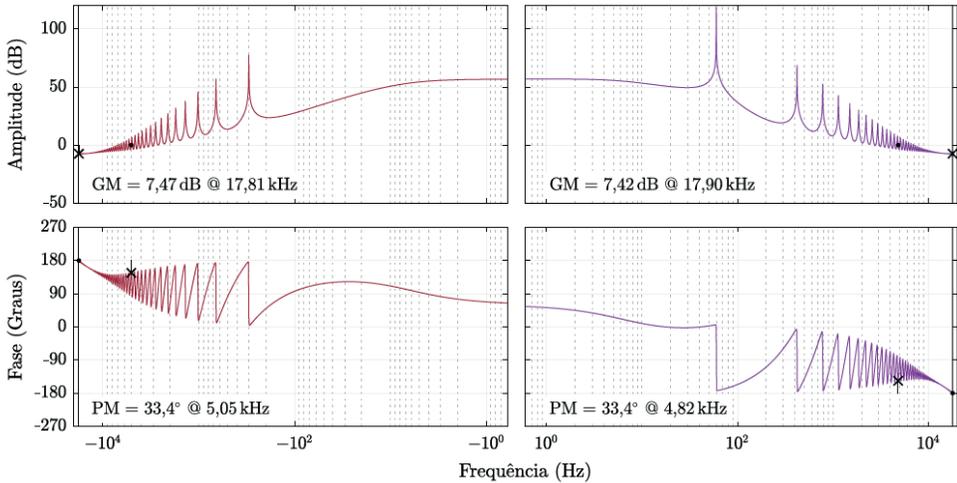
$$f_a = 2 \cdot f_s = 36 \text{ kHz} \mid \text{FIR} \rightarrow M = 6, f_{c,Q} = 1,8 \text{ kHz}$$

k_a	PM	ω_{PM}	GM	ω_{GM}	η
0,045	21,9°	2,63 kHz	14,8 dB	17,9 kHz	0,3800
0,050	22,9°	2,99 kHz	13,9 dB	17,9 kHz	0,3974
0,055	24,2°	2,99 kHz	13,0 dB	17,9 kHz	0,4189
0,060	25,2°	3,35 kHz	12,3 dB	17,9 kHz	0,4354
0,065	26,3°	3,36 kHz	11,6 dB	17,9 kHz	0,4544
0,070	27,2°	3,72 kHz	10,9 dB	17,9 kHz	0,4704
0,075	28,2°	3,72 kHz	10,3 dB	17,9 kHz	0,4875
0,080	29,1°	4,08 kHz	9,79 dB	17,9 kHz	0,5028
0,085	30,1°	4,09 kHz	9,26 dB	17,9 kHz	0,5185
0,090	30,9°	4,45 kHz	8,76 dB	17,9 kHz	0,5329
0,095	31,8°	4,45 kHz	8,29 dB	17,9 kHz	0,5474
0,100	32,6°	4,81 kHz	7,85 dB	17,9 kHz	0,5608
0,105	33,4°	4,82 kHz	7,42 dB	17,9 kHz	0,5739
0,110	34,1°	5,17 kHz	7,02 dB	17,9 kHz	0,5536
0,115	34,9°	5,18 kHz	6,63 dB	17,9 kHz	0,5333

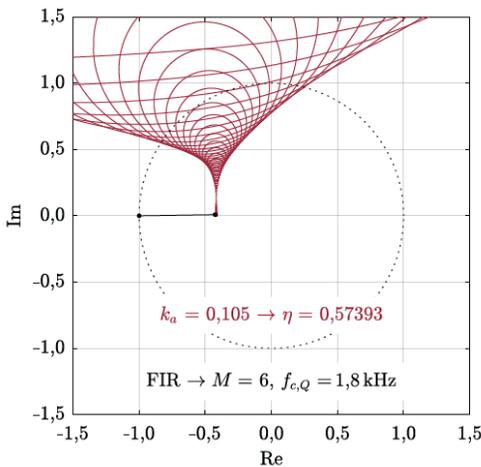
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 92 (a) é mostrado o diagrama de Bode e na Fig. 92 (b) e (c) o diagrama de Nyquist para a FTMA, final com seu respectivo controlador projetado. O controlador final resulta em uma planta com frequência de cruzamento, margem de fase e de ganho de acordo com as especificações de projeto. A frequência de cruzamento resultante, para o controle com o preditor de Smith, é maior que a frequência de corte obtida com o avanço de fase. Entretanto, a ação de controle ainda permanece com uma amostra atrasada apesar do uso de preditor, sendo apenas eliminado seu efeito da redução da margem de fase.

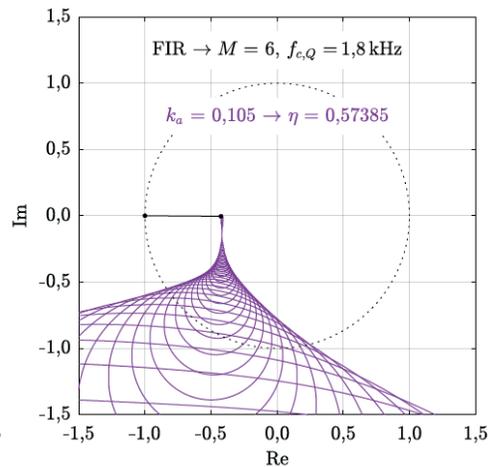
Figura 92 – Diagramas de Bode e de Nyquist para a FTMA, final.



(a) Bode para as seqüências negativa e positiva.



(b) Nyquist para seqüência negativa.



(c) Nyquist para seqüência positiva.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

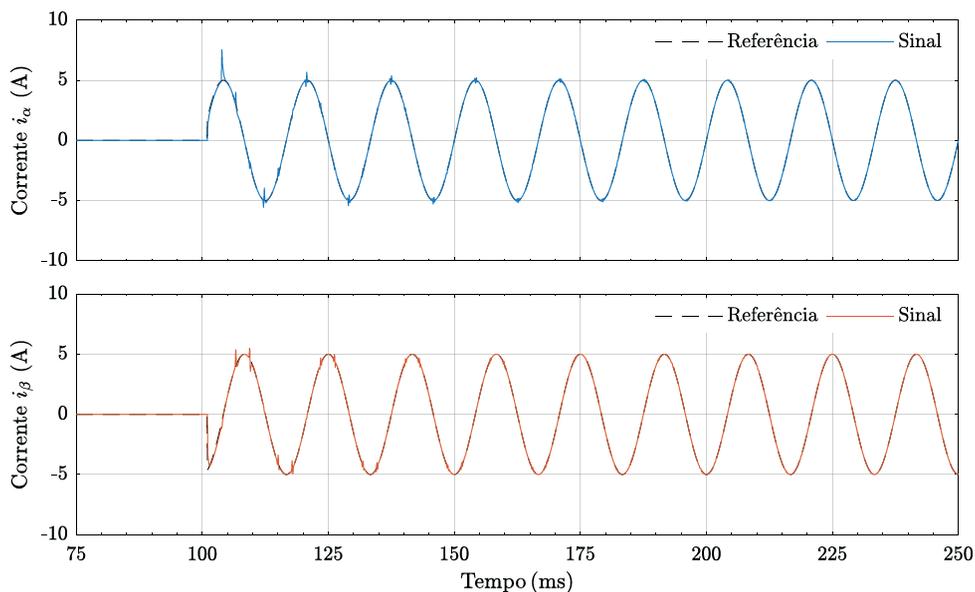
5.2.7 Verificação numérica dos projetos de controle

O projeto dos controladores e das técnicas de compensação do atraso são verificados numericamente por simulação. Neste procedimento são utilizados os modelos matemáticos do conversor e as perturbações são desconsideradas. Desse modo, é possível verificar a resposta dinâmica e avaliar o desempenho do controlador.

Inicialmente, são verificadas as respostas para o controlador com o avanço de fase. Na Fig. 93 é mostrada a resposta do controlador para a aplicação de um sinal de referência puramente senoidal de 60 Hz e o sinal da corrente $i_{\alpha\beta}$ de saída da planta. Na Fig. 94 é mostrado o sinal de corrente de um retificador não controlado de grande conteúdo harmônico. Finalmente, na Fig. 95 é mostrada a resposta do controlador com o mesmo sinal harmônico, mas sem a componente fundamental. Em seguida, são apresentadas as respostas para o controlador com o preditor de Smith com os mesmos sinais de referência, respectivamente, na Fig. 96, na Fig. 97 e na Fig. 98.

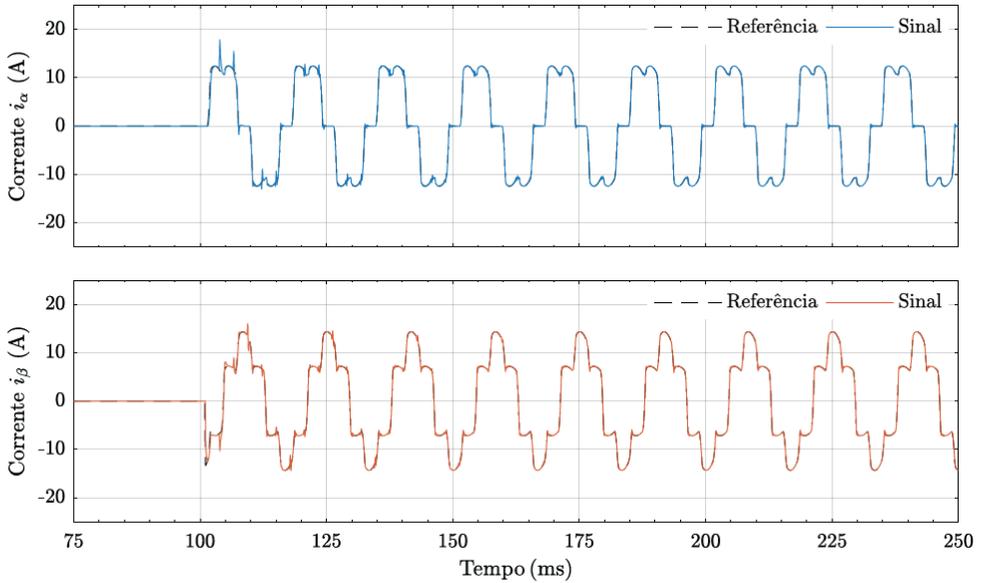
Observa-se que as duas técnicas proporcionam boa resposta dinâmica, bom seguimento de trajetória, baixo erro de amplitude e fase, com pouca diferença entre as técnicas. Entretanto, é possível observar que a resposta do avanço de fase é ligeiramente mais lenta na eliminação de oscilações de maior frequência, como esperado, pois a frequência de cruzamento e a margem de fase são menores que o projeto com o preditor de Smith.

Figura 93 – Resposta do controlador iGDSC e da compensação por avanço de fase com aplicação de um sinal de referência puramente senoidal de 60 Hz.



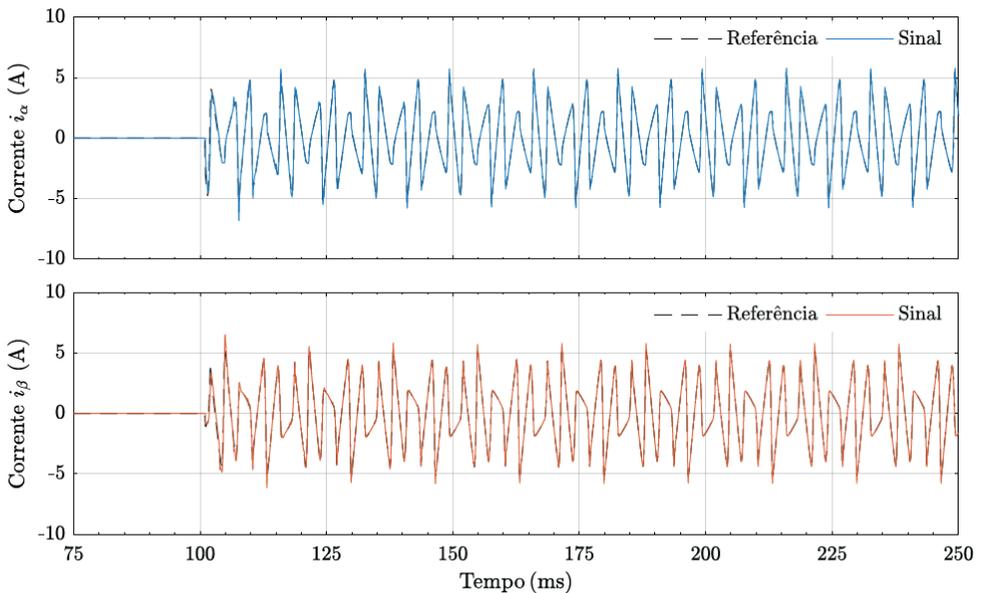
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 94 – Resposta do controlador iGDSC e da compensação por avanço de fase com aplicação de um sinal de referências harmônicas de um retificador não controlado.



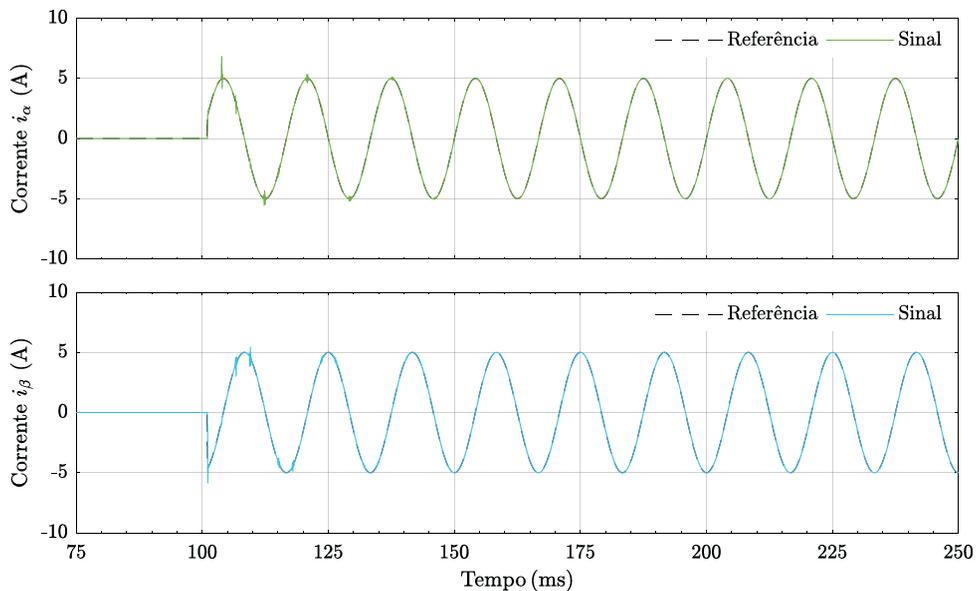
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 95 – Resposta do controlador iGDSC e da compensação por avanço de fase com aplicação de um sinal de referências harmônicas sem a componente fundamental.



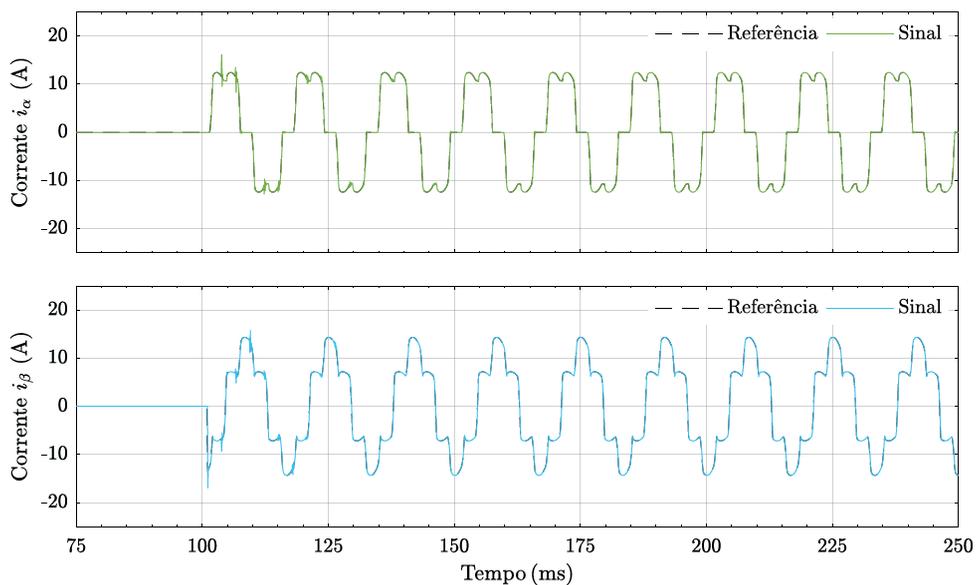
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 96 – Resposta do controlador iGDSC com o preditor de Smith para aplicação de um sinal de referência puramente senoidal de 60 Hz.



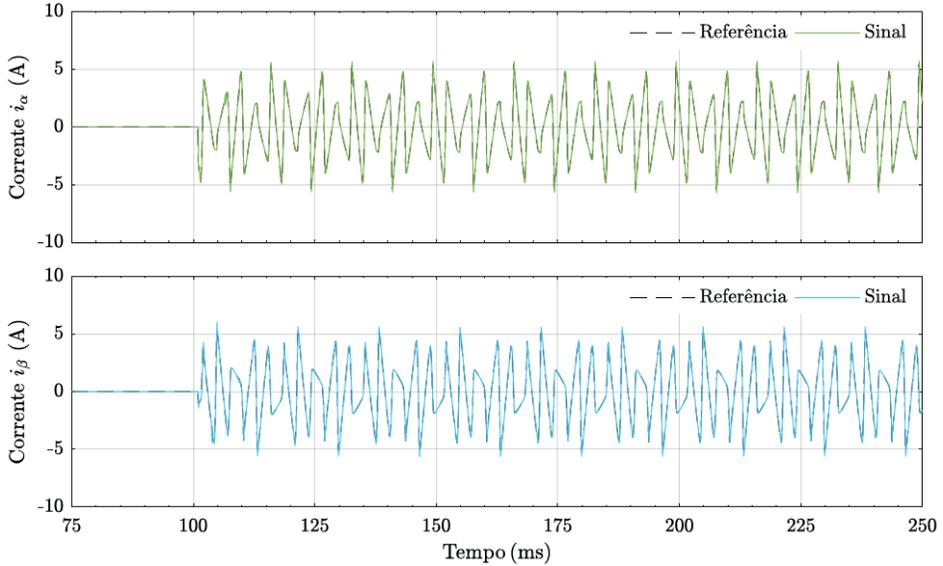
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 97 – Resposta do controlador iGDSC com o preditor de Smith para aplicação de um sinal de referências harmônicas de um retificador não controlado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 98 – Resposta do controlador iGDSC com o preditor de Smith para aplicação de um sinal de referências harmônicas de um retificador não controlado sem a componente fundamental.



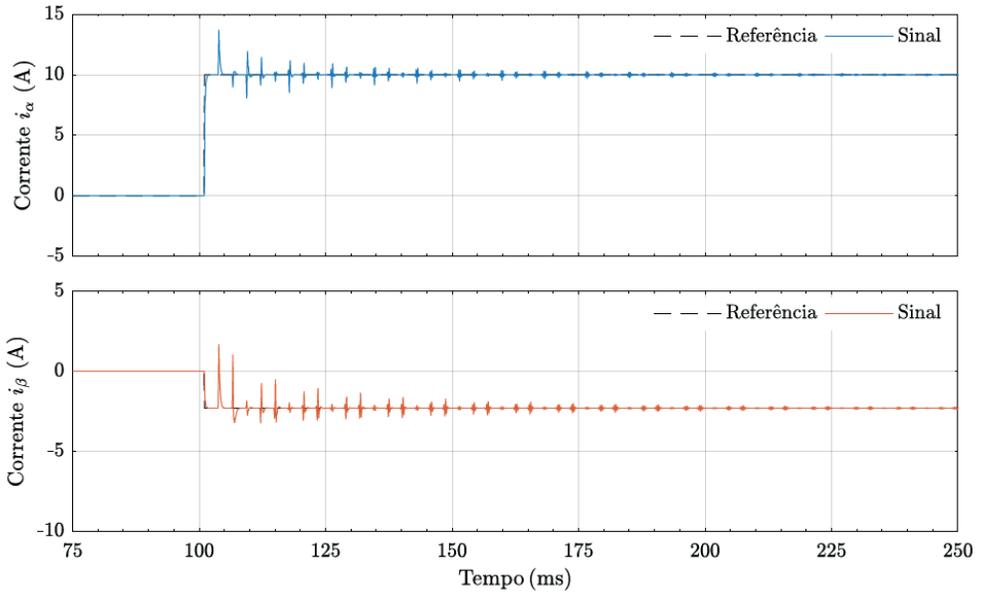
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

O projeto dos controladores também é verificado numericamente com distúrbios não periódicos do tipo degrau, onde são aplicados sinais com as seguintes amplitudes $\vec{s}_{abc}(t) = \{10; -7; -3\}$ em 100 ms e mantidos até o final da simulação.

Na Fig. 99 e na Fig. 100 são mostradas as respostas do controlador com o avanço de fase e com o preditor de Smith, respectivamente, para a aplicação de um sinal de referência do tipo degrau. É possível observar o seguimento de referência em ambos os resultados, isso porque existe uma parcela de ganho proporcional no restante das componentes harmônicas que não fazem parte da família de componentes harmônicas com altos ganhos $nk + m$. Ainda, é possível verificar o período de integração de $1/6$ de ciclo, conforme a família de projeto $6k + 1$. A variação do degrau aplicado é propagado pelos intervalos de integração nas componentes i_α e i_β até que sejam totalmente eliminados. O tempo de eliminação do erro depende do ganho proporcional de projeto do controlador repetitivo e da amplitude do degrau aplicado, pois quanto maior a variação do sinal maior é tempo necessário para eliminar o erro.

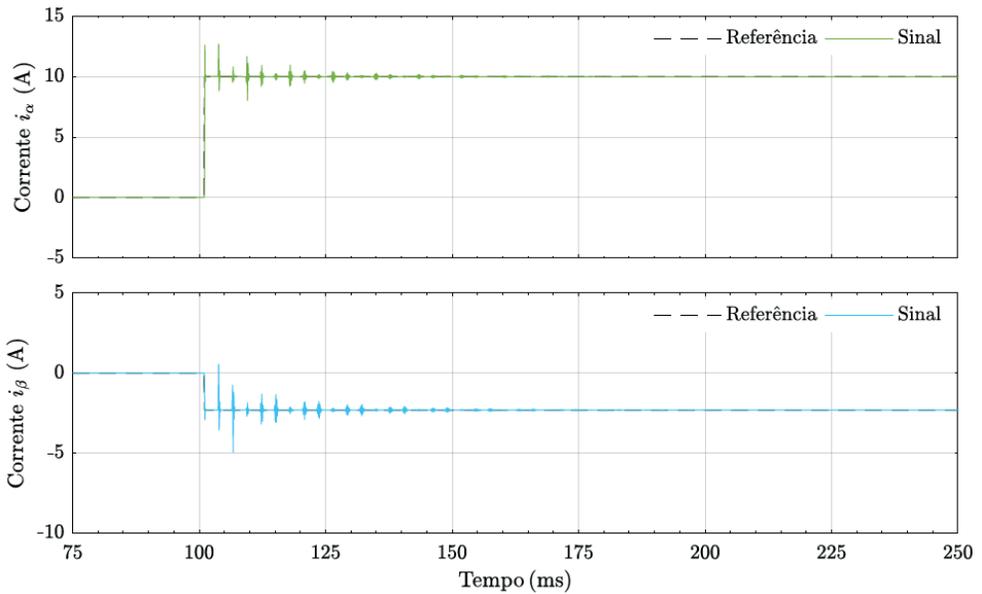
Na Fig. 101 e na Fig. 102 são mostradas as respostas do controlador com o avanço de fase e com o preditor de Smith, respectivamente, para a aplicação de um sinal de referência aleatório, com uma taxa de atualização de 60 Hz. Do mesmo modo, é possível observar o seguimento de referência para o sinal aleatório e a influência das variações do sinal no período de integração, contudo, diferentemente do degrau de referência, a eliminação do erro não se dá por completa. Observando os resultados é possível afirmar que a eliminação do erro depende da amplitude das variações e da taxa de atualização do sinal e pode, portanto, não ser eliminado dependendo do sinal aplicado.

Figura 99 – Resposta do controlador iGDSC e da compensação por avanço de fase com aplicação de um sinal de referência não periódico.



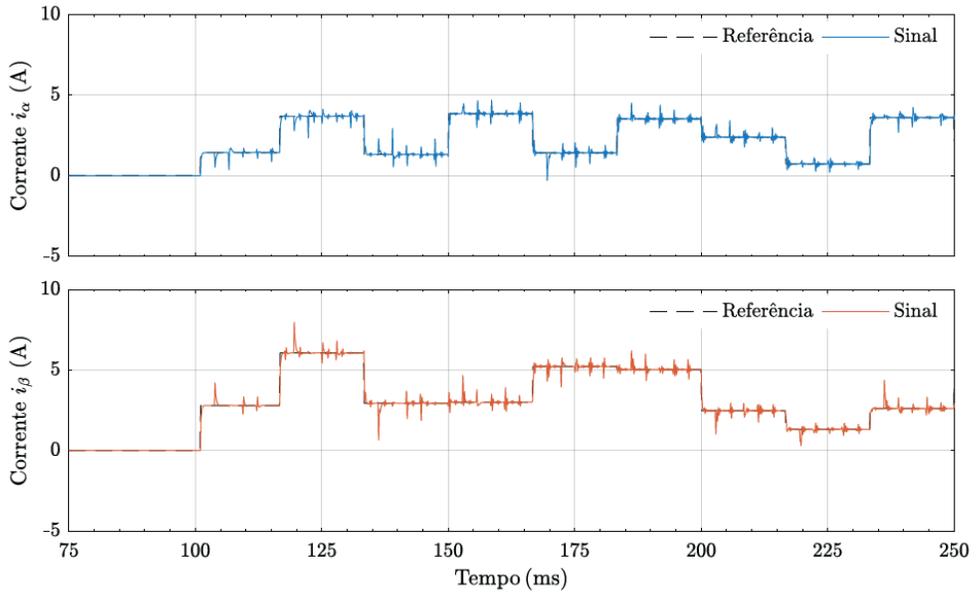
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 100 – Resposta do controlador iGDSC com o preditor de Smith para aplicação de um sinal de referência não periódico.



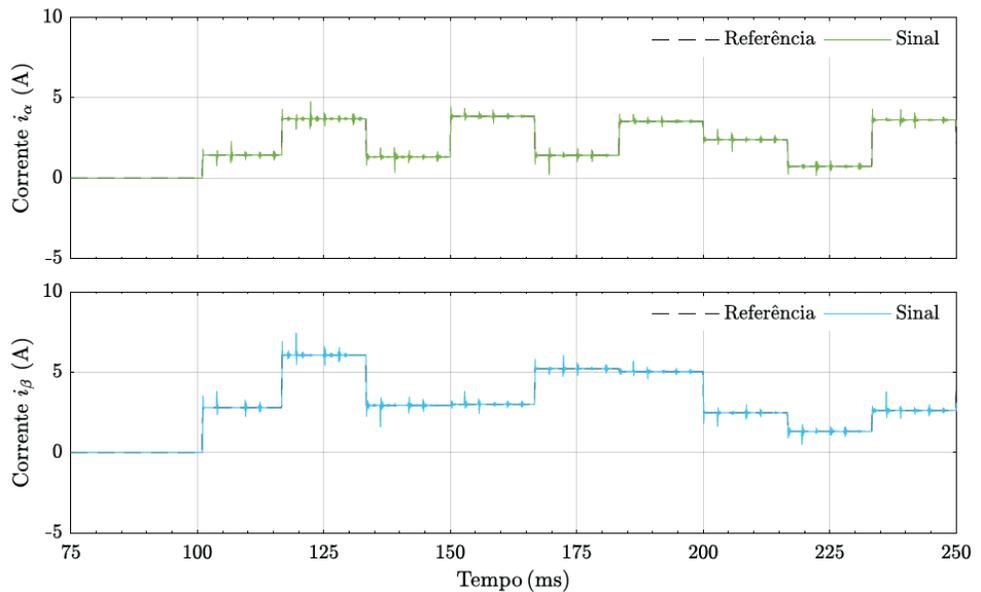
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 101 – Resposta do controlador iGDSC e da compensação por avanço de fase com aplicação de um sinal de referência aleatório com taxa de atualização de 60 Hz.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 102 – Resposta do controlador iGDSC com o preditor de Smith para aplicação de um sinal de referência aleatório com taxa de atualização de 60 Hz.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

5.3 CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES

Neste capítulo foi apresentada uma aplicação em eletrônica de potência para o controlador iGDSC proposto. Um filtro ativo de potência paralelo (SAPF) foi escolhido devido ao processamento de diversas componentes harmônicas. Esse fato, exige do controlador a capacidade de rastrear e/ou rejeitar as componentes harmônicas envolvidas nesta aplicação. Para o projeto, foram apresentados os modelos orientados ao controle da planta de corrente de saída e da tensão de barramento cc, seguido pela verificação numérica, feita em simulação, de tais modelos. Foram aplicados sinais semelhantes aos sinais reais em que o circuito físico é submetido e, desse modo, o comportamento do modelo matemático foi verificado. A estrutura de controle em cascata foi apresentada, tendo as suas malhas de controle mostradas em detalhes. Destacam-se os sinais de controle, além dos sinais de perturbação e seus acoplamentos dentro da malha. O circuito de sincronismo foi modelado e considerado suficiente para validação do controle proposto para o filtro ativo.

A metodologia de projeto de controladores discretos precede o projeto dos controladores da malha externa e interna. A malha externa é projetada para ter uma dinâmica lenta e controlar apenas o valor médio da tensão de barramento, enquanto a malha interna precisa ser rápida e de alto ganho para rastrear as referências senoidais de frequências distintas. Devido à implementação discreta, o aparecimento do atraso computacional é inevitável, pois a implementação ocorre em um controlador digital de sinais. Dessa forma, foram apresentadas duas técnicas para compensar este atraso, uma técnica clássica com o avanço de fase e uma técnica avançada com o preditor de Smith. Seus projetos foram separados e avaliados individualmente, em ambos os casos, com resultados que atenderam aos requisitos de projeto.

Foram apresentados os diagramas de Bode e de Nyquist para as frequências positivas e negativas, que representam, respectivamente, a sequência positiva e negativa de um sistema trifásico. Apesar de não ser usual, esta apresentação é imprescindível, uma vez que o controlador proposto possui termos complexos e, portanto, reage de modo diferente quando estimulado por frequências de sinais opostos, sendo evidenciada a assimetria entre os eixos de frequência dos diagramas de projeto. Os diagramas de blocos dos controladores foram apresentados em detalhes, destacando as técnicas de compensação do atraso, a ação de controle de compensação dos distúrbios, além da estrutura base do controlador iGDSC.

Os procedimentos para os projetos foram apresentados e verificados através de simulações numéricas, utilizando os modelos matemáticos do conversor, permitindo uma avaliação de desempenho além dos índices de estabilidade obtidos nas etapas de projeto. Foram apresentados resultados de simulação para diferentes sinais de referência, o que comprova o rastreamento da família de componentes harmônicas de projeto. Entre os sinais apresentados, está o rastreamento da componente fundamental de sequência positiva, o

que permite, entre outras possibilidades, a compensação de reativos de carga. Entretanto, a aplicação como filtro ativo paralelo deste trabalho utiliza a componente fundamental de sequência positiva somente para regulação da tensão de barramento cc. Ainda, são apresentadas duas simulações com sinais de referências não periódicas. Estes resultados mostram que o controlador proposto tem a capacidade de rastrear componentes que não possuem periodicidade, devido ao ganho proporcional que possuem em sua estrutura. Entretanto, a eliminação do erro depende da amplitude e da taxa de atualização do sinal aplicado, em função do período de integração do controlador repetitivo.

Pode-se concluir que o desempenho do controlador é reduzido para sinais de referências não periódicas, ou seja, apesar do seguimento do sinal de referência, pode não ocorrer a eliminação completa do erro de rastreamento dependendo do sinal aplicado como referência. Deste momento em diante, é possível afirmar que todas as etapas necessárias para a implementação em um conversor de potência foram realizadas e, portanto, formou-se a base para a etapa de obtenção de resultados de simulação de potência e os resultados práticos em laboratório.

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é apresentado o protótipo construído para os testes de potência e controle em laboratório. São apresentados os resultados de simulações dos circuitos e resultados experimentais para as condições de teste estabelecidas. As simulações numéricas são utilizadas para a validação dos conceitos teóricos apresentados, enquanto o protótipo proporciona a viabilidade prática experimental. Os resultados envolvem a apresentação da tensão de barramento cc, das tensões do ponto de conexão, das correntes da rede, de carga e do conversor. A distorção harmônica total das correntes é apresentada, como o principal indicador de desempenho do filtro ativo paralelo. Os sinais de erro são apresentados para indicar o rastreamento de referências do controlador proposto. A variação de frequência de operação da rede é executada via simulação e o desempenho do controle proposto é avaliado nesta condição.

Os resultados experimentais apresentados envolvem a inicialização do sistema, com o controle da tensão de barramento cc, a variação do sinal de referência de corrente, a variação de carga do retificador, a avaliação em regime permanente e em regime transitório. Um comparativo quantitativo entre controladores de mesma natureza e o custo computacional estimado são apresentados para avaliar o controlador proposto, em relação às estratégias atualmente existentes.

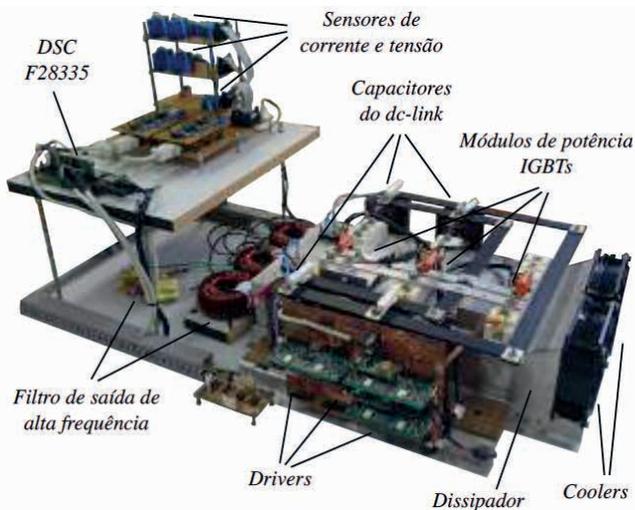
6.1 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

O protótipo montado para obtenção dos resultados experimentais consiste em um inversor trifásico com modulação PWM e controle digital. São utilizados três módulos de IGBT's de potência da Semikron modelo SKM75GB063D com capacidade de 75 A/600 V, fixados sobre o dissipador de alumínio com dimensões 400 mm × 220 mm × 10 mm e ventilação forçada. No barramento cc são utilizados quatro capacitores eletrolíticos do fabricante EPCOS modelo B43586 de 3300 μ F/500 V cada, associados com resistores de equalização de 22 k Ω . Os circuitos de acionamento (*drivers*) utilizados são do modelo SKHI 20 opA com comandos isolados, proteção de sobrecorrente nos interruptores e subtensão de alimentação, são alimentados por fontes isoladas, modelo SKHI PS3, ambos da Semikron.

Para o filtro de saída são utilizados três indutores, um por fase, do tipo toroidal Sendust–S26, fabricante Magmattec com indutância de 3,5 mH e cinco capacitores de filme metalizados de polipropileno (MKT) da EPCOS modelo B32232 de 1,0 μ F/630 V associados em paralelo, totalizando 5 μ F por fase. Para o sistema de medição são utilizados transdutores de corrente de efeito hall isolados LA 55–P de 50 A e transdutores de tensão, também isolados, de efeito hall modelo LV 25–P de 500 V, ambos da fabricante LEM. Os sinais são condicionados e filtrados para conversão analógica-digital (ADC) do controlador digital de sinais.

O controlador digital de sinais (*Digital Signal Controller – DSC*) utilizado é o modelo TMS320F28335, da fabricante Texas Instruments, que é responsável pelo controle e comando do conversor. Este DSC possui processamento de 32-bits em ponto flutuante com velocidade de 150 MHz e utiliza conversores A/D de 12-bits para aquisição de sinais analógicos entre 0 V-3 V, também dispõe de 12 canais PWM para sintetização dos sinais de saída. Um computador pessoal é utilizado para a programação em linguagem C no *software* Code Composer Studio (CCS). A carga não-linear utilizada é um retificador trifásico do tipo ponte de Graetz modelo SKD 60/08 montado sobre dissipador, com indutores a montante de 1,0 mH e uma carga de cinco resistores de 122 Ω /1 kW associados em paralelo, resultando em 24,4 Ω /5 kW. Na Fig. 103 é mostrada a montagem da etapa de controle e potência do protótipo de 3,8 kVA desenvolvido no Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE no Centro de Ciências Tecnológicas – CCT da Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC.

Figura 103 – Foto da estrutura de potência do protótipo trifásico de 3,8 kVA.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

6.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

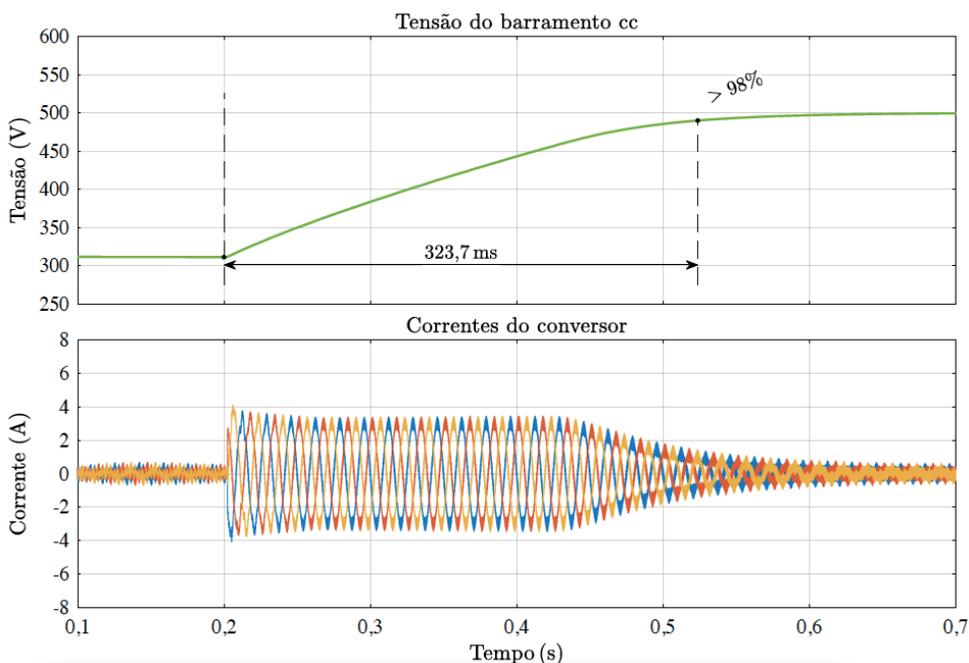
Os resultados de simulação buscam validar as técnicas apresentadas nos capítulos anteriores. Este procedimento permite tanto a avaliação de situações previstas, como situações difíceis de se obter na prática, como, por exemplo, a variação de frequência da rede elétrica. Na simulação numérica executada em MATLAB/Simulink buscou-se aproximar da realidade implementando a mesma programação em C utilizada no DSC. Os efeitos da discretização, atraso computacional, modulação digital e condicionamento de sinais são reproduzidos em simulação. Os resultados são apresentados utilizando o controle com o preditor de Smith com ação *feedforward* e amostragem de dupla atualização.

6.2.1 Procedimentos de inicialização

O conversor deve seguir alguns procedimentos de inicialização antes da operação completa do sistema. Para que o conversor funcione adequadamente é utilizado um autotransformador variável de conexão com a rede. Este equipamento possibilita a elevação gradual da tensão de conexão, portanto, neste momento é dispensada a pré-carga dos capacitores de barramento cc. Os diodos em anti-paralelo dos interruptores do conversor operam como um retificador não controlado, o que permite que a tensão da rede elétrica seja retificada e ocorra o carregamento do barramento cc com o valor de pico da tensão fase-fase da rede de aproximadamente 311 V.

Na Fig. 104 é mostrada a inicialização da tensão de barramento cc após o ajuste da tensão nominal para tensão da rede elétrica. A partir do instante 0,2 s o controle de tensão de barramento é habilitado e ajustado para o valor nominal de operação de 500 V. Com um tempo de aproximadamente 325 ms o conversor atinge 98% do valor de tensão nominal, a corrente que o conversor drena na rede decresce proporcionalmente com o aumento da tensão até atingir o valor de regime. Um valor de segurança de 3 A de pico é ajustado durante a inicialização, caso contrário seria necessário o aumento gradual em rampa do valor de corrente para conexão com a rede. Após este instante, apenas uma pequena parcela de corrente é consumida para suprir perdas dos semicondutores e dos elementos passivos.

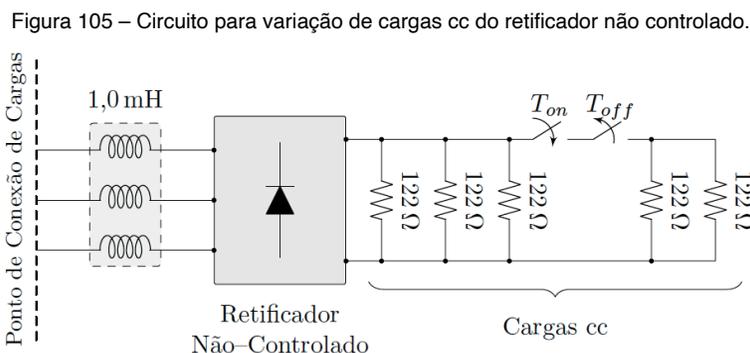
Figura 104 – Inicialização do barramento cc para o valor nominal de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.2.2 Dinâmica de carga

A dinâmica da mudança de cargas pode ser considerada como uma fonte de perturbações na tensão de barramento cc. Durante o transitório de cargas pode ocorrer o fluxo de potência ativa entre o conversor e as cargas. O controle é projetado para atuar e manter o barramento cc regulado no valor de tensão nominal, mesmo sob essas perturbações de carga. Na Fig. 105 é mostrado o circuito utilizado para variação de cargas cc do retificador trifásico com indutores a montante conectados no ponto de conexão de cargas.

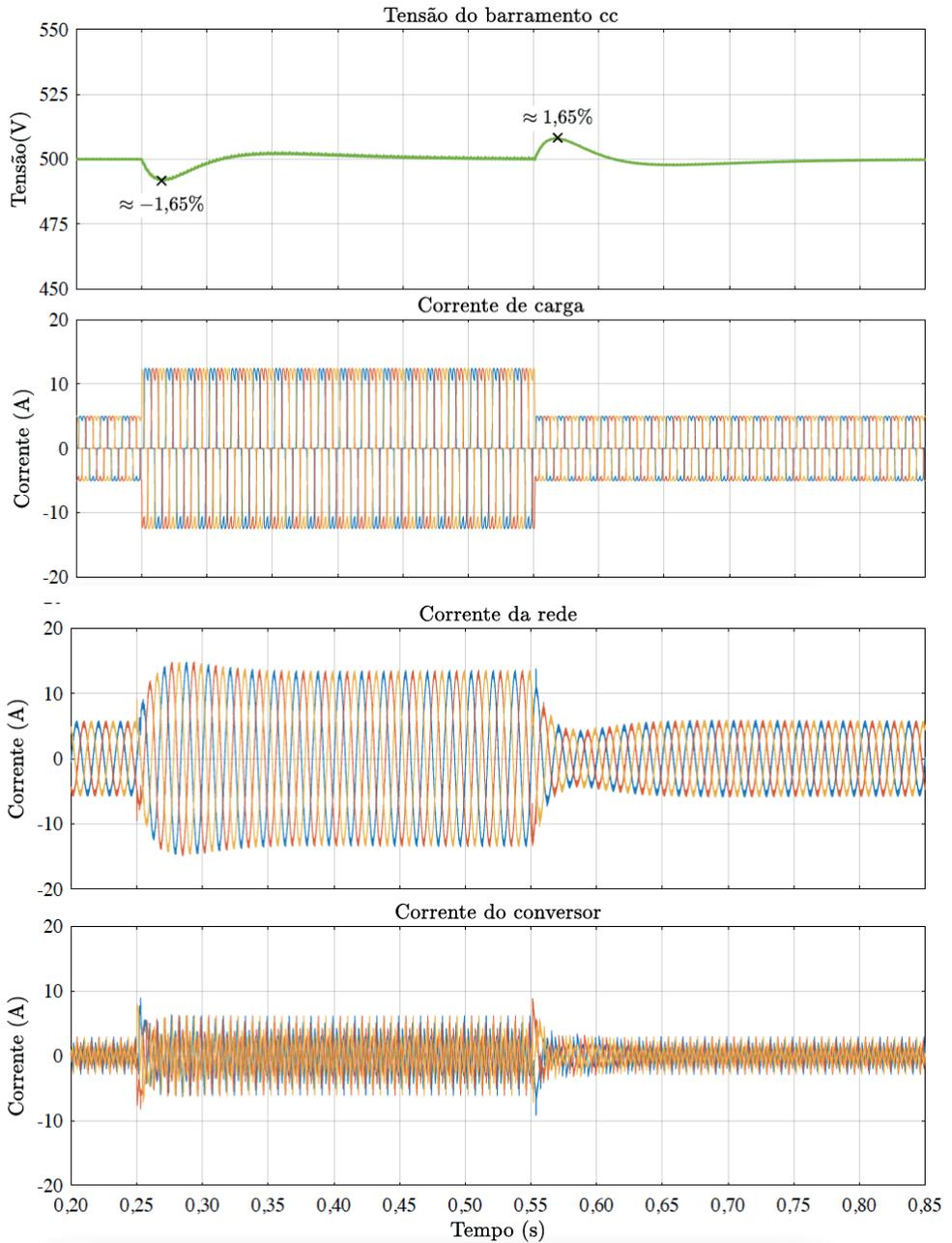


Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

Na Fig. 106 é mostrada a tensão de barramento durante o aumento de carga e durante a redução de carga. O sobressinal durante a mudança de cargas é próximo de 1%, devido ao pequeno fluxo de potência, levando um tempo de apenas 50 ms para retornar ao valor de referência. Também são mostradas as correntes de carga, da rede e do conversor durante os instantes de aumento de carga e de redução de carga. O conversor mantém a corrente da rede livre de harmônicas, com pequenas perturbações que duram menos de um ciclo fundamental de rede, mesmo durante o regime transitório, o que comprova que o controle em cascata, com malha externa e interna de controle, comporta-se adequadamente durante mudanças de cargas cc.

Para eliminar a componente fundamental da corrente da carga é utilizado um filtro rejeita faixa, ou também chamado de filtro *notch*, por ter uma faixa de rejeição bem seletiva. Este filtro possui um tempo de resposta, que depende diretamente do projeto dos parâmetros do filtro. Para este caso é utilizado um $\zeta = 0,1$ sintonizado em $f_c = 60$ Hz, que resulta em um tempo médio de resposta de 100 ms. Dessa forma, as bandas laterais do filtro interferem minimamente na amplitude e fase das frequências próximas, em contrapartida, a resposta do filtro torna-se mais lenta. Portanto, parte do fluxo de potência que ocorre durante o transitório de cargas deve-se ao fato de que o filtro não teve tempo suficiente de atenuar a componente fundamental oriunda da variação de carga do retificador. Ainda, apesar desta dinâmica relativamente lenta, a variação de tensão do barramento cc não chega a ser significativa e o controle atua efetivamente para regular a tensão de barramento.

Figura 106 – Formas de onda da tensão do barramento cc, das correntes da carga, da rede e do conversor durante transitório de cargas cc.

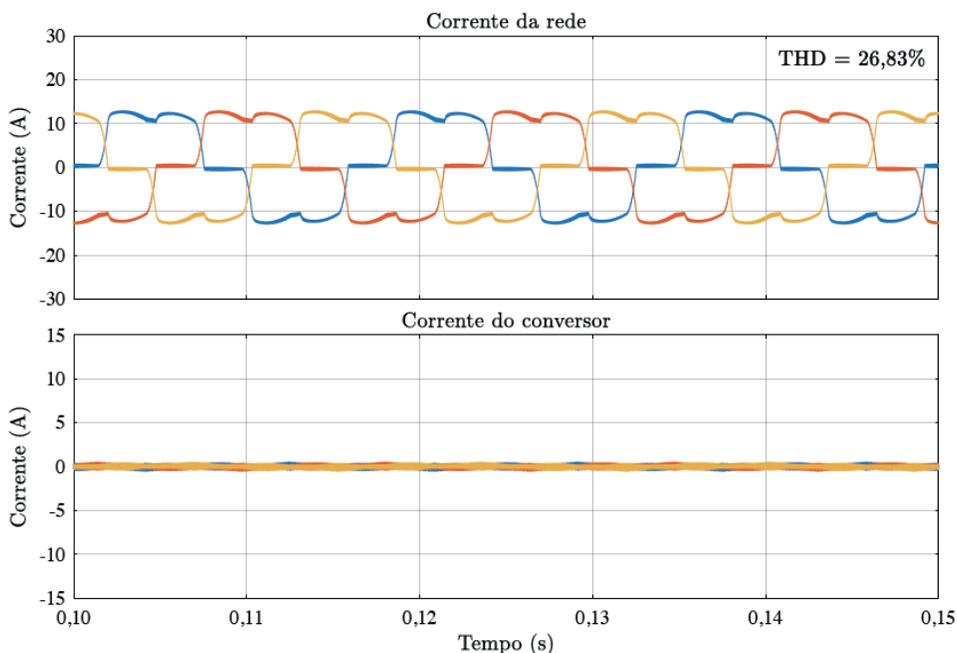


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

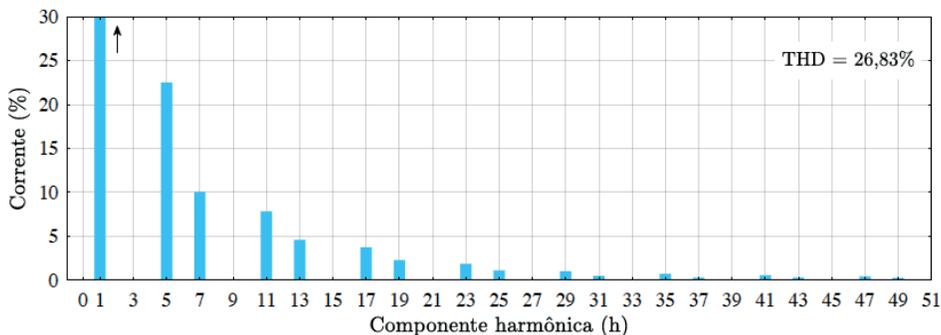
6.2.3 Regime permanente

As simulações em regime permanente permitem a verificação da qualidade da forma de onda de corrente na rede, através da distorção harmônica total. São mostrados os resultados sem a atuação do filtro para averiguar a forma de onda distorcida que a rede fornece para a carga. Na Fig. 107 (a) são mostradas as correntes da rede e do conversor sem a atuação do filtro ativo, enquanto que na Fig. 107 (b) são mostradas a análise harmônica e a distorção harmônica total da corrente da rede.

Figura 107 – Resultados de simulação em regime sem o filtro ativo.



(a) Corrente da rede e do conversor.

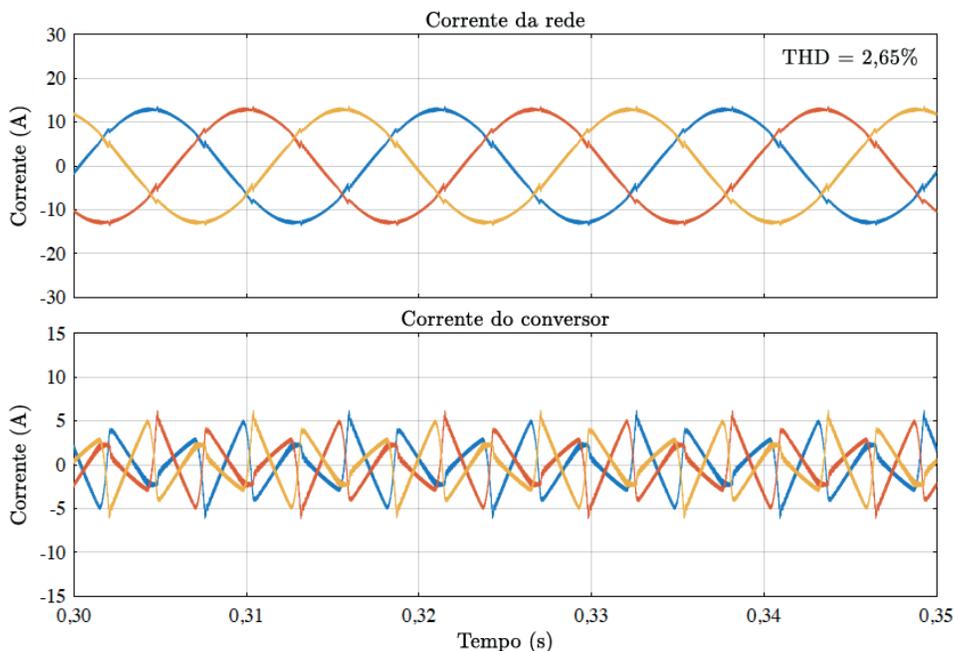


(b) Análise harmônica e distorção harmônica total da corrente da rede.

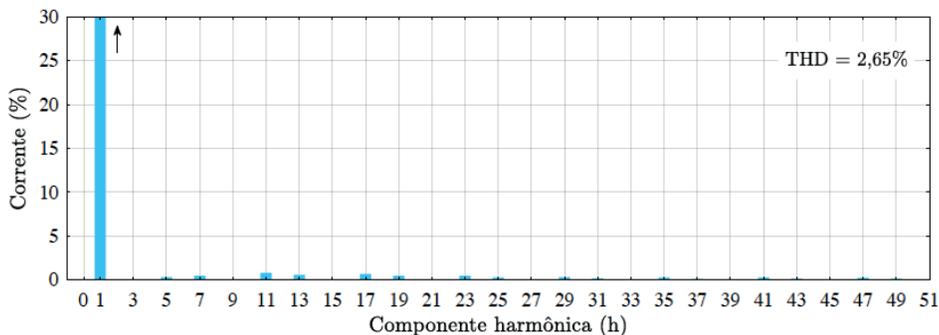
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 108 (a) são mostradas as mesmas correntes, porém, agora com o filtro ativo em funcionamento. Na Fig. 108 (b) é mostrada a análise harmônica e a distorção harmônica total da corrente da rede. Enquanto o filtro ativo injeta o conteúdo harmônico da carga, a rede fornece apenas a componente de frequência fundamental, ficando livre de distorções. É possível observar que, após a atuação do filtro, houve a redução da distorção harmônica total para menos de 5%, chegando em 2,65%. Salienta-se que, anteriormente à utilização do filtro ativo, a distorção harmônica total estava em torno de 26,8%, com as componentes harmônicas da família $6k + 1$, ou seja, $\{1, 5, 7, 11, \dots\}$ em destaque.

Figura 108 – Resultados de simulação em regime com o filtro ativo.



(a) Corrente da rede e do conversor.



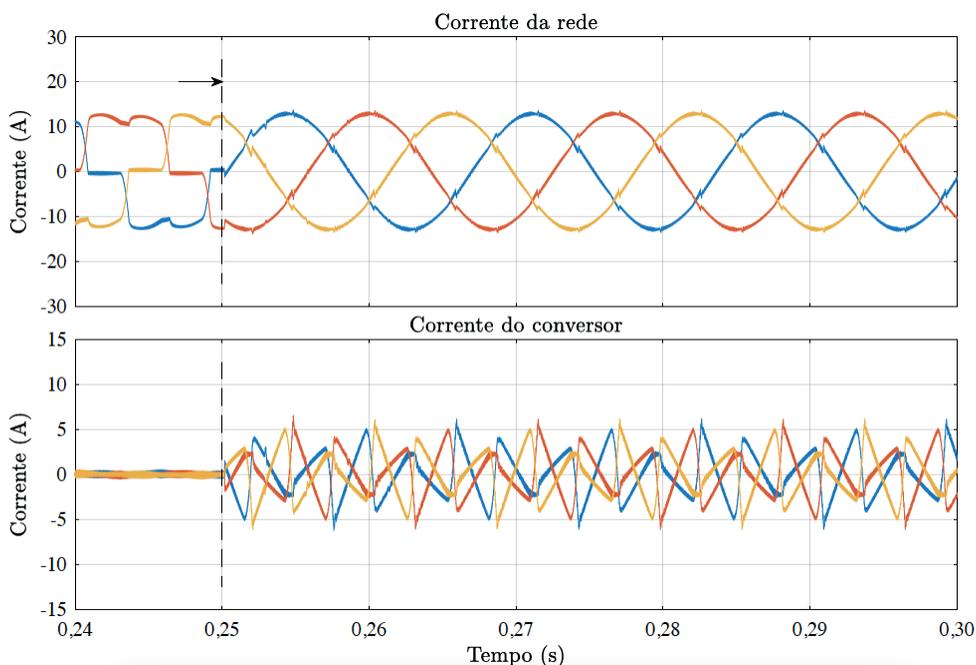
(b) Análise harmônica e distorção harmônica total da corrente da rede.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.2.4 Regime transitório

Os resultados de regime transitório mostram o desempenho dinâmico do conversor quando submetido a uma mudança de referência. Portanto, quanto mais rápido o seguimento de referências melhor o desempenho dinâmico do conversor. Na Fig. 109 são mostradas as correntes da rede e do conversor para uma mudança de referência nula para valor nominal, ou seja, ao considerar que o retificador trifásico estava sendo alimentado pela rede, consumindo potência nominal quando, em 0,2 s, o controle do filtro ativo foi habilitado.

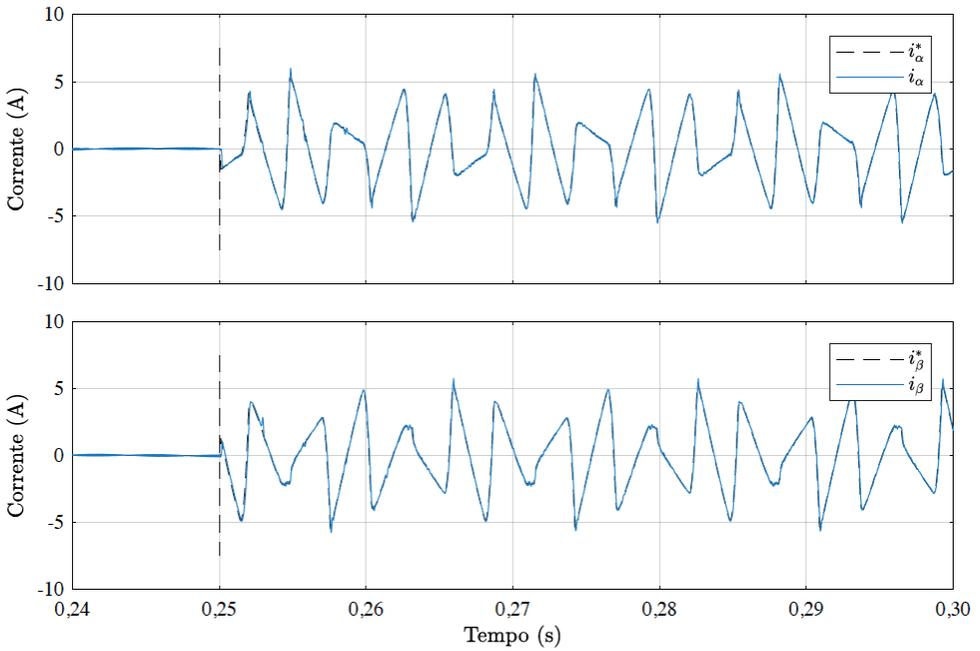
Figura 109 – Correntes da rede e do conversor durante um transitório de referência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

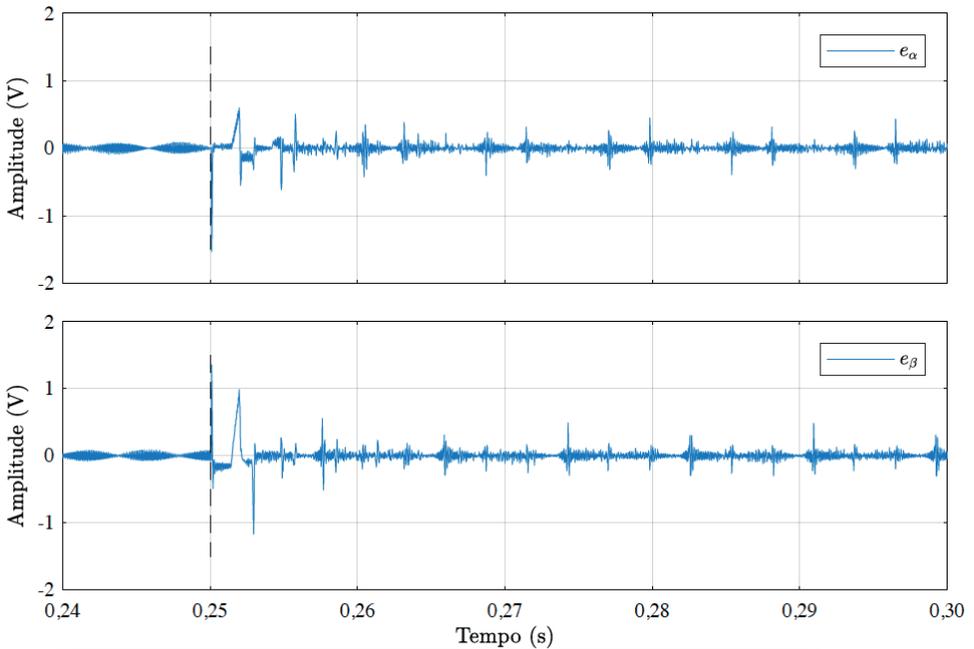
Na Fig. 110 são apresentadas as referências do controlador de corrente da malha interna e o sinal de corrente no referencial $\alpha\beta$. Na Fig. 111 são apresentados os sinais de erro do controlador no referencial $\alpha\beta$. Na Fig. 112 são apresentadas as ações de controle no referencial $\alpha\beta$, que são compostas pela ação de controlador e pela ação da malha *feedforward*. É possível verificar que existe uma ação senoidal antes da entrada das referências harmônicas em (0,25 s), pois, para que não haja fluxo de corrente entre o conversor e a rede, ou seja, referência de corrente nula, é preciso sintetizar uma tensão igual à tensão da rede. A malha de realimentação fornece a ação de controle referente ao conteúdo harmônico enquanto a malha *feedforward* fornece a componente fundamental em relação à perturbação, ou seja, a tensão no ponto de conexão.

Figura 110 – Formas de onda das correntes de referência durante transitório de referência.



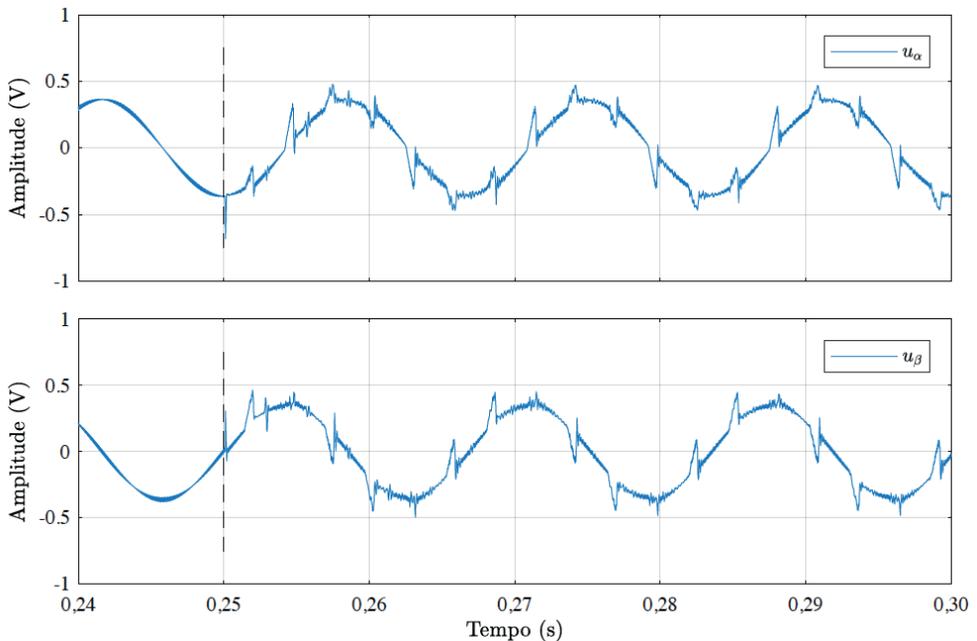
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 111 – Formas de onda dos sinais de erro do controlador durante transitório de referência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 112 – Formas de onda das ações de controle durante transitório de referência.



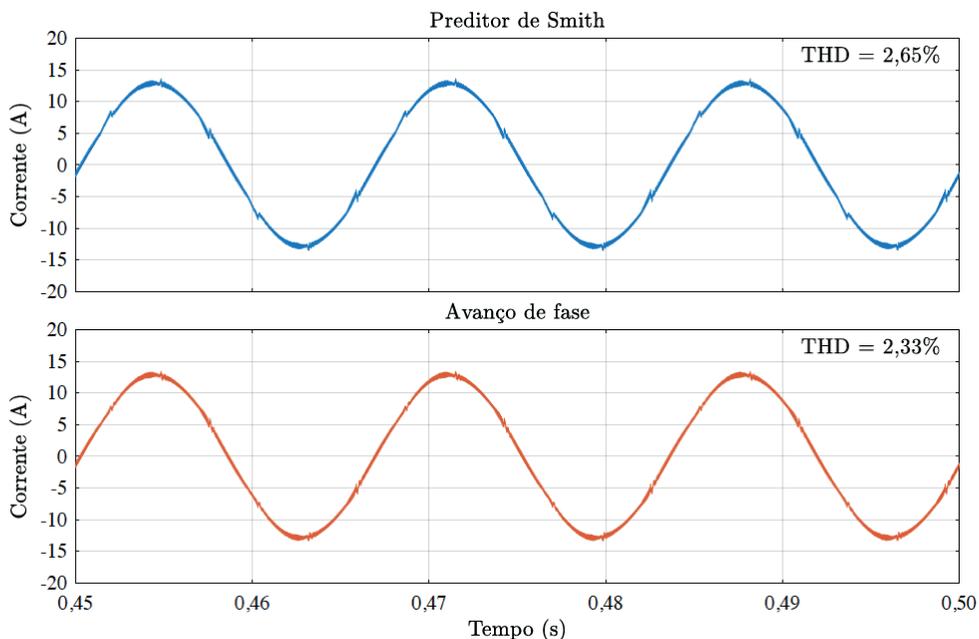
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.2.5 Comparativo de técnicas em regime transitório

Na Fig. 113 são mostradas as formas de onda em regime permanente para as duas técnicas de compensação do atraso computacional, o avanço de fase e o preditor de Smith. Os resultados em regime apresentam um desempenho muito próximo, com distorções harmônicas de 2,65% e 2,33%. A resposta com o preditor de Smith apresenta desvios nos instantes de maior derivada de corrente, devido ao atraso unitário que ainda se faz presente. Por esse motivo, a compensação da corrente harmônica de carga não está perfeitamente sincronizada com a corrente de carga, estando atrasada em uma amostra, sendo que este efeito fica mais visível nos instantes de maior derivada. Já os resultados com o avanço de fase apresentam uma pequena oscilação neste mesmo ponto de maior derivada de corrente da carga mas, como o atraso foi parcialmente compensado, o rastreamento não possui uma amostra em atraso, mas possui o seu efeito direto que é a redução da margem de fase.

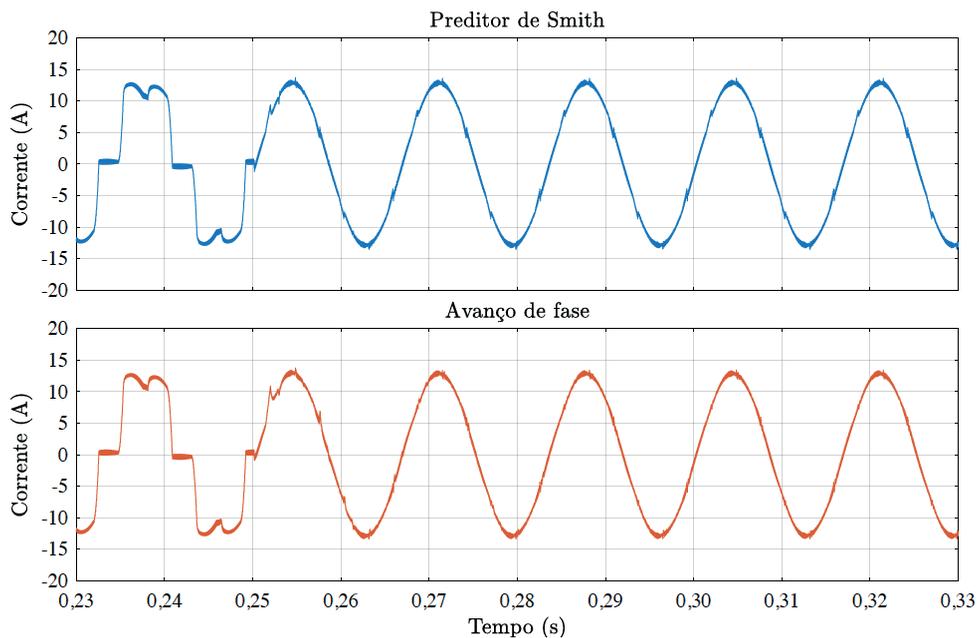
Na Fig. 114 são mostradas as formas de onda em regime transitório durante uma variação na referência de corrente de compensação para as mesmas técnicas. O projeto com o preditor de Smith possibilitou uma frequência de cruzamento de fase e margem de fase maior e, de fato, é possível verificar que o tempo de convergência é ligeiramente menor. É possível afirmar que ambas as técnicas possuem desempenho adequado e respondem satisfatoriamente às variações de referência.

Figura 113 – Comparativo de técnicas de compensação do atraso em regime permanente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

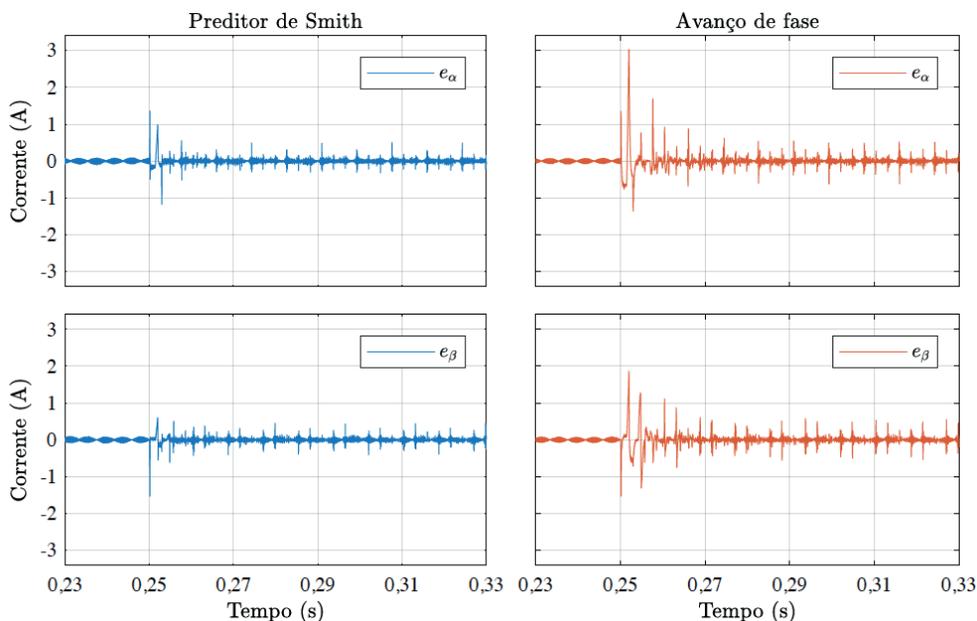
Figura 114 – Comparativo de técnicas de compensação do atraso em regime transitório.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 115 são mostrados os sinais de erro $e_{\alpha\beta}$ para o controlador de corrente com o preditor de Smith e para o controlador de corrente com o compensador avanço de fase. Neste resultado é possível verificar que a amplitude inicial do erro é menor para o preditor de Smith, do que, para o compensador de avanço de fase. Observa-se que o erro em regime permanente com o preditor de Smith é menor, o que leva a um rastreamento mais preciso do que o compensador avanço de fase. Entretanto, deve-se lembrar que o controlador com o preditor de Smith tem uma amostra atrasada em relação ao sinal de referência, o que, no caso do filtro ativo, reflete na compensação de corrente da rede.

Figura 115 – Sinal de erro e_{α} entre técnicas de compensação do atraso em regime transitório.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

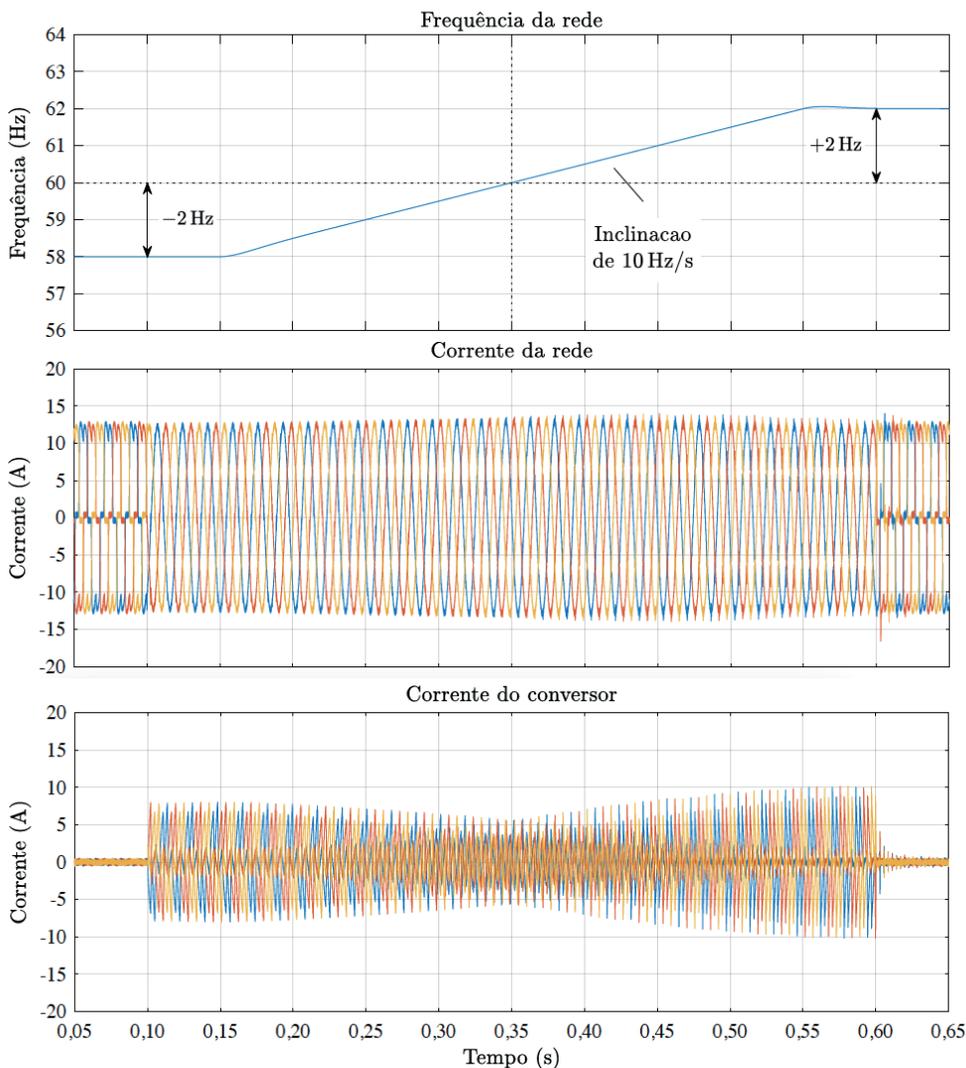
Variação da frequência da rede

Os resultados com a variação da frequência da rede buscam verificar o desempenho do controlador quando a frequência da rede não está situada no valor nominal da frequência fundamental (60 Hz). Nesta verificação é utilizada a técnica do preditor de Smith para compensação do atraso computacional, amostragem de dupla atualização e ação *feedforward* como apresentado em projeto.

Na Fig. 116 é mostrado o resultado da variação da frequência da rede com uma taxa variação de 10 Hz/s, iniciando em 58 Hz e terminando em 62 Hz, com o conversor sendo ligado em 0,1 s e desligado em 0,6 s. É possível observar que a corrente do conversor possui menor amplitude quando a frequência atinge o valor de 60 Hz, em 0,35 s. Nas

frequências diferentes do valor nominal, ocorre um aumento no valor da corrente do conversor, basicamente devido à alteração dos parâmetros de projeto, como previamente verificados na seção 4.6.

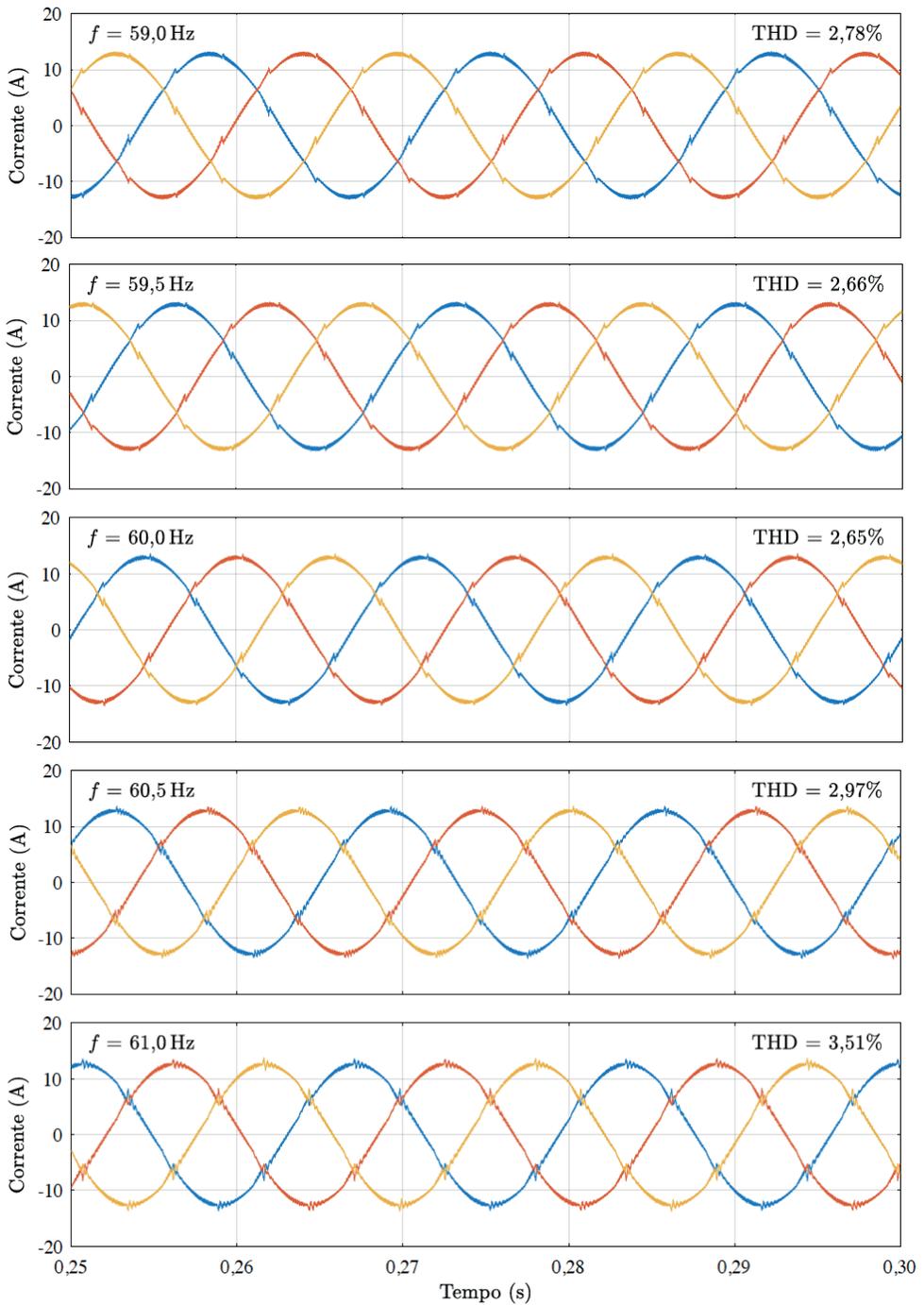
Figura 116 – Variação de frequência da rede com uma taxa de variação de 10 Hz/s.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 117 são mostradas as correntes da rede em regime sob diferentes frequências de operação. Entretanto, o controlador é projetado para a frequência nominal da rede e, então, o comportamento do controle é verificado em relação à variação de frequência imposta pela rede. Apesar da redução de desempenho na compensação das componentes harmônicas o controle se manteve estável para todas as condições simuladas.

Figura 117 – Corrente da rede em regime permanente para diferentes frequências.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.2.7 Comparativo entre controladores

Para demonstrar o desempenho do controlador proposto perante os outros controladores correlacionados é apresentado um comparativo entre as técnicas. Uma comparação entre controladores precisa ser feita criteriosamente para não favorecer nenhuma das técnicas e levar a conclusões equivocadas. É utilizada a mesma técnica de compensação do atraso, ou seja, o preditor de Smith, com dupla amostragem e ação *feedforward* em todos os projetos para estabelecer uma comparação mais homogênea possível.

O parâmetro escolhido para comparação de desempenho de cada técnica foi a frequência de corte, sendo ajustadas para valores próximos. Na Tabela 9 são mostrados os indicadores resultantes, enquanto que, na Fig. 118 é apresentado o valor eficaz do sinal de erro da componente α de cada controlador ($e_{\alpha,rms}$). O resultados mostram um desempenho adequado com a utilização de todas as técnicas, entretanto o controlador proposto destaca-se em relação aos esforços computacionais envolvidos, ou seja, são utilizados menos recursos para se alcançar a mesma resposta do que outras técnicas.

Tabela 9 – Comparativo entre controladores repetitivos propostos na literatura.

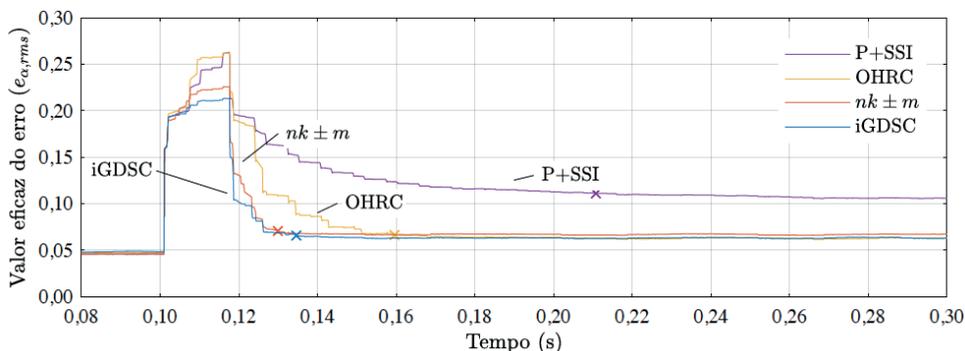
Amostragem de Dupla Atualização Preditor de Smith Ação <i>feedforward</i>						
Entrutura de Controle†	ω_c	PM	η	$e_{\alpha,rms,f}$	ST (5%)	THD _i
P+SSI ¹	4,81 kHz	66,2°	0,613	0,111043	111 ms	2,99%
OHRC ² (N/2)	4,76 kHz	32,6°	0,561	0,066207	60 ms	2,66%
$nk \pm m$ ³ (6k ± 1)	4,79 kHz	42,1°	0,549	0,070593	30 ms	2,71%
iGDSC ⁴ (6k + 1)	4,82 kHz	33,4 °	0,574	0,065742	35 ms	2,65%

Nota: ¹(YEPES et al., 2011); ²(ESCOBAR et al., 2008); ³(LU et al., 2014); ⁴(ZIMANN et al., 2019).

†Os projetos dos controladores são apresentados no Apêndice F.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

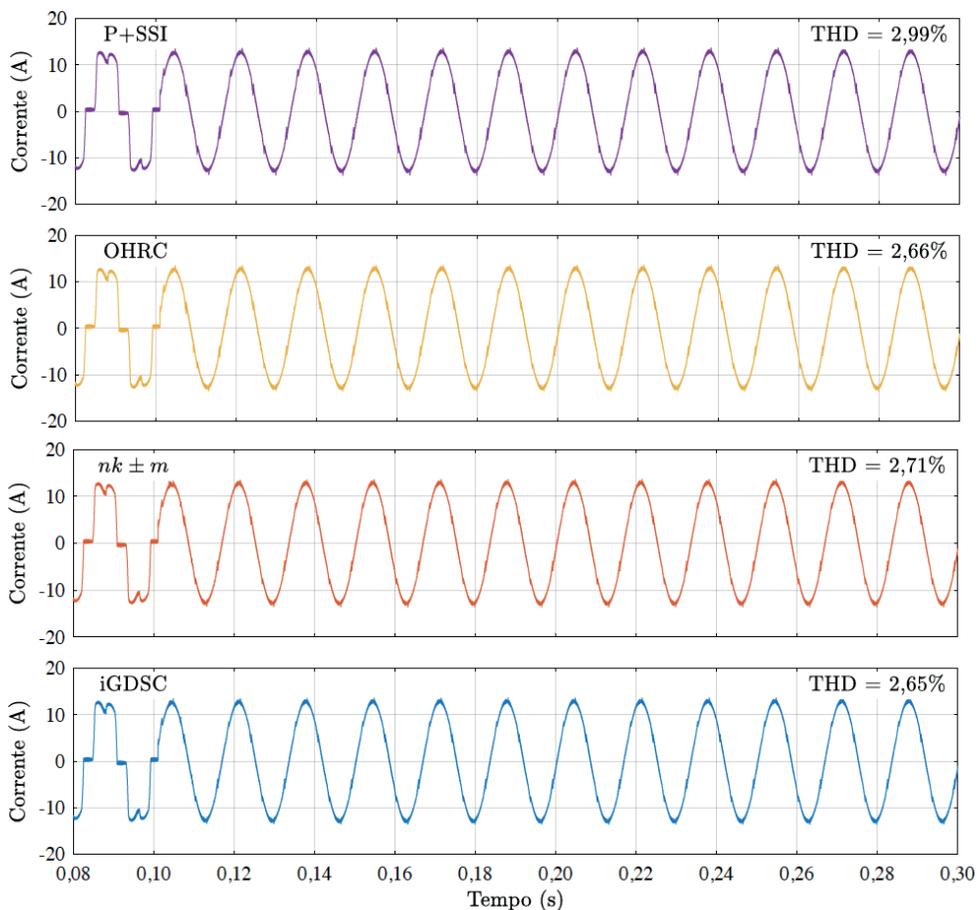
Figura 118 – Valor eficaz do sinal de erro e_{α} para comparação entre técnicas.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 119 são mostradas as correntes da rede utilizando os diferentes controladores de corrente. Apesar das diferenças entre os tempos de convergência e das THDs apresentadas, todas as técnicas possuem um desempenho adequado e respondem bem à variação de referência. Tal efeito pode ser justificado por terem frequências de corte muito próximas, o que leva a uma resposta dinâmica muito semelhante entre as mesmas. Além do mais, todas as estratégias possuem altos ganhos nas mesmas componentes harmônicas, o que comprova o rastreamento e a compensação adequados em todos os casos.

Figura 119 – Corrente da rede para comparação entre as técnicas de controle.

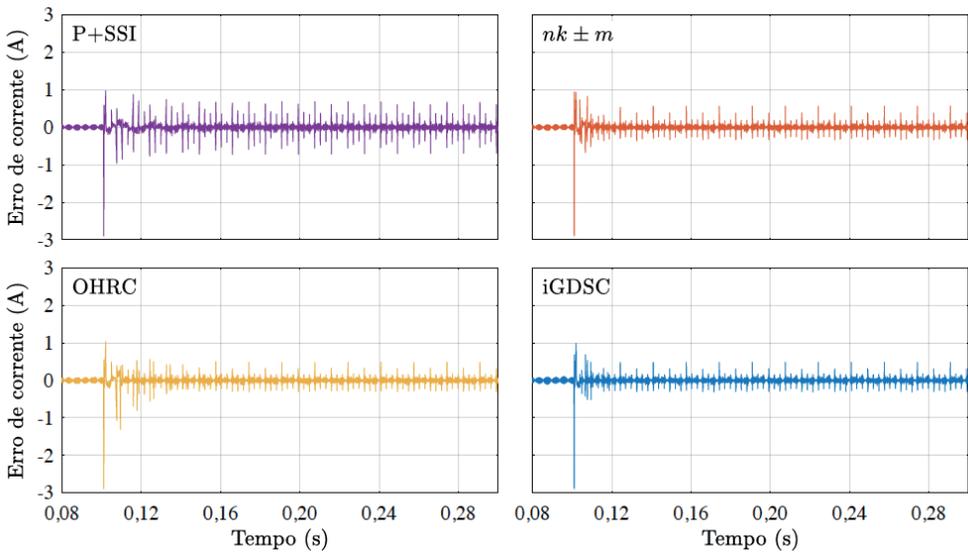


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 120 são mostrados os sinais de erros relativos ao rastreamento de corrente de componente e_a para as diferentes técnicas de controle. É possível verificar que a amplitude instantânea do erro do controlador proporcional-ressonante é maior que as outras amplitudes, o que explica o valor quadrático médio maior. A amplitude instantânea reduzida do erro nos primeiros ciclos do controlador iGDSC é justificado pela taxa de

repetição menor do que das outras técnicas repetitivas, uma vez que este leva 1/6 de ciclo para ter a ação repetitiva efetiva, em contrapartida com o OHRC que precisa de 1/2 de ciclo para começar a atuar. Apesar das diferenças de desempenho, todas as técnicas possuem excelente funcionamento e capacidade de rastreamento de componentes harmônicas.

Figura 120 – Erro absoluto de corrente e_a entre as diferentes técnicas de controle



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.3 ESFORÇO COMPUTACIONAL E COMPLEXIDADE DE PROJETO

Para estabelecer um padrão comparativo foram quantificadas as operações de soma e multiplicação, além da quantidade de memória utilizada em cada técnica. Na Tabela 10 são apresentados tais parâmetros. É possível verificar que a quantidade de memória utilizada na técnica proposta é menor que as outras técnicas repetitivas, mas é razoavelmente maior que no controlador ressonante. O número de operações do controlador proposto é ligeiramente maior que o OHRC, sendo que o controlador ressonante possui o maior número de operações totais. Entretanto, o controlador ressonante utiliza dez estruturas para chegar até a componente $h = 29$, enquanto que os controladores repetitivos possuem componentes distribuídas por todo o espectro com uma única estrutura. Isso significa que os recursos utilizados no controlador ressonante dependem da quantidade de componentes harmônicas a serem compensadas.

Uma comparação qualitativa em relação ao desempenho do controle e da complexidade do projeto é apresentada na Tabela 11. Todas as técnicas obtiveram bons resultados no desempenho dinâmico e na resposta em regime permanente, entretanto, foram classificadas quanto à precisão e velocidade de rastreamento. Menos estrelas não significam que são técnicas ruins, mas que possuem um desempenho inferior aos das outras

técnicas, como por exemplo, o controlador ressonante que precisa um projeto individual para cada componente harmônica. Ainda neste quesito, o controlador proposto possui um grau de complexidade intermediário quando comparado com outras técnicas. Desse modo, o desempenho global do controlador ressonante ficou abaixo dos controladores repetitivos, que por sua vez ficaram abaixo do controlador proposto, pois este combinou a velocidade de atuação para eliminação do erro com a precisão no rastreamento das componentes harmônicas. A utilização de menos recursos computacionais é um fator importante para redução do processamento e da memória utilizada nos microcontroladores, principalmente para aplicações industriais de grande escala, onde são empregados microcontroladores de baixo custo, geralmente de ponto fixo e memória limitada. Além disso, aplicações que utilizam microcontroladores de alto desempenho também podem se beneficiar com a adição de tarefas ou de rotinas extras em função da redução e otimização dos controladores.

Tabela 10 - Comparativo quantitativo dos recursos utilizados e esforço computacional para executar as diferentes técnicas de controle.

Entrutura de Controle	Quantidade de memória	Número de multiplicações	Número de somas	Total de operações
P+SSI ¹ (1, 5, 7, ..., 29)	80	102	102	204
OHRC ² (N/2)	600	18	14	32
$nk \pm m$ ³ ($6k \pm 1$)	600	54	42	96
iGDSC ⁴ ($6k + 1$)	200	26	18	44

Nota: ¹(YEPES et al., 2011); ²(ESCOBAR et al., 2008); ³(LU et al., 2014); ⁴(ZIMANN et al., 2019).

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Tabela 11 - Comparativo quantitativo de desempenho e complexidade projeto para as diferentes técnicas de controle.

Entrutura de Controle	Complexidade	Espaço de memória	Precisão de rastreamento	Velocidade de rastreamento
P+SSI ¹ (1, 5, 7, ..., 29)	*	****	*	*
OHRC ² (N/2)	***	*	***	**
$nk \pm m$ ³ ($6k \pm 1$)	***	*	**	***
iGDSC ⁴ ($6k + 1$)	**	***	***	***

Nota: ¹(YEPES et al., 2011); ²(ESCOBAR et al., 2008); ³(LU et al., 2014); ⁴(ZIMANN et al., 2019).

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

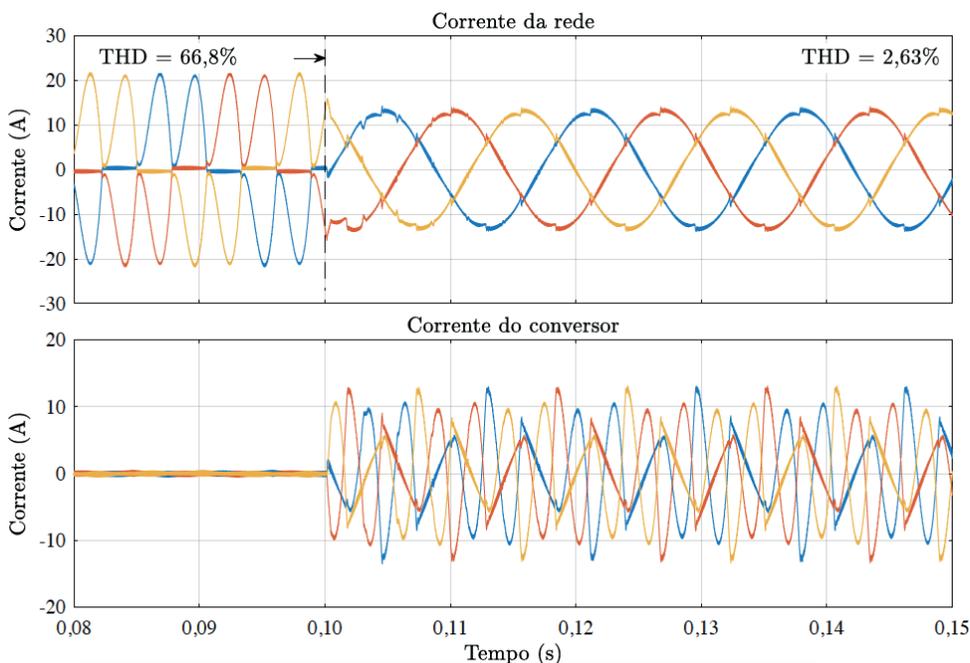
6.4 OPERAÇÃO COM OUTRAS CARGAS

As simulações numéricas são utilizadas para explorar as diferentes condições de operação a que o filtro e que o controlador podem estar submetidos, sem a necessidade de testes práticos exaustivos. Portanto, são apresentadas cargas com diferentes características para ampliar a gama de situações e complementar o funcionamento do filtro ativo e da técnica de controle proposta. São selecionadas duas cargas: o retificador trifásico com filtro capacitivo e uma carga trifásica desequilibrada com um retificador ponte completa com filtro capacitivo em conjunto com o retificador trifásico de carga resistiva.

6.4.1 Retificador trifásico com filtro capacitivo

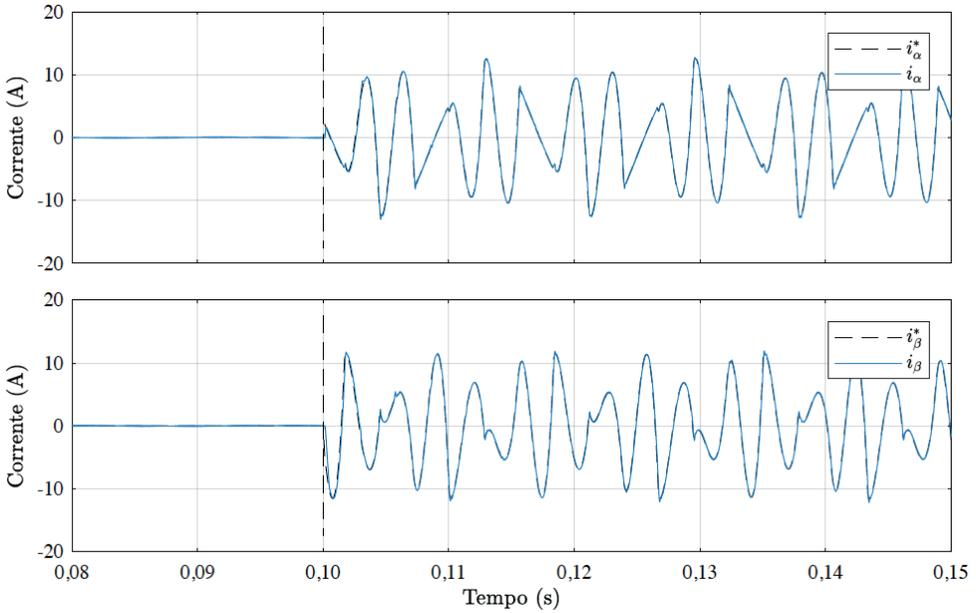
Na Fig. 121 são mostradas as correntes da rede e do conversor para um retificador trifásico não controlado com filtro capacitivo e indutor a montante. Este filtro capacitivo modifica os instantes em que os diodos da ponte retificadora entram em condução, deixando-os dependentes da tensão de saída e da capacitância do filtro. Neste caso, foram utilizados capacitores de $3 \cdot 470 \mu\text{F} = 1,41\text{mF}$, com indutores a montante de $560 \mu\text{H}$ e carga resistiva de 122Ω . Os sinais de referência de corrente são apresentados na Fig. 122, onde é possível verificar o rastreamento adequado de referências.

Figura 121 – Formas de onda das correntes da rede e do conversor durante transitório de referência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 122 - Formas de onda das correntes de referências durante transitório de referência.

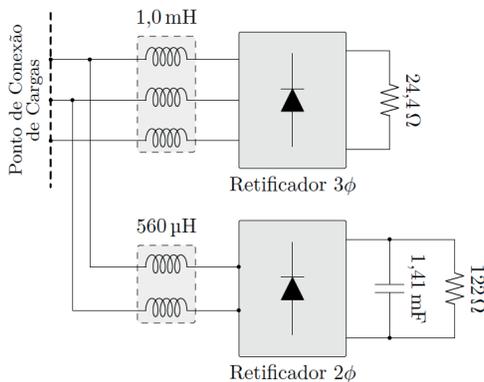


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.4.2 Carga trifásica desequilibrada

O controlador projetado é testado em uma condição de carga desequilibrada, apesar de não estar projetado para tal condição, onde aparecem as componentes da família $6k-1$, além das componentes $6k+1$. Na Fig. 123 é mostrado o retificador ponte completa utilizado, em conjunto com o retificador trifásico, de forma análoga a um retificador monofásico, mas com conexões fase-fase, uma vez que é utilizada uma rede trifásica sem neutro.

Figura 123 – Circuito para variação de cargas cc do retificador não controlado.

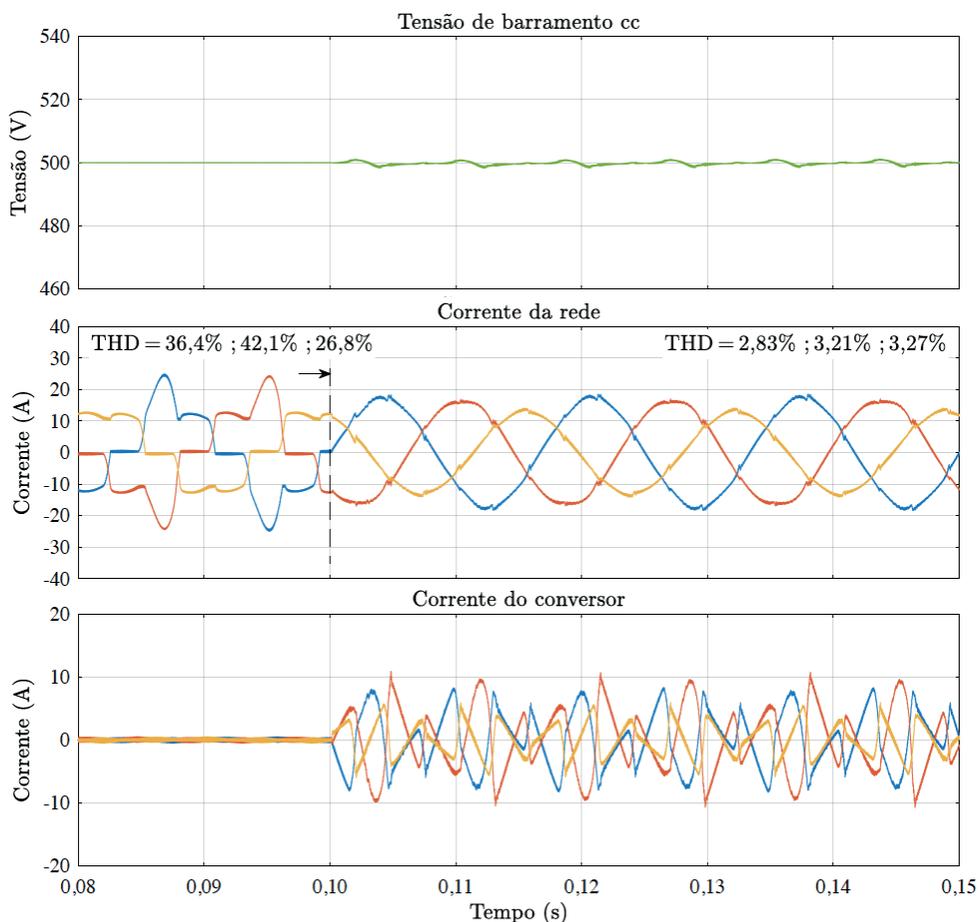


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Na Fig. 124 são mostradas as correntes da rede, do conversor e a tensão de barramento cc para cargas desequilibradas. Apesar da assimetria e do desequilíbrio das correntes, o controlador consegue rastrear as componentes harmônicas, porque apesar de não ter os elevados ganhos em tais componentes, ainda possui uma parcela de ganho proporcional em sua banda passante. Dessa forma, a correção perde desempenho com cargas desequilibradas, mas considerando tais fatores, não deixa de ser aceitável.

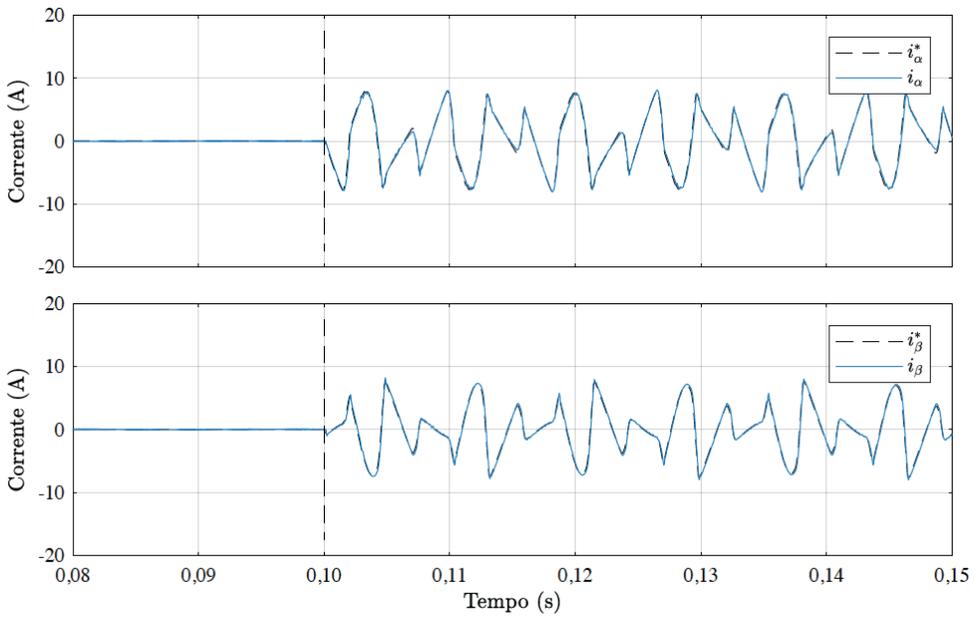
Na Fig. 126 são apresentas as componentes $h = \pm 1, \pm 5, \pm 7, \dots$ de sequência positiva e negativa das correntes da rede. Como esperado, as componentes $h = -1, +5, -7, \dots$ não existem para as cargas equilibradas. Entretanto, para cargas desequilibradas, as componentes $-5, +7, \dots$ são fortemente atenuadas, por fazerem parte do conjunto de harmônicas de projeto. E as componentes $+5, -7, \dots$ sofrem menor atenuação em função da ação do ganho proporcional. A componente fundamental de ambas as sequências $h = \pm 1$ não é alterada em nenhum caso, como é esperado para o funcionamento do filtro ativo.

Figura 124 - Correntes da rede e do conversor durante transitório de referência.



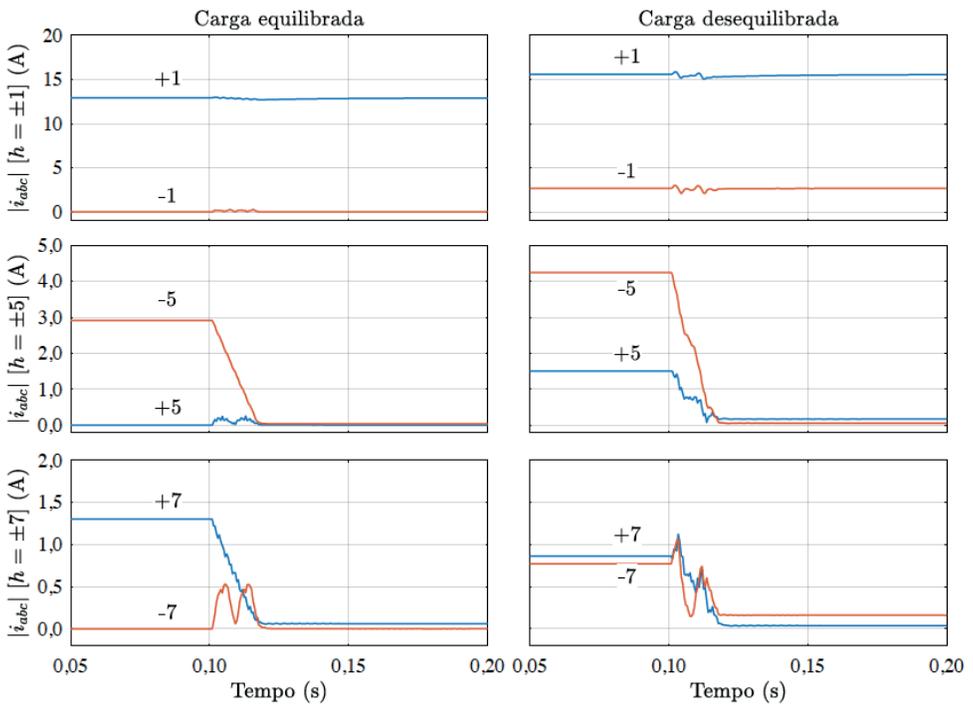
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 120 - Referências de corrente durante transitório de referência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 126 - Componentes de seqüência para carga equilibrada e desequilibrada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

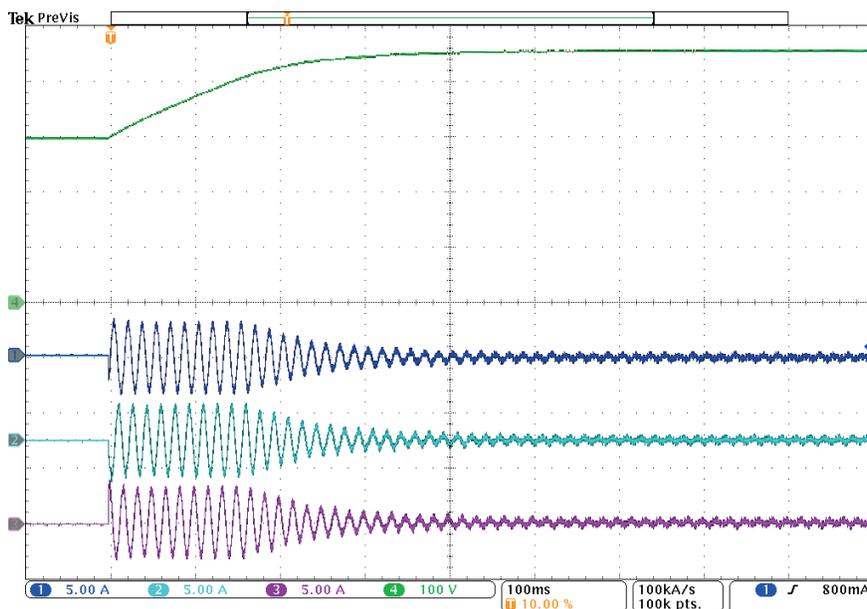
6.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais¹ buscam validar os conceitos teóricos abordados e comprovar a aplicabilidade da técnica de controle proposta. Os resultados práticos assemelham-se aos resultados de simulação, comprovando a fidelidade entre o experimento, a verificação numérica e a teoria. Entretanto, algumas diferenças são notadas nos resultados experimentais, como a distorção na forma de onda da tensão de alimentação proveniente da própria rede elétrica. Além disso, a utilização do elemento de conexão com a rede, ou seja, um autotransformador, insere uma impedância no caminho de corrente, o que resulta em distorções na forma de onda da tensão quando alimenta cargas não lineares.

6.5.1 Procedimentos de inicialização

Os procedimentos de inicialização seguem os mesmos passos apresentados durante a simulação. O carregamento inicial do barramento cc ocorre de forma gradual com a utilização do elemento de conexão com a rede elétrica, dispensando o uso de resistores de pré-carga. Com a tensão no valor de pico da tensão fase–fase 311 V é iniciado o controle da tensão de barramento cc, a partir disso, o valor da tensão aumenta até atingir o valor de referência de 450 V. As correntes são limitadas em 3 A durante o início de carga da tensão de barramento. Na Fig. 127 são apresentadas as correntes de fase do conversor e a tensão de barramento cc.

Figura 127 – Inicialização da tensão de barramento cc. **CH1** (Azul) [5 A/div]; **CH2** (Azul claro) [5 A/div]; **CH3** (Rosa) [5 A/div]: Corrente do conversor da fase A, B e C, respectivamente; **CH4** (Verde) [100 V/div]: Tensão do barramento cc.



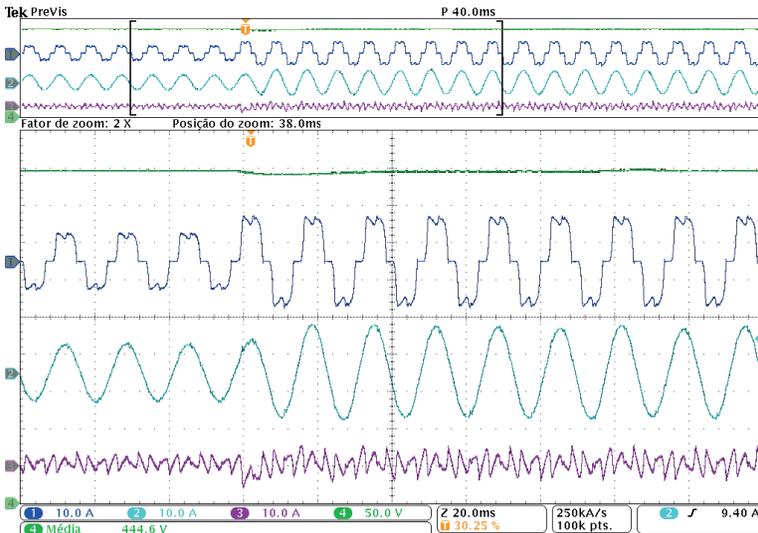
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

¹ Dados obtidos com a função de aquisição *High Resolution* (Hi-Res) ativada (TEKTRONIX, 2020).

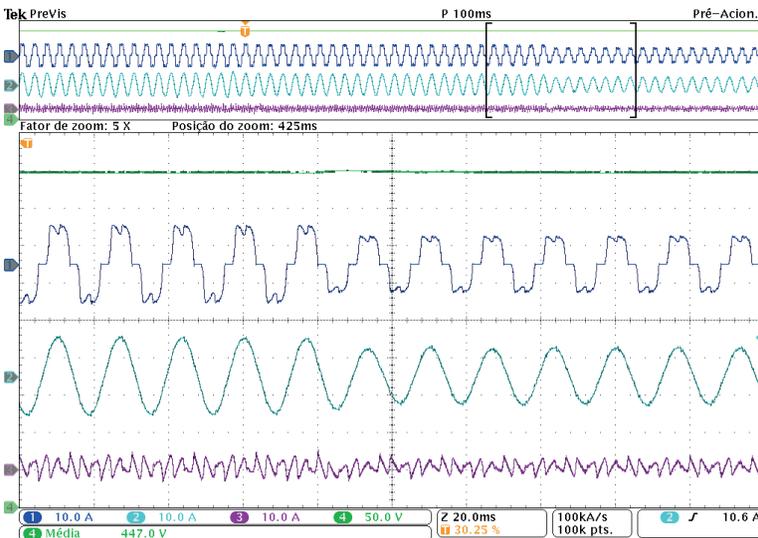
6.5.2 Resposta do barramento cc com dinâmica de carga

Os resultados com dinâmica de carga também foram executados de acordo com procedimentos adotados em simulação. A variação das cargas utilizada é de aproximadamente 40% da potência nominal, seguido por 100% da potência e nova redução para 40% da potência. Na Fig. 128 (a) é mostrado o instante de aumento de carga e na Fig. 128 (b) é mostrado o instante de redução de carga.

Figura 128 – Tensões e correntes durante o transitório de cargas. **CH1** (Azul) [10 A/div]: Corrente de carga; **CH2** (Azul claro) [10 A/div]: Corrente da rede; **CH3** (Rosa) [10 A/div]: Corrente do conversor; **CH4** (Verde) [50 V/div]: Ten- são do barramento cc.



(a) Aumento de carga.



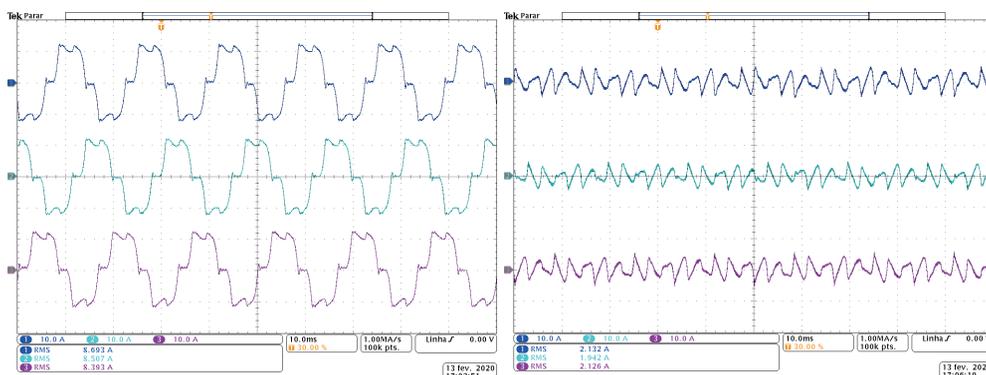
(b) Redução de carga.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.5.3 Regime permanente

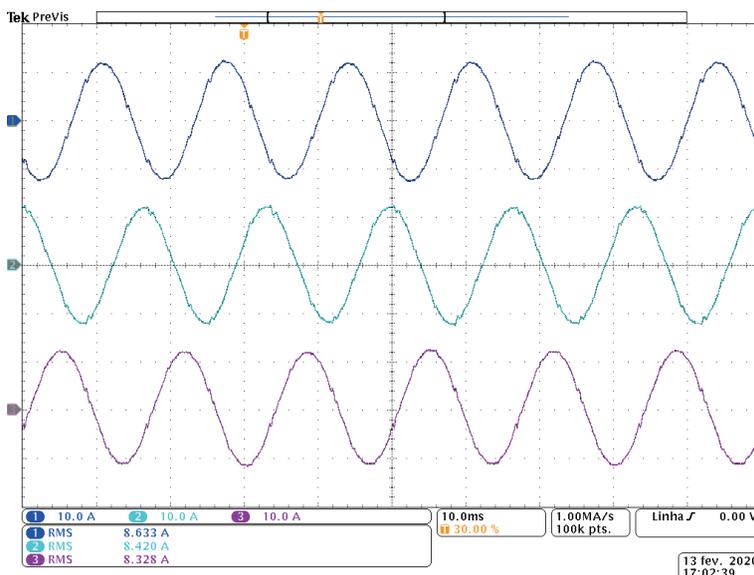
Os resultados em regime permanente permitem a verificação das formas de onda de corrente e de tensão. Em regime, espera-se que as distorções de corrente e tensão sejam mínimas para os parâmetros da rede. Em contrapartida, a corrente do conversor deve ser composta pelo conteúdo harmônico da carga, sem a componente fundamental. As correntes da rede sem a compensação do filtro, as correntes do conversor em funcionamento e as correntes da rede com a compensação do filtro podem ser observadas na Fig. 129 (a), na Fig. 129 (b) e na Fig. 129 (c), respectivamente.

Figura 129 – Correntes da rede e do conversor em regime permanente. **CH1** (Azul) [10 A/div]; **CH2** (Azul claro) [10 A/div]; **CH3** (Rosa) [10 A/div].



(a) Correntes da rede sem o filtro ativo.

(b) Correntes do conversor em funcionamento.

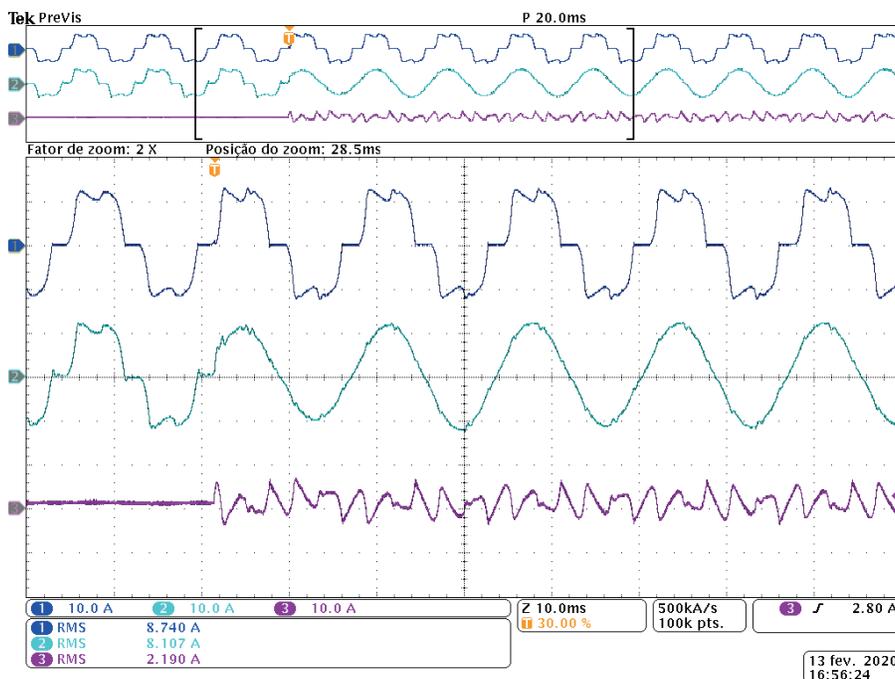


(c) Correntes da rede com o filtro ativo.

6.5.4 Regime transitório

Os resultados em regime transitório atestam o funcionamento dinâmico do conversor. Uma variação de referência do controle é aplicada ao controlador de corrente do conversor. Neste ensaio, a referência de corrente inicialmente nula é alterada para o valor nominal de corrente, exigindo do conversor uma dinâmica de correção acentuada. Na Fig. 131 são mostradas as formas de onda para a variação de referência de 0% para 100%. É possível verificar que a corrente da rede estabiliza em menos de um ciclo de rede.

Figura 131 – Formas de onda para variação de referência do controle de corrente da fase A. **CH1** (Azul) [10 A/div]: Corrente de carga; **CH2** (Azul claro) [10 A/div]: Corrente da rede; **CH3** (Rosa) [10 A/div]: Corrente do conversor.

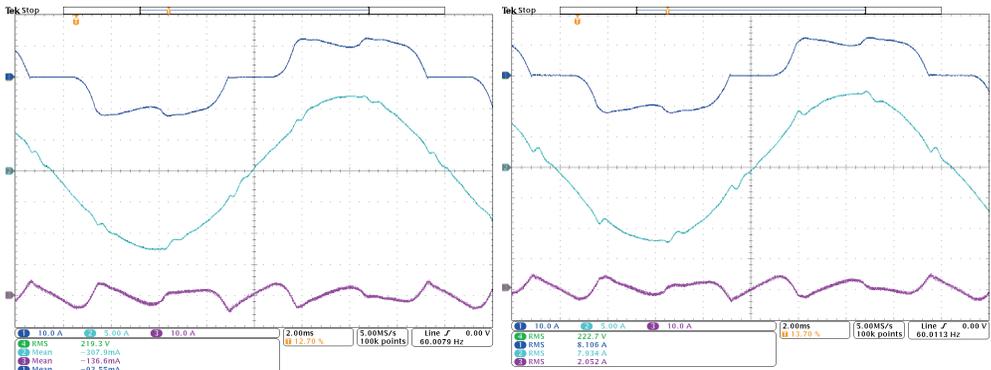


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.5.5 Comparativo de técnicas em regime permanente

As formas de onda das correntes para as duas técnicas de compensação do atraso são mostradas em detalhes. Na Fig. 132 (a) são mostradas as formas de onda para a técnica de compensação do atraso com o avanço de fase, enquanto que na Fig. 132 (b) são mostradas as formas de onda para a técnica de compensação do atraso com o preditor de Smith. Como verificado em simulação, os resultados em regime com o avanço de fase mostram uma pequena oscilação nos instantes de maior derivada, enquanto que com o preditor de Smith, um desvio levemente acentuado aparece nos mesmos instantes.

Figura 132 – Comparativo entre técnicas de compensação do atraso em regime permanente para fase A. **CH1** (Azul) [10 A/div]: Corrente de carga; **CH2** (Azul claro) [5 A/div]: Corrente da rede; **CH3** (Rosa) [10 A/div]: Corrente do conversor.



(a) Compensação com avanço de fase.

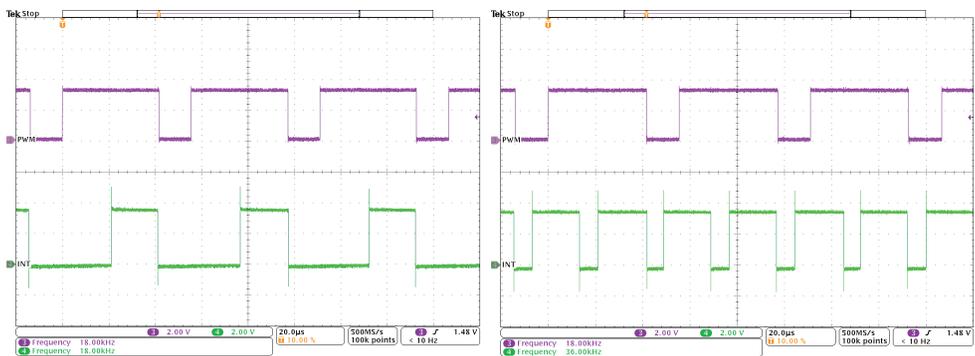
(b) Compensação com preditor de Smith.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.5.6 Frequência de operação e tempo de execução

A técnica de amostragem de dupla atualização consiste em executar a lei de controle em uma frequência duas vezes maior que a frequência de comutação, mantendo os pulsos sincronizados com os picos e vales da portadora triangular. Na Fig. 133 (a) é mostrada a forma de onda dos pulsos para a amostragem de simples atualização, enquanto que na Fig. 133 (b) é mostrada a forma de onda dos pulsos para a amostragem de dupla atualização. Para isso, a razão cíclica foi fixada e as rotinas de controle foram acionadas, sendo possível verificar que no modo simples somente uma interrupção ocorre, enquanto que no modo duplo, duas interrupções ocorrem dentro de um período de comutação.

Figura 133 – Frequência de operação e tempo de execução. **CH3** (Rosa): Período dos pulsos de comando; **CH4** (Verde): Período de execução das rotinas de controle;



(a) Amostragem de simples atualização.

(b) Amostragem de dupla atualização.

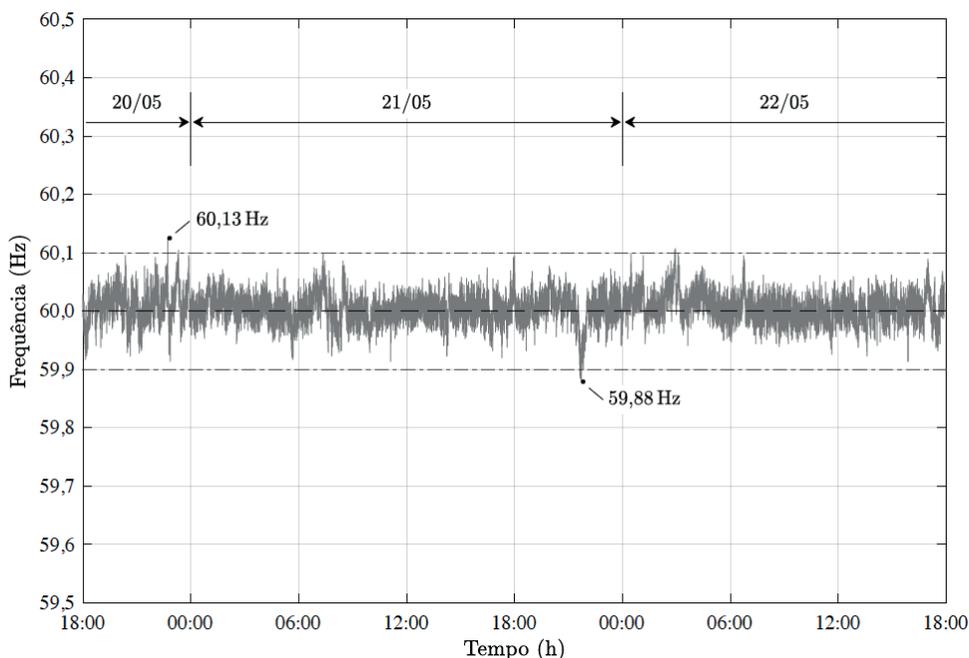
Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Além disso, são verificados os tempos de execução das rotinas de amostragem, proteção, controle, atualização de variáveis e de razão cíclica. Sendo que todas as rotinas devem ser executadas dentro do período de amostragem, deixando um tempo para as rotinas assíncronas, como leitura de botões e escrita no display. Para verificação do tempo de execução, uma porta é colocada em nível alto no começo da rotina de interrupção e colocada em nível baixo ao final da rotina. Dessa forma, a largura do pulso corresponde ao tempo total de execução das rotinas.

6.5.7 Variação da frequência da rede

O filtro ativo de potência opera conectado à rede e, portanto, está sujeito às variações da frequência fundamental da rede elétrica. Na Fig. 134 são mostrados os dados coletados sobre a frequência fundamental da rede durante 48h, entre os dias 20/05 e 22/05, no ponto de acoplamento onde os testes são realizados. É possível observar que, em geral, o valor da frequência fundamental se mantém em torno de 60 Hz, dentro dos limites previstos pela regulamentação vigente. Nesse período foi registrado o valor máximo de 60,13 Hz e o valor mínimo de 59,88 Hz, sem variações mais abruptas ou intensas. Portanto, pode-se afirmar que a operação conectada à rede está sujeita às variações de frequência e, apesar do controlador repetitivo proposto não ser adaptativo em frequência, o desempenho do controlador não é significativamente afetado por estas variações.

Figura 134 – Dados coletados sobre a frequência fundamental da rede no ponto de conexão.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

6.6 CONSIDERAÇÕES E DISCUSSÕES

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais para o projeto do filtro ativo paralelo. Os componentes do protótipo utilizado foram descritos, desde os elementos de potência até o microcontrolador. Antes de apresentar os resultados experimentais, são apresentados os resultados de simulação para as condições de teste em bancada e outras condições particulares. Os procedimentos de inicialização são testados e validados, seguidos pelos testes de dinâmica de carga, observando o valor de tensão de barramento cc. As análises em regime permanente são utilizadas para verificar o seguimento de trajetória e avaliação da distorção harmônica total das correntes da rede. Pode-se concluir que o controle de corrente respondeu as mudanças de referência de corrente e obteve um tempo reduzido de eliminação da amplitude do erro.

Para avaliar o projeto de controle e as técnicas de compensação do atraso, são apresentadas as correntes com o controle de corrente utilizando o avanço de fase e o preditor de Smith. Utilizando a ampla gama de possibilidade que os testes em simulação permitem, são efetuadas variações de frequência da rede e observadas as respostas do controle de corrente. O controlador respondeu normalmente às variações de frequência e não foram observados indicativos de instabilidade dentro dos limites testados, apesar de existirem maiores distorções de corrente. O filtro ativo está sujeito às variações de frequência quando opera conectado à rede. Os resultados mostram que o desempenho do controlador repetitivo complexo proposto é adequado mesmo sendo não adaptativo em frequência estando sujeito a estas variações. Contudo, entende-se a importância das propostas adaptativas em frequência para outros cenários, como microrredes, fontes ininterruptas de energia e sistemas embarcados em aeronaves. Foi apresentado um comparativo de técnicas de controle com características similares a técnica proposta, utilizando técnicas de controle repetitivas e ressonantes, com o mesmo procedimento de projeto para todos os controladores. Foram alcançados resultados satisfatórios em todas as técnicas, mas os comparativos quantitativo e qualitativo, mostraram que foi possível obter um desempenho melhor e com menor esforço computacional com o controlador proposto.

A utilização de menos recursos computacionais é um fator importante para redução do processamento e da memória utilizada nos microcontroladores, principalmente para aplicações industriais em grande escala onde são empregados microcontroladores de baixo custo, geralmente de ponto fixo e memória limitada. Além disso, aplicações que utilizam microcontroladores de alto desempenho também podem se beneficiar adicionando tarefas ou rotinas em função da redução e otimização do processamento dos controladores.

Extraíndo o máximo das simulações numéricas, foram testadas duas cargas diferentes, o que permitiu avaliar a atuação do controlador sobre as diferentes componentes de sequência. O Apêndice G apresenta alguns resultados complementares para o controlador proposto. Entre as aplicações como filtro ativo também são apresentados resultados para

regulação da tensão eficaz no PCC. Nesta aplicação as correntes em fase e em quadratura, em relação à tensão de fase da rede, são controladas para operar de forma análoga a um DSTATCOM, porém utilizando de potência ativa em complemento a potência reativa. Nesta aplicação o controlador deve rastrear as componentes de sequência positiva da frequência fundamental e rejeitar as perturbações, que são formadas por outras componentes harmônicas. Os resultados experimentais apresentados corroboram e validam as técnicas utilizadas com o controlador proposto. Ainda, trazem para situações reais enfrentadas em bancada, como distorções da rede elétrica, interações com os elementos de conexão com a rede, não idealidades e dinâmicas não modeladas.

CONCLUSÕES

Esta tese apresentou a proposta de um controlador repetitivo de estrutura complexa de alto desempenho na presença de distúrbios periódicos dentro da família de componentes harmônicas $nk + m$ para $k \in \mathbb{Z}$ de ação direta em um sistema de controle malha fechada. A estrutura complexa deste controlador repetitivo tem ação sobre componentes harmônicas de sequências de fase diferentes, de um sistema trifásico a três fios, quando representado por vetores espaciais, no sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta$. As análises presentes nesta tese demonstraram que a característica complexa é essencial para a redução do tempo de convergência dos sinais de erro do controlador.

A inverso da função de transferência do método de cancelamento por sinal atrasado generalizado foi demonstrado matematicamente, onde foram caracterizados os parâmetros internos de ajuste do controlador relacionando o impacto na resposta em frequência e o posicionamento dos polos, como as alterações de amplitude e de fase. Através da revisão bibliográfica da literatura técnica foi possível demonstrar que existem diversas estruturas reais de controladores repetitivo, porém fora observado que as propostas de controladores repetitivos complexo-vetoriais são escassas e pouco exploradas. Em virtude disso, este trabalho estabeleceu os conceitos matemáticos básicos de uma estrutura de controle repetitivo complexa generalizada e demonstrou as principais diferenças entre os controladores de estruturas reais e complexas.

O controlador repetitivo proposto nesta tese não está limitado à aplicação do filtro ativo paralelo, apesar do mesmo ter sido escolhido para a demonstração da proposta e para evidenciar as capacidades da estrutura de controle. Portanto, as contribuições desta tese, sobre o controlador repetitivo complexo e o controle de componentes harmônicas, podem ser aplicadas à outras estruturas de eletrônica de potência como restauradores dinâmicos de tensão, filtro ativo série, conversores para tensão e frequência constantes, inversores para acionamento de motores, inversores fotovoltaicos conectados a rede elétrica e quaisquer outras aplicações que necessitem de rastreamento e/ou rejeição de uma família de componentes harmônicas $nk + m$.

Para o aumento de estabilidade relativa do controlador foi utilizado um filtro de realimentação de natureza digital e característica passa-baixa, do tipo FIR e de ordem par, com deslocamento de fase compensado dentro da própria estrutura de controle. Esta compensação interna é necessária, pois foi demonstrado que os altos ganhos são deslocados das frequências de interesse. Foi proposta a redução do número de amostras do elemento de atraso da estrutura geradora de sinais periódicos e, dessa forma, todas as componentes harmônicas retornaram para as posições iniciais. Em virtude desses aspectos, foi demonstrado que não é possível obter esta característica com outros tipo de filtros que não possuem deslocamento de fase linear com a frequência.

Foram propostos dois procedimentos para a sintonia do controlador proposto com a compensação do atraso computacional. Um procedimento de sintonia utilizou a compensação por avanço de fase e outra sintonia utilizou o preditor de Smith. Em ambos os casos foram utilizados os diagrama de Bode e de Nyquist para obter os índices de desempenho clássicos e a função de sensibilidade como parâmetro adicional de estabilidade relativa. Levando-se em consideração esses aspectos, o controlador repetitivo proposto obteve índices de desempenho e estabilidade suficientes para atender os requisitos de projeto.

Além disso, foram realizadas comparações quantitativas e qualitativas entre técnicas de controle de características similares ao controlador proposto, o que resultou em respostas equivalentes e com desempenho satisfatório para todos os casos. Contudo, é importante salientar que o controlador proposto destaca-se pelo menor tempo de convergência do sinal de erro em relação às outras técnicas. A estrutura complexa é fator determinante que contribui para esta vantagem, em função do acoplamento entre os eixos de coordenadas e do período de integração reduzido. As análises quantitativas e qualitativas mostraram que, o controlador proposto possui um desempenho equivalente ou superior as técnicas existentes e que, em geral, executa tais requisitos com menos recursos computacionais e possui uma complexidade de projeto relativamente baixa.

A verificação prática dos conceitos e do projeto de controle foi executada em um protótipo em laboratório com ambiente controlado e supervisionado. Os procedimentos e testes simulados foram então experimentados em bancada, tendo sido observados os efeitos ora modelados, como o atraso computacional e os elementos de potência e controle. Foram experimentadas as duas técnicas de compensação do atraso computacional e verificadas as respostas do controle de corrente de saída e de tensão de barramento cc. Para o controle de corrente foram executadas as variações de referência e de carga, observando os resultados em regime permanente e transitório. Os resultados para a malha de controle em cascata, para a tensão de barramento cc e para compensação das correntes da carga não linear, mostraram-se compatíveis com os resultados de simulação e adequados às especificações de projeto.

Tendo em vista os fatos apresentados, conclui-se que os objetivos foram alcançados, uma vez que o controlador repetitivo complexo é capaz de seguir referências e rejeitar perturbações de sinais periódicos da família de componentes harmônicas $nk + m$ com alto desempenho. Por todos esses aspectos, pode-se concluir que foi possível contribuir de forma relevante e inédita para a literatura técnica com os conceitos sobre controladores repetitivos complexos.

7.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Ao decorrer do desenvolvimento deste trabalho foram identificados pontos de interesse para continuação da pesquisa, os quais estão listados abaixo:

- Verificação prática da variação de frequência da rede no desempenho do controlador;
- Avaliação prática do impacto no desempenho do controlador de cargas trifásicas desequilibradas, por exemplo, cargas bifásicas;
- Avaliação teórica da robustez de controle frente às variações paramétricas dos modelos de controle e as variações de impedância de rede;
- Projeto e aplicação do controlador escalar proveniente da associação de dois controladores vetoriais;
- Adaptatividade em frequência do controlador (frequência de amostragem fixa ou variável);
- Utilização de técnicas de atraso fracionado para casos de número de amostras não inteiras (relacionada com adaptatividade em frequência);
- Predição ou antecipação da referência de controle para contornar o problema da amostra em atraso juntamente com o preditor de Smith;
- Estabelecer uma metodologia de projeto para definição da ordem M do filtro FIR-LPF baseado em condições de desempenho e estabilidade;
- Avaliar outras metodologias de projeto para coeficientes do FIR-LPF além do método de *Hamming*;
- Utilização de filtro de realimentação de estrutura complexa para melhoria do tempo de resposta e aumento da estabilidade relativa;
- Restrição das ações de controle utilizando modelos de saturação e ação *anti-windup* na estrutura de controle;
- Avaliação outras técnicas para o filtro da componente fundamental, no sentido de minimizar o fluxo de potência ativa durante transitórios;
- Avaliação do impacto da rejeição às perturbações dos controladores repetitivos de ação instantânea sem ação *feedforward*;
- Exploração do deslocamento de fase através do operador complexo $-a$ como alternativa para o avanço de fase dentro da própria estrutura do controlador;
- Avaliação de desempenho do controlador em situações onde a rede elétrica esteja sujeita à frequências sub-harmônicas;
- Avaliação de desempenho do controlador quando submetido à distúrbios aperiódicos;
- Avaliação do uso do preditor linear como uma alternativa mais simples do que o preditor de Smith;
- Utilização de uma ação pseudo não-causal para compensação do atraso de fase da planta.

REFERÊNCIAS

AKHTAR, M. A.; SAHA, S. An adaptive frequency-fixed second-order generalized integrator-quadrature signal generator using fractional-order conformal mapping based approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 6, p. 5548–5552, June 2020. ISSN 1941-0107. Citado na página 41.

ANDRADE, D. S. et al. Fast phase angle jump estimation to improve the convergence time of the GDSC-PLL. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 4, p. 2852–2862, April 2020. ISSN 1557-9948. Citado na página 127.

ANDRETA, A. G. *Estratégia Híbrida de Controle para Inversores Trifásicos Conectados à Rede Baseada em Controladores Deadbeat e Proporcional+Ressonante*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2014. Citado na página 117.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST* : Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. 10. ed. [S.l.], 2018. Disponível em: <www.aneel.gov.br/modulo-8>. Acesso em: 13 nov. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 114.

BARBI, I. *Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas*. 3. ed. [S.l.]: Edição do Autor, 2007. Citado na página 143.

BARBI, I. et al. Retificadores PWM trifásicos unidirecionais com alto fator de potência. *Eletrônica de Potência*, v. 7, n. 1, p. 14, nov. 2002. Citado na página 123.

BATISTA, Y. N.; SOUZA, H. E. P. de; NEVES, F. A. S. Frequency adaptivity improvement in GDSC-PLL. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1333–1338. ISSN 2163-5137. Citado na página 60.

BATISTA, Y. N. et al. Variable-structure generalized delayed signal cancellation PLL to improve convergence time. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 11, p. 7146–7150, Nov 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 127.

BIERHOFF, M. H.; FUCHS, F. W. Active damping for three-phase pwm rectifiers with high-order line-side filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 371–379, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 117 e 119.

BLAABJERG, F. *Control of Power Electronic Converters and Systems*. [S.l.]: Elsevier, 2018. v. 2. ISBN 978-0-12-805245-7. Citado na página 119.

BLAABJERG, F. et al. *Periodic Control of Power Electronic Converters*. [S.l.]: Institution of Engineering and Technology, 2016. (Energy Engineering). Citado na página 113.

BOJOI, R. I. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, Nov 2005. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 217.

BOLLEN, M. What is power quality? *Electric Power Systems Research*, v. 66, n. 1, p. 5 – 14, 2003. ISSN 0378-7796. Power Quality. Citado na página 29.

BOLLEN, M. H. Overview of power quality and power quality standards. In: _____. *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. [S.l.]: IEEE, 2000. ISBN 9780470546840. Citado na página 114.

- BOSIO, F. de et al. Effect of state feedback coupling and system delays on the transient performance of stand-alone VSI with LC output filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 4909–4918, Aug 2016. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 101 e 121.
- BOSIO, F. de et al. Discrete-time domain modeling of voltage source inverters in standalone applications: Enhancement of regulators performance by means of smith predictor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 10, p. 8100–8114, Oct 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 105.
- BROGLIATO, B. et al. *Dissipative Systems Analysis and Control*. 2nd. ed. [S.I.]: Springer, 2006. (Communications and Control Engineering). ISBN 184628516X. Citado na página 43.
- BUSADA, C. A. et al. Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 7, p. 2898–2909, July 2012. ISSN 1557-9948. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 41.
- BUSO, S.; MATAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.I.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006. 151 p. ISBN 9781598291124. Citado 4 vezes nas páginas 102, 130, 132 e 136.
- CARDOSO, F. L. *Projeto de um Retificador Bidirecional com Elevado Fator de Potência com Controle por Valores Médios Instantâneos Implementado No DSP TMS320F2812*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2006. Citado na página 123.
- CHEN, D.; ZHANG, J.; QIAN, Z. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 2, p. 814–823, Feb 2013. Citado 2 vezes nas páginas 112 e 114.
- CHEN, D.; ZHANG, J.; QIAN, Z. Research on fast transient and $6n \pm 1$ harmonics suppressing repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverters. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 3, p. 601–610, March 2013. ISSN 1755-4535. Citado na página 49.
- CHEN, X. et al. Harmonic compensation and resonance damping for sapf with selective closed-loop regulation of terminal voltage. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 6, p. 619–629, 2017. ISSN 1755-4535. Citado na página 68.
- CHEN, X.; TOMIZUKA, M. New repetitive control with improved steady-state performance and accelerated transient. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 22, n. 2, p. 664–675, March 2014. Citado na página 68.
- CHEW, K. K.; TOMIZUKA, M. Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 112, n. 1, p. 35–41, 03 1990. ISSN 0022-0434. Citado na página 45.
- CLARKE, E. *Circuit Analysis of A-C Power Systems*. [S.I.]: J. Wiley & Sons, Incorporated, 1943. (Circuit Analysis of A-C Power Systems). Citado na página 69.
- CORRADINI, L. et al. *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. 1. ed. [S.I.]: Wiley-IEEE Press, 2015. (IEEE Press series on power engineering). ISBN 978-1-118-93510-1. Citado na página 132.
- COSTA-CASTELLÓ, R.; GRIÑÓ, R.; FOSSAS, E. Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 4, p. 1060–1068, July 2004. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 47, 63, 64 e 217.

- COSTA-CASTELLÓ, R.; GRIÑÓ, R.; FOSSAS, E. Reply to “concerning “odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter” ”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p. 1159–1160, July 2006. Citado na página 47.
- CUNHA, J. C. D. *Projeto e Implementação de um DSTATCOM Multifuncional Controlado em Corrente e com Mitigação de Harmônicas por Detecção de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2015. Citado na página 123.
- DESOER, C. A.; VIDYASAGAR, M. *Feedback Systems: Input-Output Properties*. [S.l.]: Academic Press, 2008. ISBN 9780323157797. Citado 4 vezes nas páginas 41, 43, 65 e 108.
- DIGALOVSKI, M.; NAJDENKOSKI, K.; RAFAJLOVSKI, G. Impact of current high order harmonic to core losses of three-phase distribution transformer. In: *Eurocon 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1531–1535. Citado na página 30.
- DORR, B. L. *How to Design Digital Filters*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2014. 268- p. ISBN 9781119149606. Citado na página 97.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. ISSN 2330-9431. Citado na página 69.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer US, 2001. Citado na página 119.
- ESCOBAR, G. et al. A repetitive-based controller for the compensation of $6\epsilon \pm 1$ harmonic components. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 3150–3158, Aug 2008. ISSN 0278-0046. Citado 6 vezes nas páginas 48, 49, 64, 109, 169 e 172.
- ESCOBAR, G. et al. A repetitive-based controller for the compensation of $6\epsilon \pm 1$ harmonic components. In: *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 3397–3402. ISSN 2163-5137. Citado na página 66.
- ESCOBAR, G. et al. Implementation of a $6n \pm 1$ repetitive controller subject to fractional delays. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 444–452, Jan 2015. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 66.
- ESCOBAR, G. et al. A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1383–1386, June 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 48.
- ESCOBAR, G. et al. Filters with linear-phase properties for repetitive feedback. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 1, p. 405–413, Jan 2014. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 97.
- FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, July 1918. ISSN 0096-3860. Citado na página 71.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics & Optimization*, Springer Science and Business Media LLC, v. 2, n. 2, p. 170–194, Jun 1975. ISSN 1432-0606. Citado na página 44.

- FREEMAN, C. T. et al. An optimality-based repetitive control algorithm for discrete-time systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 55, n. 1, p. 412–423, Feb 2008. Citado na página 68.
- GAO, Y.-G. et al. A novel dual closed-loop control scheme based on repetitive control for grid-connected inverters with an Lcl filter. *ISA Transactions*, v. 74, p. 194 – 208, 2018. ISSN 0019-0578. Citado na página 68.
- GENG, H. et al. Fast repetitive control with harmonic correction loops for shunt active power filter applied in weak grid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 3, p. 3198–3206, May 2019. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 68.
- GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Single-phase PLLs: A review of recent advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 12, p. 9013–9030, Dec 2017. ISSN 1941-0107. Citado na página 127.
- GOODWIN, G.; GRAEBE, S.; SALGADO, M. *Control System Design*. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. ISBN 9780139586538. Citado na página 104.
- GRÍÑÓ, R. et al. Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, p. 1495–1503, June 2007. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 66.
- GRÍÑÓ, R.; COSTA-CASTELLÓ, R. Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances. *Automatica*, v. 41, n. 1, p. 153 – 157, 2005. ISSN 0005-1098. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 107.
- HALLAMASEK, K.; TOMIZUKA, M. A parameter optimization for the internal-model repetitive controller based on minimum-variance properties. In: *1993 American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 1726–1737. Citado na página 66.
- HARA, S. et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 33, n. 7, p. 659–668, Jul 1988. ISSN 0018-9286. Citado 7 vezes nas páginas 41, 42, 43, 44, 65, 107 e 110.
- IEC. *61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC): Part 3-4: Limits - limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*. [S.l.], 1998. Citado na página 30.
- IEC. *61000-3-2 Electromagnetic compatibility (EMC): Part 3-2: Limits - limits for harmonic current emissions (equipment input current \leq 16 A per phase)*. [S.l.], 2014. Citado na página 30.
- IEEE. *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*. [S.l.], 2000. i- p. Citado na página 114.
- IEEE. *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*. [S.l.], 2003. 1-28 p. Citado na página 114.
- IEEE. *Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems: Std 519-2014 (revision of IEEE Std 519-1992)*. [S.l.], 2014. 1-29 p. Citado na página 30.

- INOUE, T.; NAKANO, M.; IWAI, S. High accuracy control of servomechanism for repeated contouring. In: *Proceedings of the 10th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*. Urbana-Champaign: [s.n.], 1981. p. 285–292. Citado na página 41.
- KALAIR, A. et al. Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 78, p. 1152 – 1187, 2017. ISSN 1364-0321. Citado na página 30.
- KAZMIERKOWSKI, M. P. et al. *Control in Power Electronics: Selected Problems*. [S.l.]: Elsevier Science, 2002. (Academic Press Series in Engineering). ISBN 9780080490786. Citado na página 121.
- KEMPF, C. et al. Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms. *IEEE Control Systems*, v. 13, n. 6, p. 48–54, Dec 1993. ISSN 1066-033X. Citado na página 44.
- KURNIAWAN, E.; CAO, Z.; MAN, Z. Design of robust repetitive control with time-varying sampling periods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 6, p. 2834–2841, June 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 66.
- LASCU, C. et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1826–1835, Sep. 2007. Citado na página 31.
- LATHI, B. P. *Principles Of Linear Systems And Signals*. [S.l.]: Oxford University Press, 2009. ISBN 9780198062271. Citado 2 vezes nas páginas 75 e 76.
- LEE, S. et al. Discrete-time repetitive control of flyback ccm inverter for pv power applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 2, p. 976–984, Feb 2016. Citado na página 68.
- LI, C.; XU, W.; TAYJASANANT, T. Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement. *Electric Power Systems Research*, v. 66, n. 1, p. 39 – 48, 2003. ISSN 0378-7796. Power Quality. Citado na página 29.
- LI, Y. W. et al. Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for dvr implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 602–612, March 2007. Citado na página 32.
- LIMONGI, L. R. *Filtros Ativos de Potência para Compensação de Harmônicos de Corrente e Potência Reativa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2006. Citado na página 121.
- LIMONGI, L. R. *Control Strategies for Power Quality Improvement and Active Power Generation in grid connected Applications*. Tese (Doutorado) — Politecnico di Torino, 2009. Citado na página 31.
- LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 1, p. 20–31, March 2009. ISSN 1932-4529. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 118.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, May 2006. Citado na página 31.
- LITWIN, L. FIR and IIR digital filters. *IEEE Potentials*, v. 19, n. 4, p. 28–31, Oct 2000. ISSN 0278-6648. Citado na página 97.

- LIU, T.; WANG, D. Parallel structure fractional repetitive control for PWM inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 8, p. 5045–5054, Aug 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 52.
- LIU, T.; WANG, D.; ZHOU, K. High-performance grid simulator using parallel structure fractional repetitive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 3, p. 2669–2679, March 2016. Citado na página 68.
- LU, W.; ZHOU, K. A novel repetitive controller for $nk \pm m$ order harmonics compensation. In: *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2480–2484. ISSN 1934-1768. Citado 5 vezes nas páginas 49, 50, 63, 64 e 109.
- LU, W. et al. Parallel structure general repetitive controller for general grid-connected PWM converters. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 3, p. 338–347, 2017. ISSN 1755-4535. Citado na página 52.
- LU, W. et al. A general parallel structure repetitive control scheme for multiphase DC-AC PWM converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 8, p. 3980–3987, Aug 2013. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 50, 51 e 64.
- LU, W. et al. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for PWM converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, p. 1516–1527, March 2014. ISSN 0278-0046. Citado 16 vezes nas páginas 11, 12, 51, 52, 53, 54, 55, 63, 64, 93, 94, 95, 109, 169, 172 e 217.
- LUO, Z. et al. A repetitive control scheme aimed at compensating the $6k + 1$ harmonics for a three-phase hybrid active filter. *Energies*, v. 9, p. 17, 2016. ISSN 1996-1073. Citado 5 vezes nas páginas 58, 59, 60, 63 e 64.
- LYONS, R. G. Frequency response compensation with DSP. In: _____. *Streamlining Digital Signal Processing: A Tricks of the Trade Guidebook*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2012. p. 395–406. ISBN 9781118316948. Citado 2 vezes nas páginas 97 e 98.
- MACHADO, A. A. C. *Modelagem e Estudo de Estabilidade de Sistemas com Múltiplos Filtros Ativos Paralelos que Empregam Controladores Ressonantes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2016. Citado na página 119.
- MADICHETTY, S. et al. Double deadbeat plus repetitive control scheme for microgrid system. *IEEE Systems Journal*, v. 13, n. 3, p. 3194–3202, Sep. 2019. Citado na página 68.
- MATTAVELLI, P.; MARAFÃO, F. P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1018–1024, Oct 2004. ISSN 0278-0046. Citado na página 46.
- MESSNER, W. et al. A new adaptive learning rule. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 36, n. 2, p. 188–197, Feb 1991. Citado na página 44.
- MICHELS, L. *Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006. Citado 6 vezes nas páginas 30, 32, 44, 45, 46 e 67.
- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia. *Eletrônica de Potência*, v. 10, n. 1, p. 12, jun. 2005. ISSN 1414-8862, 1984-557X. Citado na página 67.

- MICHELIS, L.; STEFANELLO, M.; GRÜNDLING, H. A. Controlador repetitivo para inversores PWM com referência de frequência variável. *SBA: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, SCIELO, v. 20, n. 3, p. 394–404, sep 2009. ISSN 0103-1759. Citado na página 112.
- MONTOYA, F. G. et al. Power quality techniques research worldwide: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 54, p. 846 – 856, 2016. ISSN 1364-0321. Citado na página 29.
- NA, J. et al. Repetitive controller for time-delay systems based on disturbance observer. *IET Control Theory Applications*, v. 4, n. 11, p. 2391–2404, November 2010. Citado na página 68.
- NAKANO, M.; HARA, S. *Microprocessor-Based Systems Engineering*. [S.l.]: Springer, Dordrecht, 1986. ISBN 978-94-010-8594-6. Citado 4 vezes nas páginas 41, 44, 107 e 108.
- NAZIR, R. et al. Analysis and synthesis of fractional order repetitive control for power converters. *Electric Power Systems Research*, v. 124, p. 110 – 119, 2015. ISSN 0378-7796. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 68.
- NETO, R. C. *Controle repetitivo complexo baseado em GDSC aplicado a filtro ativo de potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 63 e 121.
- NETO, R. C. *Controle Repetitivo Implementado por Estruturas Real e Complexa: Uma Abordagem Unificada*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2020. No prelo. Citado 3 vezes nas páginas 35, 62 e 63.
- NETO, R. C. et al. A nk pm m-order harmonic repetitive control scheme with improved stability characteristics. In: *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 465–470. Citado 2 vezes nas páginas 109 e 110.
- NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, July 2010. ISSN 0885-8977. Citado 3 vezes nas páginas 60, 77 e 83.
- NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. 6th. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. ISBN 9780470646120. Citado na página 108.
- NORMEY-RICO, J. *Control of Dead-time Processes*. [S.l.]: Springer London, 2007. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 9781846288296. Citado 3 vezes nas páginas 104, 105 e 106.
- OGATA, K. *Discrete-time Control Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 1995. ISBN 9780130342812. Citado 3 vezes nas páginas 108, 128 e 129.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. ISBN 978-85-4301-375-6. Citado 4 vezes nas páginas 65, 103, 108 e 136.
- ONS. *Procedimentos de Rede*: Submódulo 2.8 - gerenciamento dos indicadores de qualidade da energia elétrica da rede básica. 2016.12. ed. [S.l.], 2017. Disponível em: <www.aneel.gov.br/modulo-8>. Acesso em: 06 jan. 2020. Citado na página 114.
- ORTMANN, M. S. *Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 125 e 126.

- PANDOVE, G.; SINGH, M. Robust repetitive control design for a three-phase four wire shunt active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 15, n. 5, p. 2810–2818, May 2019. Citado na página 68.
- QU, Z. et al. A novel unbalance compensation method for distribution solid-state transformer based on reduced order generalized integrator. *IEEE Access*, v. 7, p. 108593–108603, 2019. ISSN 2169-3536. Citado na página 41.
- RAMOS, G. A.; COSTA-CASTELLÓ, R. Power factor correction and harmonic compensation using second-order odd-harmonic repetitive control. *IET Control Theory Applications*, v. 6, n. 11, p. 1633–1644, July 2012. ISSN 1751-8644. Citado na página 47.
- SATO, Y. et al. A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, p. 480–486, May 1998. ISSN 0093-9994. Citado na página 31.
- SEBORG, D. et al. *Process Dynamics and Control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. ISBN 9780470128671. Citado na página 105.
- SMITH, J. O. *Introduction to Digital Filters: with Audio Applications*. [S.l.]: W3K Publishing, 2007. ISBN 978-0-97-456071-7. Citado na página 39.
- SMITH, O. J. M. Closer control of loops with dead time. *Chemical Engineering Progress*, v. 53, n. 5, p. 217–219, 1957. Citado na página 104.
- SOUZA, H. E. P. de. *Uma abordagem vetorial para a detecção em tempo real de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa em sinais trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2012. Citado 7 vezes nas páginas 60, 77, 81, 82, 83, 84 e 85.
- SUN, M.; WANG, Y.; WANG, D. Variable-structure repetitive control: a discrete-time strategy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 2, p. 610–616, April 2005. Citado na página 68.
- TEKTRONIX. *MDO4000 Series Oscilloscopes User Manua*. [S.l.], 2020. Disponível em: <<https://www.tek.com/bench-oscilloscopes/mdo4000-manual/mdo4000-series>>. Acesso em: 22 abr. 2020. Citado na página 177.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.]: Wiley, 2011. (Wiley - IEEE). ISBN 9781119957201. Citado 2 vezes nas páginas 83 e 125.
- TOMIZUKA, M. Zero phase error tracking algorithm for digital control. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 109, n. 1, p. 65–68, 03 1987. ISSN 0022-0434. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 66.
- TOMIZUKA, M.; CHEW, K.-K.; YANG, W.-C. Disturbance rejection through an external model. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 112, n. 4, p. 559–564, 12 1990. ISSN 0022-0434. Citado na página 44.
- TOMIZUKA, M.; TSAO, T.-C.; CHEW, K.-K. Discrete-time domain analysis and synthesis of repetitive controllers. In: *1988 American Control Conference*. [S.l.]: IEEE, 1988. p. 860–866. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 45.

- TSAO, T.; TOMIZUKA, M. Adaptive and repetitive digital control algorithms for noncircular machining. In: *1988 American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 115–120. Citado na página 45.
- UCHIYAMA, M. Formation of high-speed motion pattern of a mechanical arm by trial (in japanese). *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, v. 14, n. 6, p. 706–712, 1978. Citado na página 41.
- WANG, L. Tutorial review on repetitive control with anti-windup mechanisms. *Annual Reviews in Control*, v. 42, p. 332 – 345, 2016. ISSN 1367-5788. Citado na página 68.
- WANG, T. C. Y.; YUAN, X. Design of multiple-reference-frame pi controller for power converters. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 3331–3335 Vol.5. Citado na página 31.
- WU, M. et al. Aperiodic disturbance rejection in repetitive-control systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 22, n. 3, p. 1044–1051, May 2014. Citado na página 68.
- XIE, C. et al. Multirate fractional-order repetitive control of shunt active power filter suitable for microgrid applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 2, p. 809–819, June 2017. Citado 2 vezes nas páginas 68 e 99.
- YANG, W.-C.; TOMIZUKA, M. Disturbance rejection through an external model for nonminimum phase systems. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 116, n. 1, p. 39–44, 03 1994. ISSN 0022-0434. Citado na página 44.
- YANG, Y. et al. Frequency adaptive selective harmonic control for grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 7, p. 3912–3924, July 2015. Citado 4 vezes nas páginas 60, 68, 112 e 114.
- YANG, Y. et al. Analysis and mitigation of dead-time harmonics in the single-phase full-bridge PWM converter with repetitive controllers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 5, p. 5343–5354, sep 2018. Citado na página 68.
- YAO, W.-S.; TSAI, M.-C. Analysis and estimation of tracking errors of plug-in type repetitive control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 50, n. 8, p. 1190–1195, Aug 2005. Citado na página 68.
- YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, Nov 2011. ISSN 0278-0046. Citado 4 vezes nas páginas 56, 169, 172 e 217.
- YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, Mar 2002. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- ZANCHETTA, P. et al. Iterative learning control with variable sampling frequency for current control of grid-connected converters in aircraft power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 4, p. 1548–1555, July 2013. Citado na página 114.
- ZHANG, K. et al. Direct repetitive control of spwm inverter for ups purpose. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 784–792, May 2003. ISSN 1941-0107. Citado 3 vezes nas páginas 65, 66 e 67.

- ZHOU, K. et al. Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase PWM inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 193–201, Jan 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 47.
- ZHOU, K.; WANG, D. Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 4, p. 820–830, Aug 2001. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 45, 63 e 64.
- ZHOU, K. et al. Plug-in dual-mode-structure repetitive controller for CVCF PWM inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 784–791, March 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 48.
- ZHOU, L.; SHE, J. Generalized-extended-state-observer-based repetitive control for mimo systems with mismatched disturbances. *IEEE Access*, v. 6, p. 61377–61385, 2018. Citado na página 68.
- ZHU, Q. A dual internal model based repetitive control for linear discrete-time systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 64, n. 2, p. 812–819, Feb 2019. Citado na página 68.
- ZIMANN, F. J. *Sistema de Controle de Potência Ativa e Reativa para a Regulação de Tensão em Redes de Distribuição de Baixa Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 117 e 119.
- ZIMANN, F. J. et al. A complex repetitive controller based on the generalized delayed signal cancelation method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 4, p. 2857–2867, April 2019. ISSN 0278-0046. Citado 10 vezes nas páginas 11, 54, 55, 60, 61, 62, 63, 64, 169 e 172.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, May 2003. Citado na página 31.

APÊNDICES

APÊNDICE A – PRINCIPAIS DEFINIÇÕES DE THD

São encontradas duas principais definições na literatura sobre a distorção harmônica total: a THD-F e a THD-R. As duas definições quantificam as componentes harmônicas de um sinal de tensão ou de corrente, porém utilizam referências diferentes para calcular o valor final da distorção harmônica total. Basicamente, a THD-F faz referência à razão em relação à componente fundamental do sinal e a THD-R refere-se à razão em relação ao valor eficaz da composição de todas as componentes harmônicas do sinal.

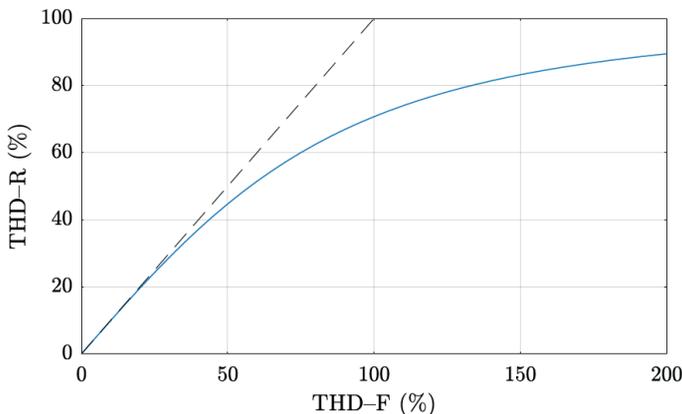
A THD-F faz referência à razão em relação a componente (F) Fundamental e é definida pela raiz quadrada da razão entre somatório das componentes harmônicas e a componente fundamental. A THD-R refere-se à razão em relação ao valor eficaz (R) *Root mean square* e é definida pela raiz quadrada da razão entre somatório das componentes harmônicas e o valor eficaz do sinal contendo todas as componentes harmônicas.

$$\text{THD-F} = \sqrt{\frac{(V_2)^2 + (V_3)^2 + \dots + (V_\infty)^2}{(V_1)^2}} \times 100\% = \sqrt{\frac{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2}{(V_1)^2}} \times 100\% \quad (\text{A.1})$$

$$\text{THD-R} = \sqrt{\frac{(V_2)^2 + (V_3)^2 + \dots + (V_\infty)^2}{(V_1)^2 + (V_2)^2 + (V_3)^2 + \dots + (V_\infty)^2}} \times 100\% = \sqrt{\frac{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2}{\sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2}} \times 100\% \quad (\text{A.2})$$

onde, V_1 representa a componente fundamental, V_2 e V_3 representam a segunda e a terceira componente harmônica e V_n representa a n ésima componente harmônica.

Figura 135 – Relação entre a THD-F e a THD-R.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

APÊNDICE B – TEOREMA DE FORTESCUE – FASORES X VETORES ESPACIAIS

Na representação fasorial das componentes de sequência do Teorema de Fortescue a sequência de rotação dos fasores é sempre anti-horária, independentemente da sequência de fase. Nesta representação as posições dos fasores correspondem aos argumentos dos cossenos em um dado instante de tempo.

Os fasores as fases passam pelo eixo real na sequência A-B-C para a sequência positiva (B.1):

$$\text{sequência positiva} \rightarrow \begin{cases} s_a = S_a \cdot \cos(\omega t - \varphi_a) \\ s_b = S_b \cdot \cos(\omega t - \varphi_a - \frac{2\pi}{3}) \\ s_c = S_c \cdot \cos(\omega t - \varphi_a + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Os fasores as fases passam pelo eixo real na sequência A-C-B para a sequência negativa (B.2):

$$\text{sequência negativa} \rightarrow \begin{cases} s_a = S_a \cdot \cos(\omega t - \varphi_a) \\ s_b = S_b \cdot \cos(\omega t - \varphi_a + \frac{2\pi}{3}) \\ s_c = S_c \cdot \cos(\omega t - \varphi_a - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Na representação por vetores espaciais (B.3) as posições angulares dos eixos das fases são independentes do fato dos sinais trifásicos serem de sequência positiva ou negativa.

A sequência de fase positiva altera a amplitude dos vetores espaciais no sentido determinada por (B.1), o que faz com que o vetor espacial resultante gire no sentido anti-horário e a sequência de fase negativa altera as amplitudes dos vetores espaciais no sentido determinado por (B.2), fazendo com que o vetor espacial resultante gire no sentido horário.

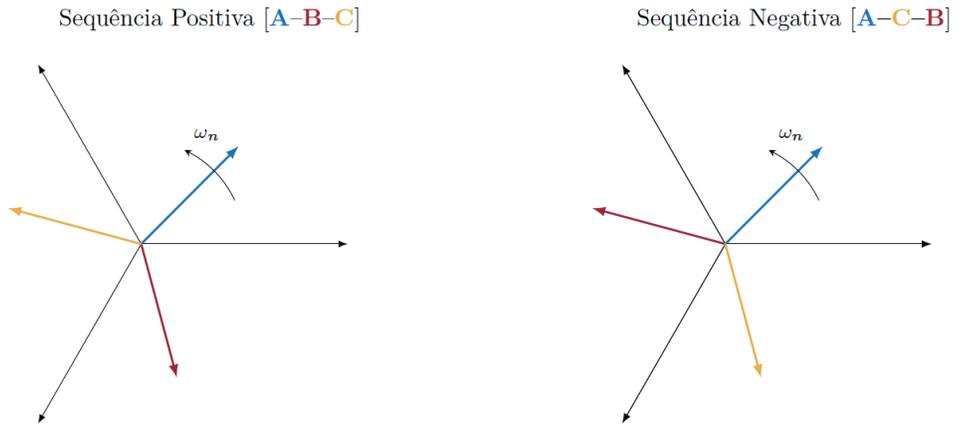
$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{+j(h\omega t)} \underbrace{\left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]}_{\text{seq. positiva}} + e^{-j(h\omega t)} \underbrace{\left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*}_{\text{seq. negativa}}. \quad (\text{B.3})$$

Ainda, na representação por vetores espaciais, o vetor espacial resultante da sequência positiva gira no sentido anti-horário e passa pelos eixos fixos na sequência A-B-C. Para o sinal de sequência negativa, o vetor espacial resultante gira no sentido horário, passando pelos eixos fixos na sequência A-C-B.

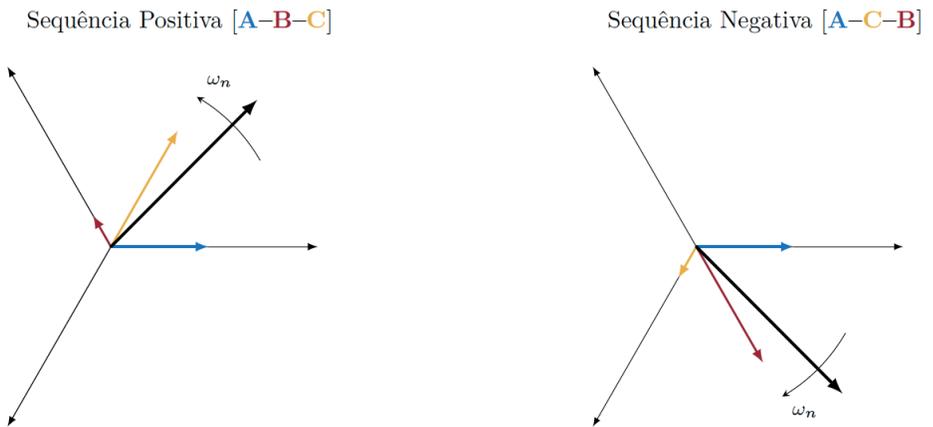
Na Fig. 136 são mostradas as representações das seqüências de fase do teorema de Fortescue por fasores e por vetores espaciais.

Figura 136 – Representação das seqüências de fase do teorema de Fortescue por fasores e por vetores espaciais.

Fasores:



Vetores Espaciais:



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

APÊNDICE C – PARÂMETROS DE PROJETO

Na Tabela 12 são apresentados os parâmetros do conversor que são utilizados para o projeto das malhas de controle.

Tabela 12 – Especificações técnicas da rede, das cargas e do projeto do filtro ativo.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão da rede (F-N/F-F)	v_{abc}	127/220	V(RMS)
Frequência da rede	f_r	60	Hz
Potência total	P_{abc}	3,8	kVA
Indutância do filtro	L_F	3,5	mH
Resistência do filtro	R_F	150	mΩ
Capacitância do filtro	C_F	5,0	μF
Resistência série–equivalente	RSE_{CF}	10,0	mΩ
Tensão de barramento	V_b	500	V
Capacitância de barramento	C_b	3300	μF
Resistência série–equivalente	RSE_{Cb}	70	mΩ
Frequência de comutação	f_s	18,0	kHz
Frequência de amostragem	f_a	36,0	kHz
Relação de frequência	f_d/f_r	600	-
Resistência de carga (nominal)	R_{load}	24,4	Ω
Indutor a montante (nominal)	L_{ret}	1,0	mH
Resistência de carga (nominal)	$R_{load,1}$	24,4	Ω
Indutor a montante (nominal)	$L_{ret,1}$	1,0	mH
Capacitor de filtro	$C_{ret,1}$	1,41	mF
Resistência de carga (nominal)	$R_{load,2}$	122	Ω
Indutor a montante (nominal)	$L_{ret,2}$	1,0	mH
Capacitor de filtro	$C_{ret,2}$	1,41	mF

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

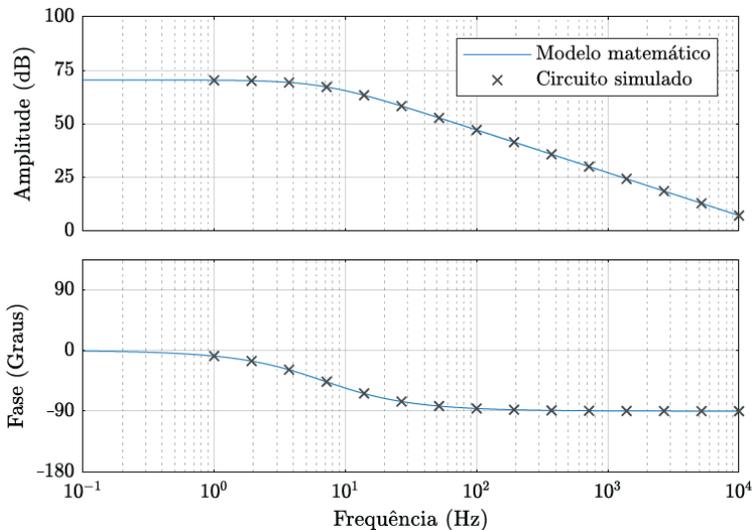
APÊNDICE D – VERIFICAÇÃO NUMÉRICA DOS MODELOS MATEMÁTICOS ORIENTADOS AO CONTROLE

Neste apêndice são apresentadas as verificações numéricas dos modelos orientados ao controle para as correntes de saída do conversor, da tensão sobre o capacitor de filtro de saída e para a tensão do barramento cc. São utilizadas simulações numéricas no domínio da frequência e do tempo para comprovar os modelos obtidos teoricamente.

D.1 MODELOS DE CORRENTE E DE TENSÃO DE SAÍDA

A verificação numérica do modelo de corrente utiliza a função de transferência de (5.14), que é representada pelo diagrama de blocos da Fig. 70. Na Fig. 137 são mostrados os resultados do modelo matemático e da simulação numérica no domínio da frequência. É possível verificar que a simulação corresponde ao modelo obtido em todos os pontos de análise.

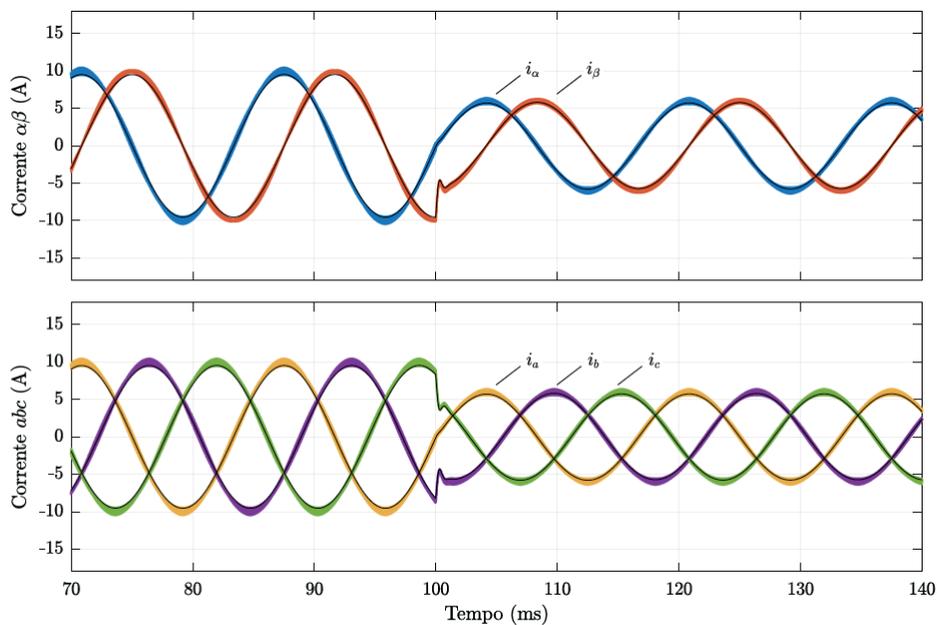
Figura 137 – Validação numérica para a corrente de saída no domínio da frequência.



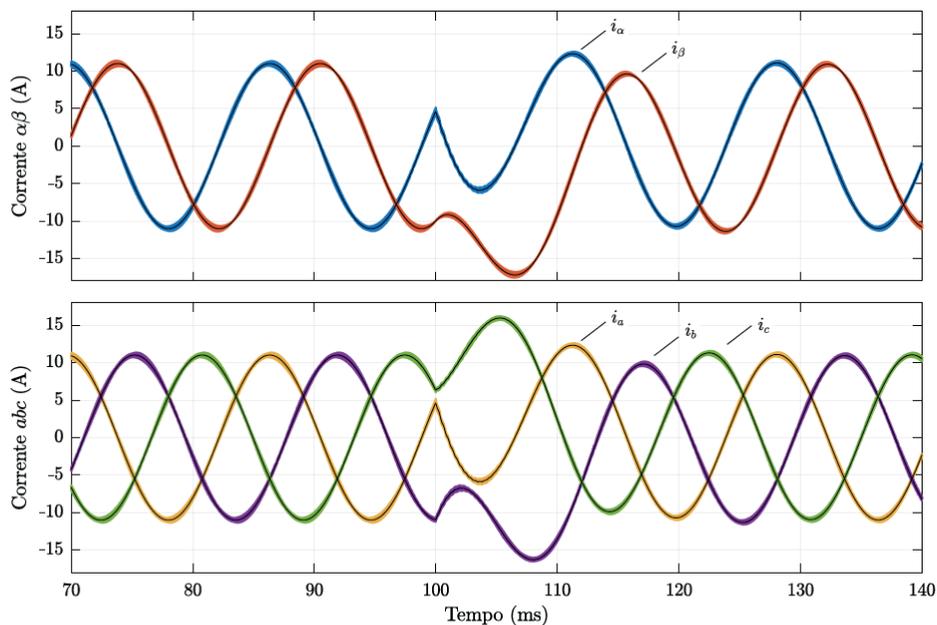
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A verificação numérica no domínio do tempo das correntes e tensões no filtro utiliza uma variação da razão cíclica em 100 ms para observar a dinâmica do sistema. Na Fig. 138 (a) são mostradas as correntes para o conversor alimentando uma carga puramente resistiva e na Fig. 138 (b) são mostradas as correntes para o conversor conectado à rede. Dessa forma, é possível verificar que os modelos matemáticos obtidos correspondem aos resultados de simulação numérica mesmo com o conversor conectado a diferentes elementos. Na Fig. 139 são mostradas as tensões nos capacitores de saída para as mesmas condições de teste das correntes, com carga puramente resistiva e conectado à rede.

Figura 138 – Verificação numérica no tempo para a corrente nos indutores de saída.



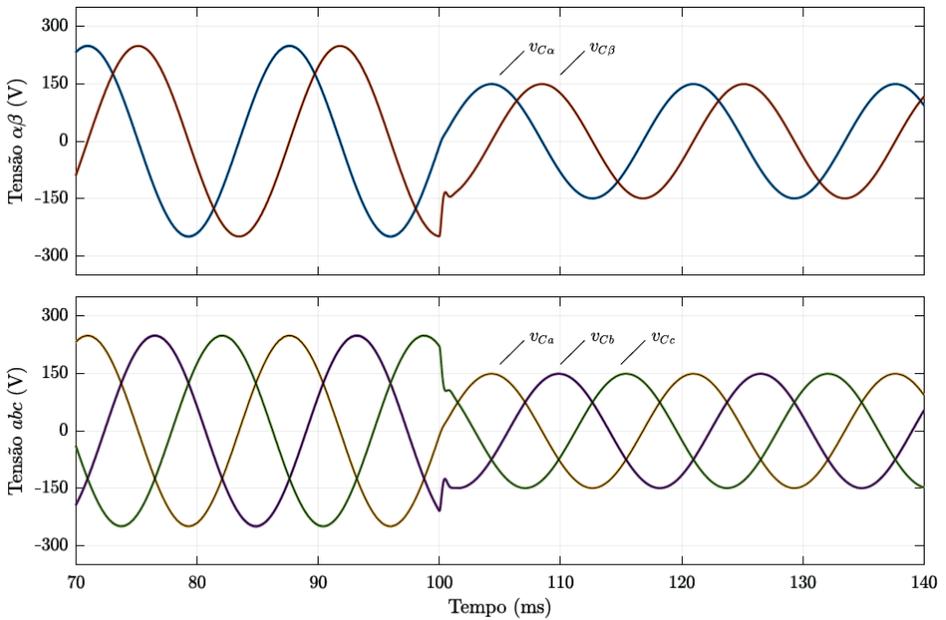
(a) Carga puramente resistiva ($R_{out} = 25 \Omega$).



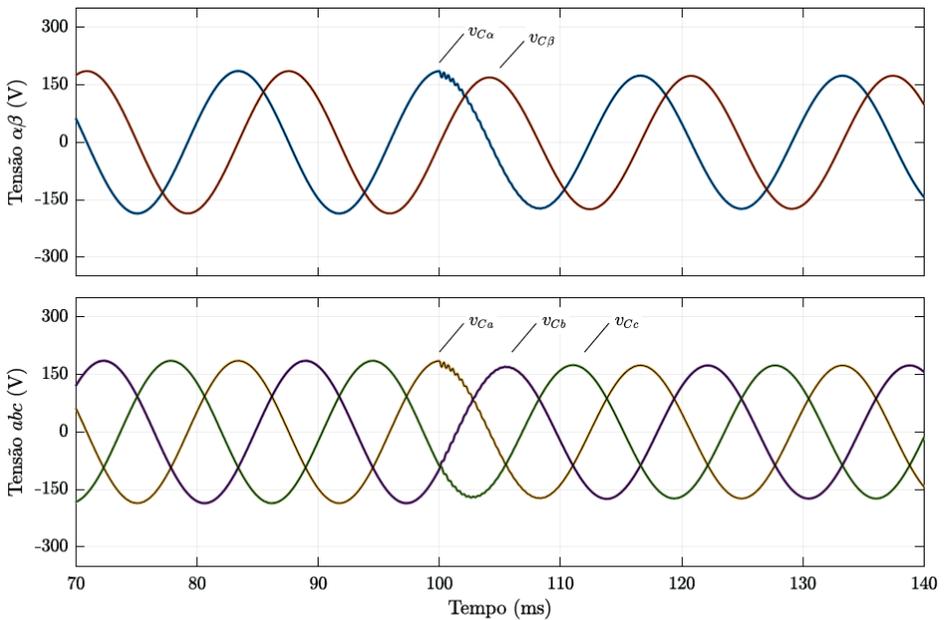
(b) Conectado à rede ($R_{out} = 1 \text{ k}\Omega$).

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 139 – Validação numérica no tempo para a tensão nos capacitores de saída.



(a) Carga puramente resistiva ($R_{out} = 25 \Omega$).



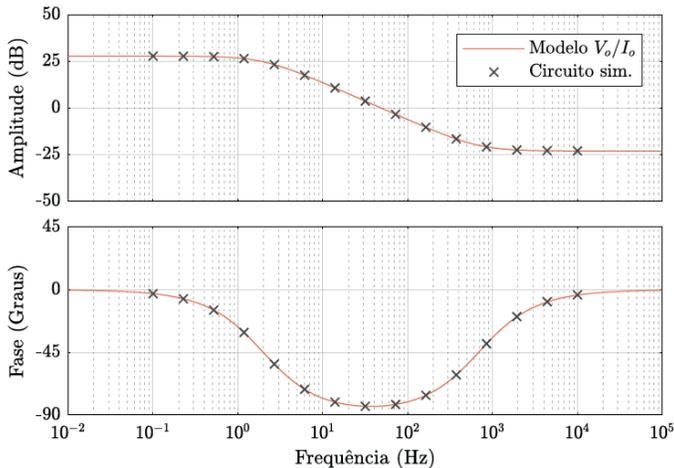
(b) Conectado à rede ($R_{out} = 1 \text{ k}\Omega$).

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

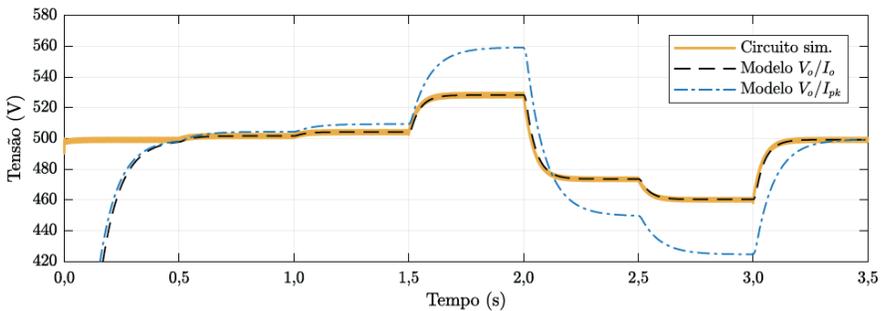
D.2 MODELO DA TENSÃO DE BARRAMENTO CC

A verificação numérica utiliza o circuito equivalente da Fig. 72 descrito pelo diagrama de blocos da Fig. 73. A Fig. 140 (a) apresenta os resultados do modelo matemático e da simulação numérica no domínio da frequência, enquanto que, na Fig. 140 (b) são mostrados os sinais no tempo para a simulação numérica do circuito. Os pontos analisados no domínio da frequência e do tempo correspondem ao modelo obtido em (5.18). Contudo, o modelo perde precisão na estimação do valor de saída à medida que a tensão cc atinge valores mais distantes da condição inicial. Isso deve-se ao fato de que a tensão é considerada constante na relação entre o valor de pico da corrente de entrada e a corrente I_o , como pode ser observado em (5.17). Portanto, o modelo de pequenos sinais responde melhor para pequenas variações em torno do ponto de operação da tensão de barramento cc.

Figura 140 – Verificação numérica para o modelo de tensão do barramento cc.



(a) Domínio da frequência.



(b) Domínio do tempo.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

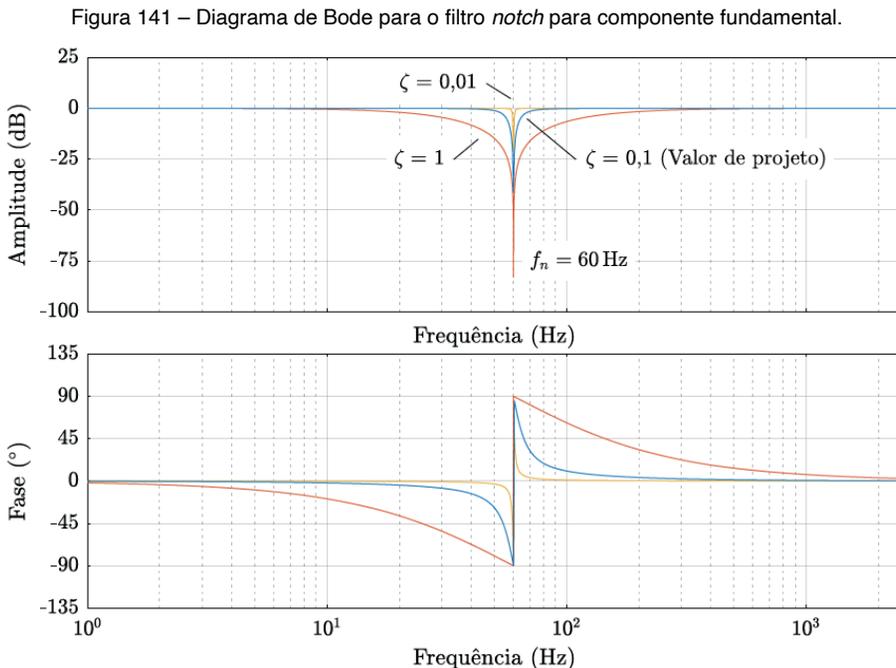
APÊNDICE E – PROJETO DO FILTRO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL

O filtro rejeita-faixa (*Band-Stop Filter* – BSF) é um filtro que atenua as frequências em uma faixa limitada e, conseqüentemente, permite a passagem do restante das frequências praticamente inalteradas em amplitude e fase. Este filtro pode ser formado pela combinação de um filtro passa-baixa e um filtro passa-alta que rejeitam um faixa de frequências entre as bandas de cada filtro. O filtro *notch* é denominado quando o filtro rejeita-faixa possui uma banda de atenuação muito estreita, geralmente projetada para uma única frequência ou uma banda muito estreita de frequências. Esse tipo de filtro é altamente seletivo em frequência. A função de transferência do filtro *notch* é descrita como:

$$G_n(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (\text{E.1})$$

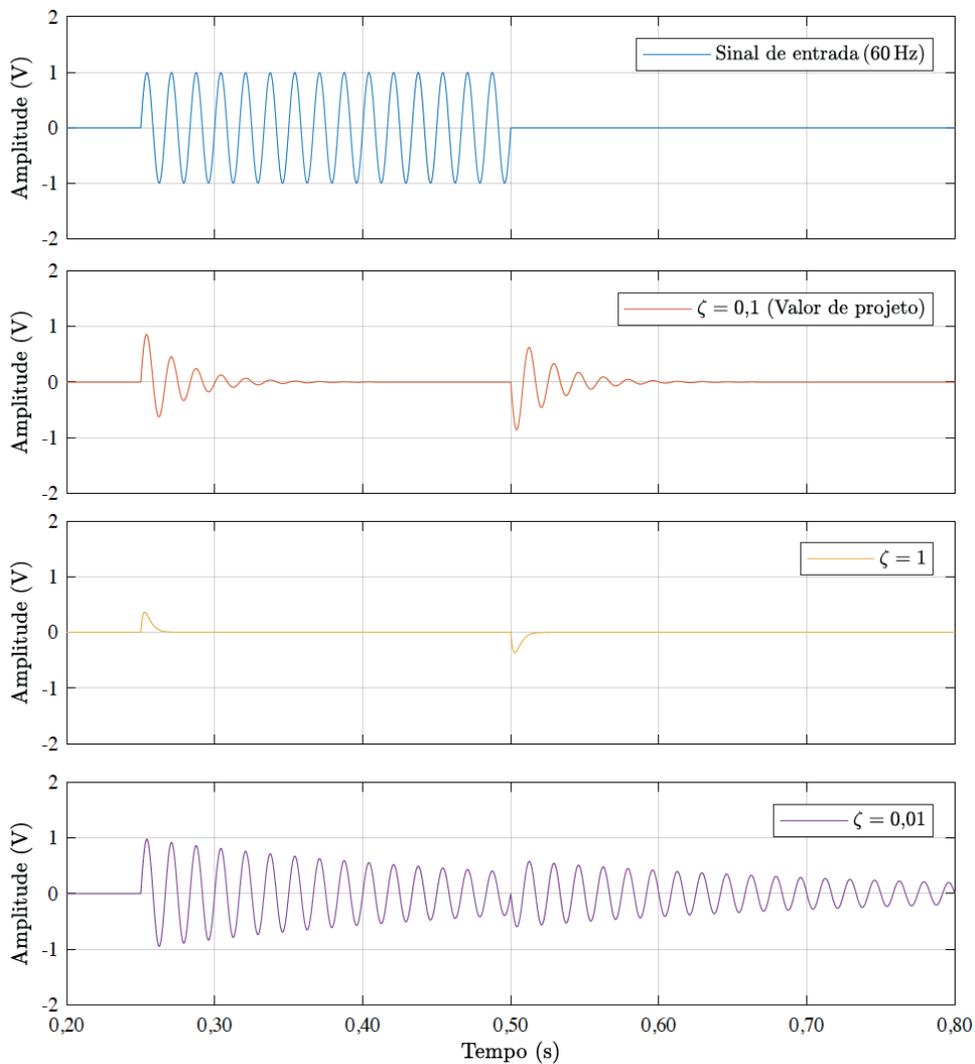
onde ω_n é a frequência central de rejeição e o termo $2\zeta\omega_n$ define a banda de rejeição.

Na Fig. 141 é mostrado o diagrama de Bode do filtro *notch* para diferentes parâmetros de projeto. O termo que define a banda de rejeição altera a amplitude e a fase em torno da frequência de atenuação central. Quanto menor a banda de rejeição, menor é a alteração na amplitude e fase das frequências laterais, entretanto a resposta no tempo torna-se mais lenta. Contudo, bandas de rejeição maiores alteram significativamente as bandas laterais, mas possuem a atenuação mais expressiva do sinal no tempo, como pode ser observado na Fig. 142.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

Figura 142 – Resposta o filtro *notch* para um sinal de entrada da componente fundamental.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

APÊNDICE F – PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste apêndice são apresentados os projetos dos controladores utilizados para o comparativo entre as técnicas similares. São apresentados os diagramas de Bode e de Nyquist de acordo com os procedimentos de projeto previamente apresentados. O controlador repetitivo OHRC, o controlador repetitivo $nk \pm m$ e um controlador proporcional-ressonante são apresentados a seguir.

F.1 CONTROLADOR REPETITIVO OHRC

O controlador repetitivo OHRC proposto por (COSTA-CASTELLÓ; GRIÑÓ; FOSSAS, 2004) e apresentado em (F.1) é projetado para as componentes harmônicas ímpares, como mostrado na Fig. 143 (a).

$$G_{\text{OHRC}}(z) = k_{\text{OHRC}} \cdot \frac{z^{-\frac{N}{2}}}{1 - z^{-\frac{N}{2}}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^*. \quad (\text{F.1})$$

F.2 CONTROLADOR REPETITIVO $nk \pm m$

O controlador repetitivo $nk \pm m$ proposto por (LU et al., 2014) e apresentado em (F.2) é projetado para as componentes da família $6k \pm 1 \forall k \in \mathbb{N}$, ou seja, $h = (\pm 1, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \dots)$, como mostrado na Fig. 143 (b).

$$G_{\text{rc}}(z) = k_{\text{rc}} \cdot \frac{\cos(2\pi m/n) \cdot z^{-N/n} - z^{-2N/n}}{1 - 2 \cos(2\pi m/n) \cdot z^{-N/n} + z^{-2N/n}}, \quad \text{onde } N = \frac{T_o}{T_s} \in \mathbb{N}^*, \quad (\text{F.2})$$

$$= k_{\text{rc}} \cdot \underbrace{\frac{\cos(2\pi m/n) \cdot z^{-N/n} - z^{-2N/n}}{(1 - e^{j2\pi m/n} \cdot z^{-N/n})}}_{nk+m} \underbrace{\frac{1}{(1 - e^{-j2\pi m/n} \cdot z^{-N/n})}}_{nk-m}. \quad (\text{F.3})$$

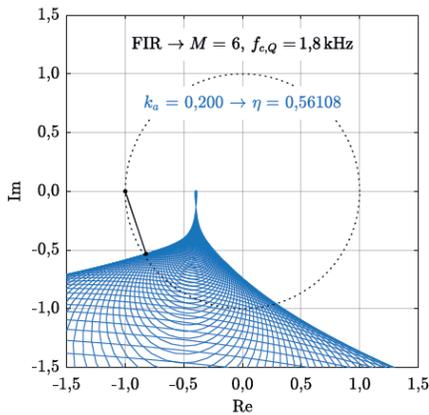
F.3 CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE

O controlador proporcional-ressonante proposto por Bojoi et al. (2005) e apresentado por Yepes et al. (2011) e indicado em (F.4) é projetado para as componentes da família $6k \pm 1 \forall k \in \mathbb{N}$, ou seja, $h = (\pm 1, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \dots)$, como mostrado na Fig. 143 (c).

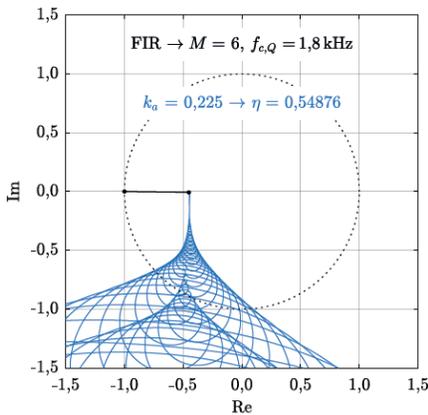
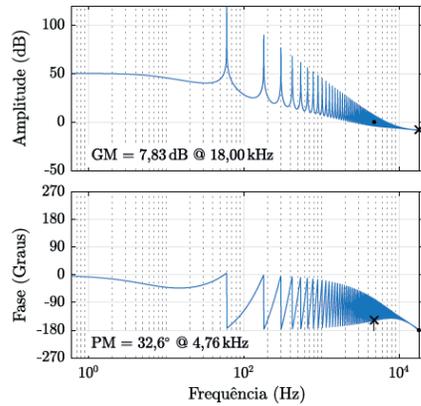
$$C_{PR}^d(s) = k_p + \sum_{h=1,2,\dots} k_{i,h} \cdot \frac{s \cdot \cos(\phi'_h) - h \cdot \omega_1 \cdot \text{sen}(\phi'_h)}{s^2 + h^2 \cdot \omega_1^2}, \quad (\text{F.4})$$

onde ω_1 é a frequência fundamental, ϕ'_h é o avanço de fase aplicado a componente de frequência $h \cdot \omega_1$ e k_p é o ganho proporcional.

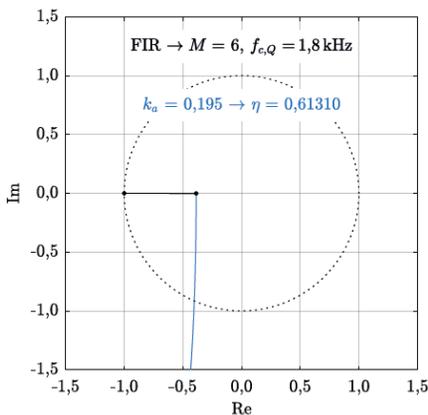
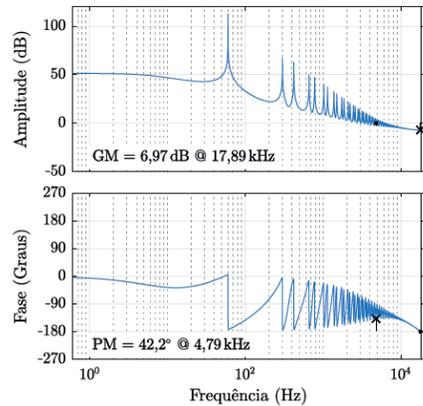
Figura 143 – Diagramas do projeto do controlador repetitivo OHRC.



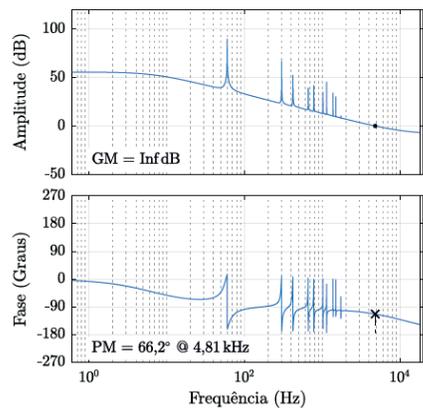
(a) Controlador repetitivo OHRC.



(b) Controlador repetitivo $6k \pm 1$.



(c) Controlador proporcional-ressonante.

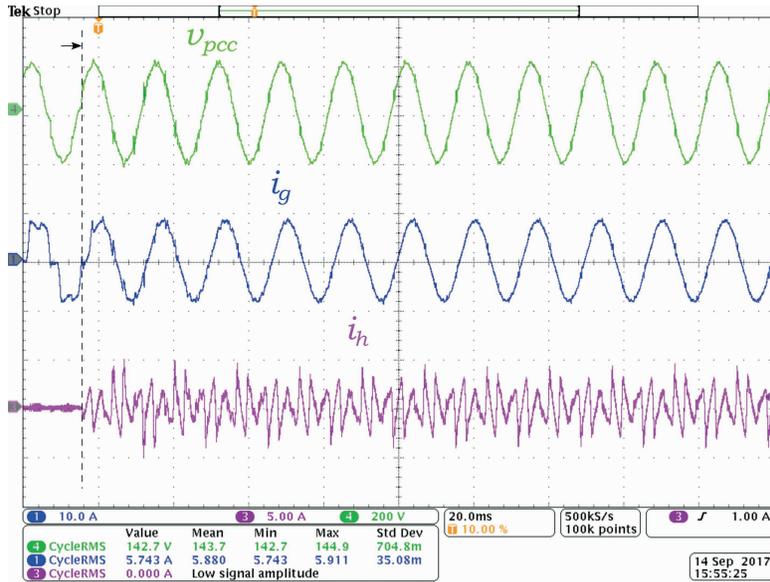


Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

G.2 REGIME TRANSITÓRIO

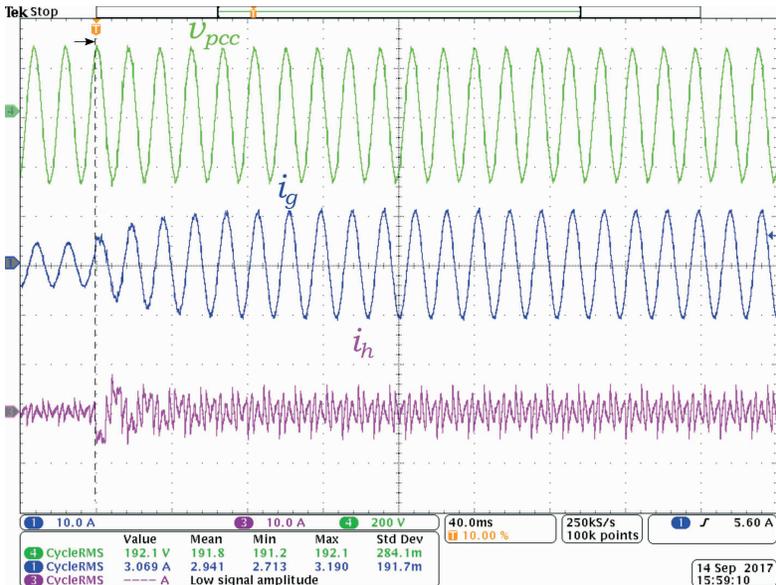
Na Fig. 145 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente da rede e corrente do conversor para mudança do sinal de referência de 0% para 110%. Na Fig. 146 são apresentadas as mesmas formas de onda, mas para mudança da carga do retificador.

Figura 145 – Formas de onda para variação de referência do controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

Figura 146 – Formas de onda para variação de carga cc.

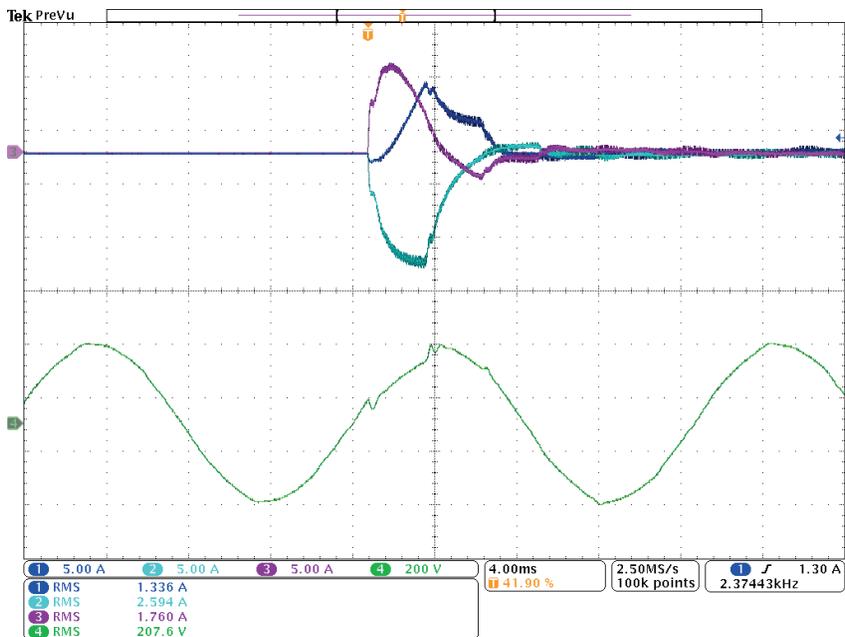


Fonte: Elaborado pelo autor, 2018.

G.3 CONTROLE SEM AÇÃO FEEDFORWARD

Na Fig. 147 são mostradas as correntes do conversor no instante em que a lei de controle é acionada. Antes deste momento o conversor estava com todos os interruptores bloqueados e a malha de controle desativada. Em seguida, o conversor é acionado e a referência do controle é ajustada para valor nulo, ou seja 0 A. Nesse instante é possível ver a perturbação do sinal da rede sendo rejeitada pelo controlador de ação direta, pois não existe ação *feedforward* nesta condição de teste. Também é possível verificar o ciclo de repetição do controlador, que equivale a 60° ou a 2,778 ms, sendo visível, após esse período, a ação efetiva que o controlador tem sobre o sinal de corrente.

Figura 147 – Detalhe da corrente no instante de acionamento da lei de controle sem a ação *feedforward*.



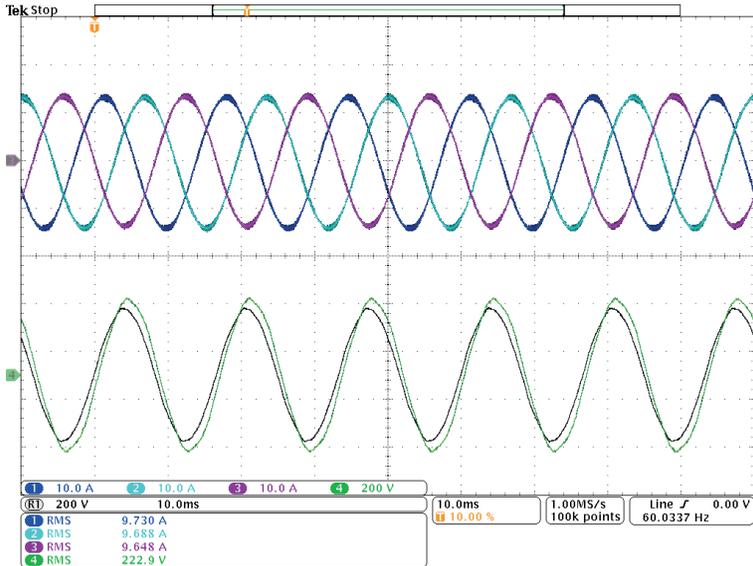
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

G.4 INJEÇÃO DE CORRENTE NA REDE ELÉTRICA

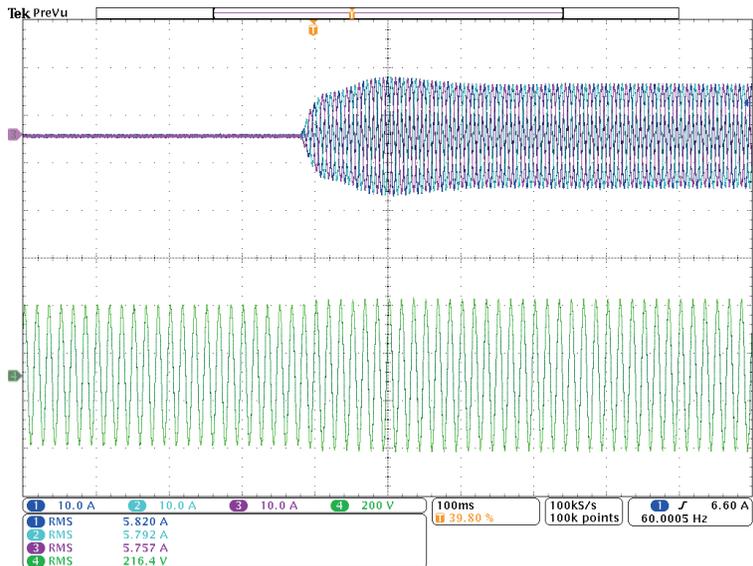
Outro teste complementar é apresentado com a injeção de potência ativa e reativa na rede elétrica, com uma estratégia de controle diferente da proposta na tese. Neste caso, correntes em fase e quadratura são injetadas na rede para elevar a tensão eficaz no ponto de conexão de cargas de um rede fraca, com cargas lineares e não lineares. Na Fig. 148 (a) são apresentadas as correntes do conversor e a tensão fase-fase da rede alimentando cargas lineares. O objetivo neste teste é injetar somente as referências de corrente de componente fundamental e rejeitar toda e qualquer componente harmônica de distúrbio, nem efetuar qualquer tipo de correção harmônica.

Na Fig. 148 (b) são apresentadas as correntes do conversor e a tensão fase-fase da rede para uma variação do sinal de referência de corrente senoidal. É possível verificar o rastreamento da referência de corrente proveniente da malha de controle externa. A variação lenta da referência de corrente pode ser observada baseada em sua envoltória.

Figura 148 – Formas de onda das correntes do conversor e tensão fase-fase da rede para injeção de componente fundamental em uma rede fraca.



(a) Formas de onda em regime permanente.

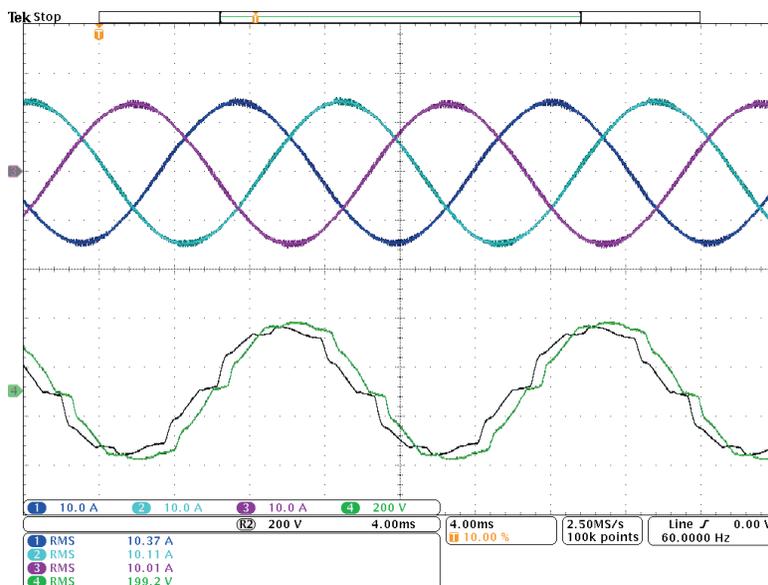


(b) Formas de onda em regime transitório.

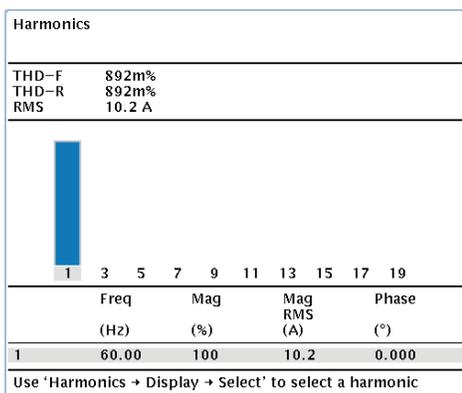
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Fig. 149 (a) também são apresentadas as correntes do conversor e a tensão fase-fase da rede. A tensão da rede possui uma distorção acentuada quando uma rede fraca alimenta cargas não lineares. Entretanto, a malha de controle é projetada para rejeitar as componentes harmônicas do sinal de perturbação, ou seja, da tensão da rede. Como dito anteriormente, não foi utilizada ação *feedforward* nestes testes, somente o controlador e o avanço de fase. Na Fig. 149 (b) é mostrada a análise harmônica da corrente do conversor, o que comprova a rejeição das componentes harmônicas ($THD_i = 0,892\%$) em uma rede com distorção ($THD_v = 6,28\%$), como mostrado Fig. 149 (c).

Figura 149 – Correntes do conversor e tensão fase-fase da rede para injeção da componente fundamental em uma rede com distorção harmônica.



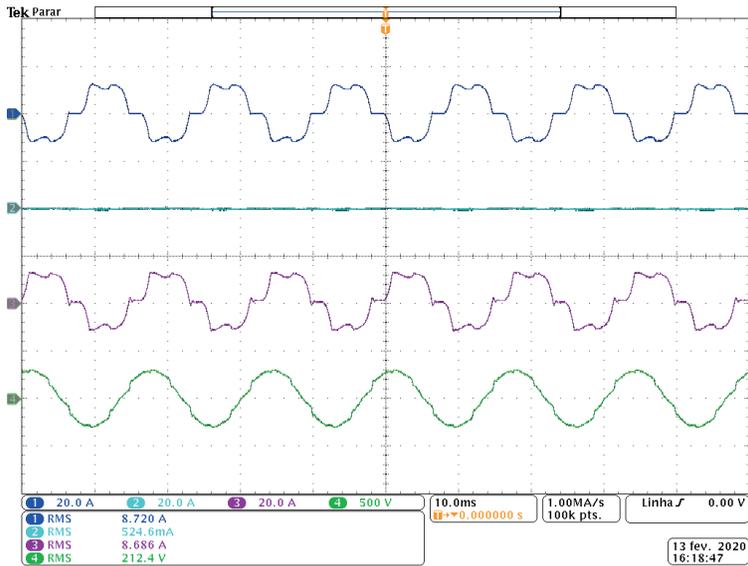
(a) Formas de onda do conversor e da rede.



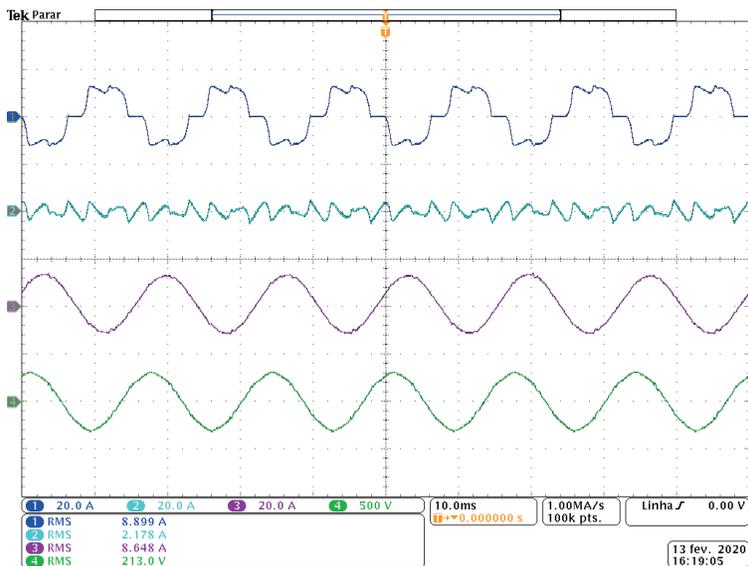
G.5 INFORMAÇÕES ADICIONAIS EM REGIME PERMANENTE

Na Fig. 150 são apresentados os resultados em regime permanente semelhantes aos resultados experimentais da subseção 6.5.3, porém são incluídas as tensões de linha (fase-fase) da rede.

Figura 150 – Formas de onda em regime permanente para fase A. **CH1** (Azul) [20 A/div]: Corrente de carga; **CH2** (Azul claro) [20 A/div]: Corrente do conversor; **CH3** (Rosa) [20 A/div]: Corrente da rede; **CH4** (Verde) [500 V/div]: Tensão fase-fase (A-B) da rede.



(a) Filtro ativo desabilitado.



(b) Filtro ativo habilitado.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

$$((x^2)'e^{3-2x} + x^2(e^{3-2x})') \cdot \log_2 X + x^2 e^{3-2x} \cdot \frac{1}{x \ln 2} =$$

$$= (2xe^{3-2x} - 2x^2e^{3-2x}) \cdot \log_2 X + \frac{xe^{3-2x}}{\ln 2}$$

$$y' = \log_2 X$$

$$y' = (x^2 e^{3-2x} \cdot \log_2 X)' = (x^2 e^{3-2x})' \cdot \log_2 X + x^2 e^{3-2x} \cdot (\log_2 X)'$$

$$\log_2 X + x^2 e^{3-2x} \cdot \frac{1}{x \ln 2} =$$

$$0 \cdot 2X + \frac{xe^{3-2x}}{\ln 2}$$

Controlador Repetitivo Complexo-Vetorial

Baseado no Método de Cancelamento
por Sinal Atrasado Generalizado



 www.atenaeditora.com.br
 contato@atenaeditora.com.br
 @atenaeditora
 www.facebook.com/atenaeditora.com.br

Atena
Editora
Ano 2025

$$((x^2)'e^{3-2x} + x^2(e^{3-2x})') \cdot \log_2 X + x^2 e^{3-2x} \cdot \frac{1}{x \ln 2} =$$

$$= (2xe^{3-2x} - 2x^2e^{3-2x}) \cdot \log_2 X + \frac{xe^{3-2x}}{\ln 2}$$

$$y' = \log_2 X$$

$$y' = (x^2 e^{3-2x} \cdot \log_2 X)' = (x^2 e^{3-2x})' \cdot \log_2 X + x^2 e^{3-2x} \cdot (\log_2 X)'$$

$$\log_2 X + x^2 e^{3-2x} \cdot \frac{1}{x \ln 2} =$$

$$0 \cdot 2X + \frac{xe^{3-2x}}{\ln 2}$$

Controlador Repetitivo Complexo-Vetorial

Baseado no Método de Cancelamento
por Sinal Atrasado Generalizado



 www.atenaeditora.com.br
 contato@atenaeditora.com.br
 @atenaeditora
 www.facebook.com/atenaeditora.com.br

Atena
Editora
Ano 2025