



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUSTAVO AZEVEDO TEIXEIRA

**Controle Repetitivo Adaptativo em Estrutura Aplicado em Conversor Estático Conectado
à Rede Elétrica**

Recife

2025

GUSTAVO AZEVEDO TEIXEIRA

Controle Repetitivo Adaptativo em Estrutura Aplicado em Conversor Estático Conectado à Rede Elétrica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto

Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia

Recife

2025

.Catalogação de Publicação na Fonte. UFPE - Biblioteca Central

Teixeira, Gustavo Azevedo.

Controle repetitivo adaptativo em estrutura aplicado em conversor estático conectado à rede elétrica / Gustavo Azevedo Teixeira. - Recife, 2025.

129 f.: il.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2025.

Orientação: Rafael Cavalcanti Neto.

Coorientação: Fabrício Bradaschia.

Inclui referências e apêndices.

1. Filtro ativo de potência em paralelo; 2. Qualidade de energia; 3. Controle repetitivo; 4. Controle adaptativo em estrutura; 5. Controlador complexo. I. Cavalcanti Neto, Rafael. II. Bradaschia, Fabrício. III. Título.

UFPE-Biblioteca Central

GUSTAVO AZEVEDO TEIXEIRA

**“CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO EM ESTRUTURA
APLICADO EM CONVERSOR ESTÁTICO
CONCECTADO À REDE ELÉTRICA”**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Processamento de Energia.

Aprovada em: 11/03/2025

BANCA EXAMINADORA

Prof.^o. Rafael Cavalcanti Neto
(Coorientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof.^o. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo
(Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
(Examinador Externo)
Universidade do Estado de Santa Catarina

AGRADECIMENTOS

Inicialmente, gostaria de agradecer à minha família — meu pai, George, minha mãe, Jackeline, e meu irmão, Guilherme — por me apoiarem durante essa jornada e pela compreensão, especialmente nos momentos em que precisei me ausentar para me dedicar ao mestrado.

Aos meus orientadores, professor Rafael Cavalcanti e professor Fabricio Bradaschia, por me guiarem ao longo do mestrado com suas orientações. Graças a eles, este trabalho pôde ser concluído.

Ao professor Calebe Hermann e aos meus amigos Vinicius Fialho, Nathan Pinheiro e Clarissa Gusmão, por me acompanharem nos dias e noites de desespero enquanto eu lutava para obter os resultados.

Aos professores Eduardo Augusto, Eduardo Barbosa, Francisco Neves e Aline Cavalcanti, pelas conversas, ensinamentos e orientações que contribuíram para minha formação acadêmica e profissional.

Aos meus amigos do GEPAE — Antônio Dutra, Beatriz Almeida, Camila Bandeira, Carolina Caldeira, Diego Hamilton, Ericles Barbosa, Felipe José, Iago Daniel, Igor Veloso, Lucas Gabriel, Néstor Medina, Pedro Henrique, Renato Andrade, Ricardo Moura, Samuel, Tiago Fernandes e Valdemar Cavalcante — pelas conversas descontraídas, pelas nossas saídas e por toda a ajuda ao longo desses anos.

Aos professores membros da banca, Gustavo Azevedo e Alessandro Batschauer, pelas valiosas contribuições ao trabalho, por meio dos comentários e perguntas realizados durante a defesa.

RESUMO

Devido à forte adoção de fontes de energia renováveis e ao crescente uso de cargas não lineares conectadas à rede elétrica, há um aumento na contaminação harmônica e na potência reativa demandada da rede, o que pode levar a uma série de problemas tanto para os consumidores quanto para as redes de distribuição. Diversas normas relacionadas à qualidade de energia restringem os impactos sobre a rede elétrica, sendo uma das soluções amplamente difundidas na literatura o uso de filtros ativos de potência (FAPs). Esses dispositivos são capazes de compensar, dependendo da estratégia de controle empregada, distúrbios de tensão na carga e/ou de correntes demandadas da rede elétrica. Nesse contexto, o presente trabalho propõe um controlador repetitivo (RC) adaptativo em estrutura, o qual é baseado na célula primitiva repetitiva (PRC) complexa de ordem genérica ($nk + m$ RC). O controlador proposto utiliza um algoritmo para a detecção das componentes harmônicas do sinal de referência, empregando uma única transformada de Fourier discreta (DFT) para calcular as componentes harmônicas de sequência positiva e negativa a serem compensadas. Adicionalmente, um algoritmo é proposto para calcular a distorção harmônica total vetorial (VTHD) em tempo de execução. Com base nesses dois algoritmos, os parâmetros do controlador RC (n , m e K_{rc}) são sintonizados autonomamente, ainda que haja mudança na carga e nos distúrbios da tensão da rede. A solução proposta é validada para o controle das correntes de saída de um FAP trifásico em paralelo, utilizado para atenuar a contaminação harmônica gerada por uma carga (retificador trifásico a diodos) para três diferentes cenários de tensão da rede: tensões equilibradas, afundamento monofásico e elevação monofásica. Por fim, é realizada uma comparação entre o controlador proposto e outros três controladores, consolidados na literatura, a partir da qual observa-se que o controlador proposto apresenta desempenho satisfatório e boa adaptabilidade em diferentes cenários.

Palavras-chave: Filtro ativo de potência em paralelo. Qualidade de energia. Controle repetitivo. Controle adaptativo em estrutura. Controlador complexo

ABSTRACT

Due to the strong adoption of renewable energy sources and the increasing use of nonlinear loads connected to the power grid, there is a rise in harmonic contamination and reactive power demand from the grid, which can lead to various issues for both consumers and distribution networks. Several power quality standards impose restrictions on the impact on the electrical grid, and one widely recognized solution in the literature is the use of active power filters (APFs). These devices can compensate for voltage disturbances at the load and/or current distortions drawn from the grid, depending on the control strategy employed. In this context, the present work proposes an adaptive repetitive controller (RC) in structure, based on the complex primitive repetitive cell (PRC) of generic order ($nk + m$ RC). The proposed controller utilizes an algorithm for detecting the harmonic components of the reference signal, employing a single Discrete Fourier Transform (DFT) to compute the positive and negative sequence harmonic components to be compensated. Additionally, an algorithm is proposed to compute the vectorial total harmonic distortion (VTHD) in real-time. Based on these two algorithms, the RC controller parameters (n , m , and K_{rc}) are autonomously tuned, even in the presence of load variations and grid voltage disturbances. The proposed solution is validated for the control of the output currents of a three-phase shunt APF used to mitigate harmonic contamination generated by a nonlinear load (three-phase diode rectifier) under three different grid voltage conditions: balanced voltages, single-phase voltage sag, and single-phase voltage swell. Finally, a comparison is performed between the proposed controller and three other controllers well-established in the literature, demonstrating that the proposed controller exhibits satisfactory performance and good adaptability across different scenarios.

Keywords: Shunt active power filter. Power quality. Repetitive control. Structure adaptive control. Complex controller.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Tipos de FAPs baseado na topologia.	21
Figura 2 – Resposta em frequência dos controladores repetitivos reais e complexos. . .	22
Figura 3 – Formas de representação de um sinal trifásico.	27
Figura 4 – Diferença entre os espectros harmônicos do sinal real e do vetor espacial com frequência $\omega_1 = 60Hz$ de sequência positiva.	30
Figura 5 – Diferenciação da DTFT para a DFT.	31
Figura 6 – Representação de um sinal real e dos coeficientes obtidos após a aplicação da DFT.	32
Figura 7 – Representação de um sinal complexo e dos coeficientes obtidos após a aplicação da DFT.	33
Figura 8 – Replicação espectral das componentes harmônicas do sinal a cada $N' = 50$	33
Figura 9 – Etapas de processamento da análise de Fourier em tempo discreto de um sinal de tempo contínuo.	34
Figura 10 – Representação do sinal discreto obtido para $\tilde{x}^{(1)}[n']$ e $\tilde{x}^{(2)}[n']$ para um janelamento de $N' = 5$	36
Figura 11 – Diagrama de blocos do filtro que implementa a <i>Sliding</i> DFT.	37
Figura 12 – Diagrama unifilar de sistema trifásico com FAP em paralelo e carga retificadora.	39
Figura 13 – Representação do referencial rotacional dq	40
Figura 14 – Diagrama de blocos do controlador PI-SRF.	40
Figura 15 – Diagrama de blocos do controlador PI-MRI projetado para compensar as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	41
Figura 16 – diagrama de bode do controlador sogi	42
Figura 17 – Diagrama de blocos do controlador P + múltiplos SOGIs projetado para compensar a família de componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	42
Figura 18 – Diagrama de blocos do controlador P-SOGI-SRF projetado para compensar a família de componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	43
Figura 19 – Diagrama de blocos do controlador P-ROGI projetado para compensar a família de componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	44
Figura 20 – Diagramas de blocos dos controladores repetitivos propostos por Hara, Omata e Nakano (1985) e Hara et al. (1988).	44
Figura 21 – Diagramas de controladores RCs.	45
Figura 22 – Figura com os diagramas do PRC proposto em (NETO et al., 2018).	46
Figura 23 – Representação dos PRC em paralelo	47
Figura 24 – Três imagens para os domínios de estabilidade com $a = [0, 0.5, 1]$	47
Figura 25 – Diagrama do PRC, em tempo discreto, com filtro $Q(z)$	48
Figura 26 – Domínio de estabilidade do controlador RC com filtro $Q(z)$	49

Figura 27 – Diagrama de Bode do controlador $6k + 0$ RC com filtro FIR e sem filtro.	49
Figura 28 – Representação de um controlador PI adaptativo a eventos discretos.	50
Figura 29 – Diagrama de blocos de estrutura de controle baseada em múltiplos PRCs em paralelo.	52
Figura 30 – Diagrama unifilar de sistema trifásico com rede elétrica, FAP em paralelo e carga não-linear.	53
Figura 31 – Espectro harmônico do vetor espacial das correntes demandadas por um retificador trifásico a diodos.	54
Figura 32 – Diagrama de blocos conceitual da proposta de controlador repetitivo adaptativo em estrutura.	54
Figura 33 – Transformada de Fourier de um sinal trifásico composto por uma componente FFPS e uma componente de sequência negativa de frequência $10\omega_1$ ($F_n = 60$ Hz; $N' = 600$).	56
Figura 34 – Fluxograma da proposta de algoritmo de cálculo das harmônicas do sinal de referência.	57
Figura 35 – Diagrama do <i>buffer</i> circular que armazena os sinais de referência.	57
Figura 36 – Máscara gerada a partir do sinal deslocado obtido da DFT.	58
Figura 37 – Funcionamento da detecção da família de harmônicos em simulação durante um afundamento monofásico.	59
Figura 38 – Cálculo dos parâmetros n e m do controlador a partir da máscara gerada durante afundamento.	60
Figura 39 – Diagrama do P&O para K_{rc}	61
Figura 40 – Diagrama de blocos conceitual da proposta de controlador repetitivo adaptativo em estrutura adaptado.	62
Figura 41 – Diagrama de Bode de dois controladores repetitivos que podem ser usados para juntos compor a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	63
Figura 42 – Comparativo do diagrama de Bode de três controladores repetitivos que apresentam ganho elevado em $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	63
Figura 43 – Comparação dos atrasos de controladores com uma ou duas células PRCs.	68
Figura 44 – Diagrama do controlador proposto integrado a um FAP em paralelo.	69
Figura 45 – Diagrama elétrico simplificado do sistema a ser controlado.	71
Figura 46 – Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente do FAP em paralelo.	72
Figura 47 – Esquemático do gerador de referência.	74
Figura 48 – Validação do gerador de referências (fase a).	75
Figura 49 – Circuito elétrico considerado para a modelagem da planta da malha de controle de corrente do FAP.	75
Figura 50 – Validação do modelo que representa a dinâmica da corrente de saída do FAP. Comparação das correntes $i_{f\alpha}$ medida em simulação e obtida pelo modelo em $\alpha\beta$	79

Figura 51 – Validação do modelo que representa a dinâmica da corrente de saída do FAP. Comparação das correntes $i_{f\alpha}$ medida em simulação e obtida pelo modelo em $\alpha\beta$, em um período da fundamental.	79
Figura 52 – Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente.	79
Figura 53 – Controle da corrente $i_{f\alpha}$ durante um distúrbio na tensão do PCC em 400 ms.	80
Figura 54 – Comparação de controladores SOGI em malha aberta e em malha fechada.	83
Figura 55 – Diagrama de Bode da FTMA considerando apenas um controlador proporcional.	84
Figura 56 – Diagrama de Bode da FTMA considerando um controlador ‘‘P + múltiplos SOGIs’’ em comparação com apenas o uso do K_p projetado.	85
Figura 57 – Diagrama de Bode da FTMA considerando um controlador ‘‘P + múltiplos SOGIs’’ com e sem a compensação de atraso nos SOGIs.	86
Figura 58 – Diagrama de blocos do controlador ‘‘P + múltiplos SOGIs’’.	87
Figura 59 – Diagramas de blocos do controlador repetitivo $2k + 1$, proposto por Escobar et al. (2006), para avaliação em tempo contínuo e discreto.	87
Figura 60 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo $2k + 1$, proposto por Escobar et al. (2006), utilizando a representação baseada em PRC.	88
Figura 61 – Diagrama de Bode da FTMA considerando o controlador repetitivo $2k + 1$ proposto por Escobar et al. (2006).	89
Figura 62 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo $nk + m$, proposto por Neto, Neves e Souza (2020).	89
Figura 63 – Comparação do diagrama de Bode do sistema com o controlador $2k + 1$ e $6k + 1$	91
Figura 64 – Resposta em frequência do controlador proposto para atuação na família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	92
Figura 65 – Comparação resposta em frequência para diferentes valores de n , considerando o intervalo $1 \leq n \leq 8$	93
Figura 66 – Comparação resposta em frequência para diferentes valores de n , considerando o intervalo $9 \leq n \leq 24$	93
Figura 67 – Resposta do sistema $1k + 0$ para uma variação de K_{rc}	94
Figura 68 – Cruzamento por 0 dB do sistema $1k + 0$ para uma variação de K_{rc}	94
Figura 69 – Comparação do sistema com 1 controlador ou dois em paralelo para $H = \{1k + 0k \in \mathbb{N}\}$	95
Figura 70 – Comparação do sistema com 1 controlador ou dois em paralelo para $H_s = \{6k + 1k \mid k \in \mathbb{Z}\}$	96
Figura 71 – Esquemático simplificado da bancada experimental.	99
Figura 72 – Apresentação da bancada experimental.	99
Figura 73 – Parâmetros do controlador em regime.	102
Figura 74 – Corrente trifásica da rede com tensões equilibradas.	102
Figura 75 – Espectro harmônico e THD da corrente com tensões equilibradas.	103

Figura 76 – Início do controle para o $nk + m$ RC adaptativo proposto.	104
Figura 77 – Magnitude do erro durante o início do chaveamento.	105
Figura 78 – Medições de parâmetros da rede durante o afundamento monofásico de 30% sem ação de controle.	105
Figura 79 – Medições das correntes da rede durante o afundamento monofásico de 30%.	106
Figura 80 – Parâmetros do controlador durante o afundamento monofásico de 30%.	107
Figura 81 – Magnitude do erro durante o afundamento monofásico de 30%.	107
Figura 82 – Distorção harmônica e THD das correntes da rede durante o afundamento monofásico de 30%.	108
Figura 83 – Medições de parâmetros da rede durante a elevação monofásica de 30% sem ação de controle.	109
Figura 84 – Parâmetros do controlador durante a elevação monofásica de 30%.	109
Figura 85 – Medições das correntes da rede durante a elevação monofásica de 30%.	110
Figura 86 – Distorção harmônica e THD das correntes da rede durante a elevação monofásica de 30%.	111
Figura 87 – Magnitude do erro durante a elevação monofásica de 30%.	111
Figura 88 – Conexão da carga capacitiva.	112
Figura 89 – Correntes e THD da rede sem ação de controle com carga capacitiva.	114
Figura 90 – Correntes e THD da rede com controlador proposto com carga capacitiva.	114
Figura 91 – Parâmetros do controlador com controlador proposto com carga capacitiva.	115
Figura 92 – Correntes da rede e do inversor durante o início do chaveamento.	115
Figura 93 – Correntes da rede durante o transitório sem o FAP.	116
Figura 94 – Distribuição harmônica e THD das correntes da rede durante o transitório sem o FAP.	116
Figura 95 – Correntes da rede durante o transitório.	117
Figura 96 – Distribuição harmônica e THD das correntes da rede durante o transitório.	117
Figura 97 – Parâmetros do controlador com os novos parâmetros e rede equilibrada.	118
Figura 98 – THD das correntes da rede com os novos parâmetros e rede equilibrada.	119
Figura 99 – Diagrama do circuito de potência da bancada experimental original.	128
Figura 100 – Diagrama do circuito de potência da bancada experimental modificada para obtenção dos resultados deste trabalho.	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Caracterização da Transformada de Fourier, Série de Fourier, DFT e DTFT em função do sinal de entrada analisado.	31
Tabela 2 – Componentes harmônicas a serem controlada pelo FAP em paralelo.	39
Tabela 3 – Tabela com os controladores de (NETO; NEVES; SOUZA, 2021).	48
Tabela 4 – Os ângulos dos termos da série S_e	65
Tabela 5 – Representação da série S_e e da convergência do seu denominador.	66
Tabela 6 – Parâmetros usados para validação do modelo da planta da malha de corrente.	78
Tabela 7 – Parâmetros para projeto dos controladores.	82
Tabela 8 – Parâmetros para projeto dos controladores.	99
Tabela 9 – Parâmetros para projeto dos controladores.	101
Tabela 10 – Resumo dos resultados para as estratégias de controle comparadas.	113

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Amp-op	Amplificador operacional
DES	Sistema a eventos discretos (<i>Discrete Event System</i>)
DFT	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transformer</i>)
DTFT	Transformada de Tempo Discreto de Fourier (<i>Discrete Time Fourier Transformer</i>)
FAP	Filtro Ativo de Potência
FFPS	Frequência Fundamental de Sequência Positiva (<i>Fundamental-Frequency Positive-Sequence</i>)
FIR	Filtro de Impulso Finito (<i>Finite Impulse Filter</i>)
FTMA	Função Transferência de Malha Aberta
FV	Fotovoltaico
GDSC-PLL	PLL baseado em <i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>
LPF	Filtro passa baixa (<i>Low-Pass Filter</i>)
MDC	Máximo divisor comum
PCC	Ponto de acoplamento comum (<i>Point of Common Coupling</i>)
P&O	Perturba & Observa
PI	Proporcional-Integral
PI-MRI	<i>multiple rotating integrators</i>
PI-SRF	<i>proportional-integral controller in synchronous reference frame</i>
PLL	(<i>Phase Locked Loop</i>)
PRC	<i>Primitive Repetitive Controller</i>
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulatio</i>)
P-SOGI-SRF	Controle proporcional em paralelo com <i>Second-order Generalized Integrator in Synchronous Reference Frame</i>
RC	Controlador Repetitivo (<i>Repetitive Controller</i>)

ROGI	<i>Reduced-Order Generalized Integrators</i>
SOGI	<i>Second-order Generalized Integrator</i>
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
VTHD	<i>Vectorial Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

s_a, s_b, s_c	conjunto de sinais trifásicos
h	componente harmônica de um sinal real
$s_a^{(h)}, s_b^{(h)}, s_c^{(h)}$	sinal de ordem harmônica h das fases a, b e c , respectivamente
$s_i^{(h)}$	sinal instantâneo genérico (i) da harmônica h
$S_i^{(h)}$	amplitude do sinal instantâneo genérico (i) da harmônica h
ω_1	frequência fundamental
$\varphi_i^{(h)}$	defasagem de fase do sinal genérico (i) da harmônica h
s_o	componente homopolar do sinal instantâneo genérico (i)
$\vec{s}_{\alpha\beta}$	vetor espacial obtido a partir de um conjunto de sinais trifásicos s_a, s_b, s_c
$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)}$	vetor espacial referente a harmônica h
$\tilde{S}_i^{(h)}$	representação fasorial de $S_i^{(h)}$
$\tilde{S}_{i+}^{(h)}$	componente de sequência positiva do fasor $\tilde{S}_i^{(h)}$
$\tilde{S}_{i-}^{(h)}$	componente de sequência negativa do fasor $\tilde{S}_i^{(h)}$
h_s	componente harmônica acrescida de sua sequência, $+h$ para sequência positiva e $-h$ para negativa
s_α, s_β	componentes vetoriais nos eixos α e β , respectivamente
A_{abc}	pico da onda senoidal em referencial abc
$F(w)$	função no domínio da frequência
$f(w)$	função no domínio do tempo
$F_a(w)$	função da fase a no domínio da frequência
$F_{\alpha\beta}(w)$	função em referencial estacionário no domínio da frequência
$X[k']$	sinal discreto no domínio da frequência, a partir de sinal infinito
k'	índice do vetor após a transformada de discreta Fourier
N'	número de amostras utilizadas na transformada discreta de Fourier

n'	índice do sinal de entrada da transformada discreta
$x[n']$	sinal discreto no domínio do tempo
ω_k	frequência da harmônica k , domínio finito
$X(\omega)$	sinal discreto no domínio da frequência, a partir de sinal infinito
ω	frequência, domínio infinito
$x(t)$	sinal contínuo no domínio do tempo
$Re\{x(t)\}$	parte real do sinal contínuo no domínio do tempo
$Im\{x(t)\}$	parte imaginária do sinal contínuo no domínio do tempo
$Re\{x[n']\}$	parte real do sinal discreto no domínio do tempo
$Im\{x[n']\}$	parte imaginária do sinal discreto no domínio do tempo
int	número inteiro maior ou igual a um
F_s	frequência de amostragem
F_n	frequência fundamental do sinal
$H_{aa}(s)$	filtro passa-baixa <i>anti-aliasing</i>
$x_f(t)$	sinal contínuo filtrado por $H_{aa}(s)$
$w[n']$	janela aplicada ao sinal discreto
$S_{rms}(h)$	valor eficaz do sinal na harmônica h
$H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$	Conjunto de componentes harmônicas a partir de n e m
i_1	componente fundamental da corrente
i_h	componente h da corrente
i_{APF1}	componente fundamental da corrente que entra no filtro ativo de potência em paralelo
$C_{PI}(s)$	função transferência do controlador PI
K_p	ganho proporcional
K_i	ganho integral
$\vec{i}_{f(\alpha\beta)}^*$	corrente de referência do FAP em referencial $\alpha\beta$

$\vec{i}_{f(\alpha\beta)}$	corrente do FAP em referencial $\alpha\beta$
$\vec{E}_{f(dq)}$	erro do controle em referencial dq
$\vec{D}_{f(dq)}$	ciclo de trabalho do conversor em referencial dq
$\vec{D}_{f(\alpha\beta)}$	ciclo de trabalho do conversor em referencial $\alpha\beta$
$C_{SOGI}^{\pm}(s)$	função transferência do controlador SOGI
$H = \{nk \pm m \mid k \in \mathbb{N}\}$	Conjunto de componentes harmônicas a partir de n e m
$C_{ROGI}^{\pm}(s)$	função transferência do controlador ROGI
T_0	período do sinal a ser controlado
$a(s)$	ganho proporcional em paralelo com a ação repetitiva do controlador repetitivo
$U(s)$	ação de saída, genérica, do controlador
K_{rc}	ganho do controlador repetitivo
$Q(z)$	filtro genérico para controlador repetitivo
$Q_L(z)$	filtro FIR de ordem $2L$
$C_{PRC}^{nk \pm m}(a(s), s)$	controlador repetitivo a partir de n , m e $a(s)$
N_{ctrl}	número de controladores PRC em paralelo
\vec{I}_g	corrente trifásica da rede
\vec{I}_L	corrente trifásica da carga
\vec{I}_f	corrente trifásica do FAP
$DEN_{N_{ctrl}}$	denominador da série gerada a partir do somatório de N_{ctrl} controladores PRC em paralelo
S_e	série gerada a partir do somatório de N_{ctrl} controladores PRC em paralelo
$V_{abc}, I_{labc}, I_{fabc}$	Tensões, correntes da carga e correntes do FAP medidas
L_g, R_g	indutância e resistência da rede
L_f, R_f	indutância e resistência do FAP
L_l	indutância de linha da carga
R_{carga}	resistência da carga

$C_i(s)$	função transferência do controlador de corrente
$G_{id}(s)$	função transferência da planta definida pela corrente do FAP em função do ciclo de trabalho
$H_i(s)$	função transferência do sensor de corrente
p, q	potência ativa e reativa, respectivamente
S_x, \bar{S}_x	a chave e sua complementar para o braço x , onde $x = a, b, c$
f_{P-SOGI}	frequência de cruzamento por 0 db do controlador SOGI
H_l	função transferência do avanço de fase

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Objetivos	22
1.2	Organização do Trabalho	23
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1	Análise Matemática de Vetores Espaciais	24
2.1.1	Espectro Harmônico de um Sinal Complexo	27
2.2	Transformada de Fourier Discreta	30
2.2.1	Implementação da DFT em Sinais de Tempo Contínuo	34
2.2.2	Cálculo de THD e VTHD	37
2.3	Principais Estratégias de Controle de Corrente Baseadas no Princípio do Modelo Interno para FAP em Paralelo	38
2.3.1	Controlador PI Implementado em Referencial Síncrono	40
2.3.2	Controlador Ressonante	41
2.3.3	Controlador Repetitivo	44
2.3.4	Abordagem Unificada para Avaliação de Controladores Repetitivos	46
2.4	Sistema Baseado a Eventos Discretos	50
2.5	Conclusões Parciais	51
3	PROPOSTA DE CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO EM ESTRUTURA	52
3.1	Algoritmo de Cálculo das Harmônicas do Sinal de Referência	55
3.2	Algoritmo de Sintonia Online dos Ganhos dos PRCs	60
3.3	Implementação de Múltiplos PRCs em Paralelo	62
3.3.1	Vantagens e Desvantagens	67
3.4	Implementação da Estrutura de Controle Proposta no Contexto de FAP em Paralelo	68
3.5	Conclusões Parciais	70
4	MODELAGEM E CONTROLE DE FAP EM PARALELO	71
4.1	Modelagem do FAP Trifásico	71
4.1.1	Geração de Referência	72
4.1.2	Malha de Controle de Corrente	74
4.2	Conclusões Parciais	80
5	PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE	82

5.1	Controlador 1 – Associação em Paralelo de Controladores P + Múltiplos SOGIs	82
5.1.1	Projeto do Controlador P + Múltiplos SOGIs	84
5.2	Controlador 2 – Controlador Repetitivo $2k + 1$ (ESCOBAR et al., 2006)	86
5.2.1	Projeto de Controlador Repetitivo	88
5.3	Controlador 3 – Controlador Repetitivo $6k + 1$ (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)	89
5.3.1	Projeto de Controlador Repetitivo	90
5.4	Controlador 4 – Controlador Repetitivo Adaptativo em Estrutura . . .	90
5.4.1	Análise para Variação de n	91
5.4.2	Análise para Variação de K_{rc}	92
5.4.3	Análise para Variação do Número de Controladores em Paralelo	95
5.5	Conclusões Parciais	96
6	COMPARAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLADOR PROPOSTO E DE CONTROLADORES DA LITERATURA	98
6.1	Descrição da Bancada Experimental	98
6.1.1	Inicialização da Bancada Experimental	100
6.2	Resultados do Controle de Corrente	100
6.2.1	Tensões Equilibradas (Regime)	101
6.2.2	Inicialização do Controle	104
6.2.3	Afundamento Monofásico	105
6.2.4	Elevação Monofásica	108
6.3	Comparação das Estratégias de Controle	112
6.4	Resultados com Carga com Filtro Capacitivo	112
6.4.1	Tensões Equilibradas	112
6.4.2	Transitórios	115
6.5	Problemática dos Algoritmos	118
6.6	Conclusões Parciais	118
7	CONCLUSÃO	120
7.1	Trabalhos Futuros	120
	REFERÊNCIAS	122
	APÊNDICE	127
	APÊNDICE A – DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DA BANCADA EXPERIMENTAL	128

1 INTRODUÇÃO

O uso de geração de energia a partir de fontes renováveis começou a ter maior relevância após as duas Guerras Mundiais, período em que ocorreu uma escassez de combustíveis fósseis, o que gerou uma consciência sobre a dependência desse recurso (MOLINA; ALVAREZ, 2011). Inicialmente, a energia eólica teve maior destaque, sendo sua conexão com a rede elétrica realizada por meio de motores de indução com gaiola de esquilo (*squirrel-cage*) (BLAABJERG; CHEN, 2006). Com o avanço da eletrônica de potência, outras formas de energia renovável começaram a surgir. Dessa forma, a conexão dos geradores com a rede passou a contar com novos elementos, o que facilitou a integração entre dispositivos de corrente contínua (CC) e corrente alternada (CA).

O avanço nas pesquisas relacionadas à eletrônica de potência e às energias renováveis tem reduzido os custos para suas implementações, e, com os auxílios criados por países, os consumidores agora conseguem ter um sistema de geração de energia renovável próprio. Por conta disso, os padrões para a conexão desses sistemas à rede elétrica são atualizados continuamente (WU; LIN; LIN, 2017; WU; CHANG; MANDAL, 2019; TANG; YANG; BLAABJERG, 2022; LANDERA et al., 2023). Por outro lado, os sistemas de eletrônica de potência também permitem o uso de diversas cargas conectadas à rede, como por exemplo: cargas CC conectadas por meio de retificadores, inversores de frequência e outros dispositivos eletrônicos. Essas novas cargas no sistema elétrico agravam a distorção harmônica e aumentam a potência reativa. A piora da qualidade da energia pode acarretar problemas no sistema elétrico. Por isso, existem normas nacionais e internacionais que visam monitorar e limitar o impacto na rede elétrica.

Em (DUGAN et al., 1996), problemas na qualidade de energia são definidos como qualquer distúrbio na tensão, corrente ou frequência que cause mau funcionamento ou falha nos equipamentos do consumidor. Os problemas de energia mais comuns incluem flutuações de tensão, afundamentos e elevações, variações monofásicas ou trifásicas de tensão e distorções harmônicas, sendo estas últimas, muitas vezes, causadas por cargas conectadas à rede.

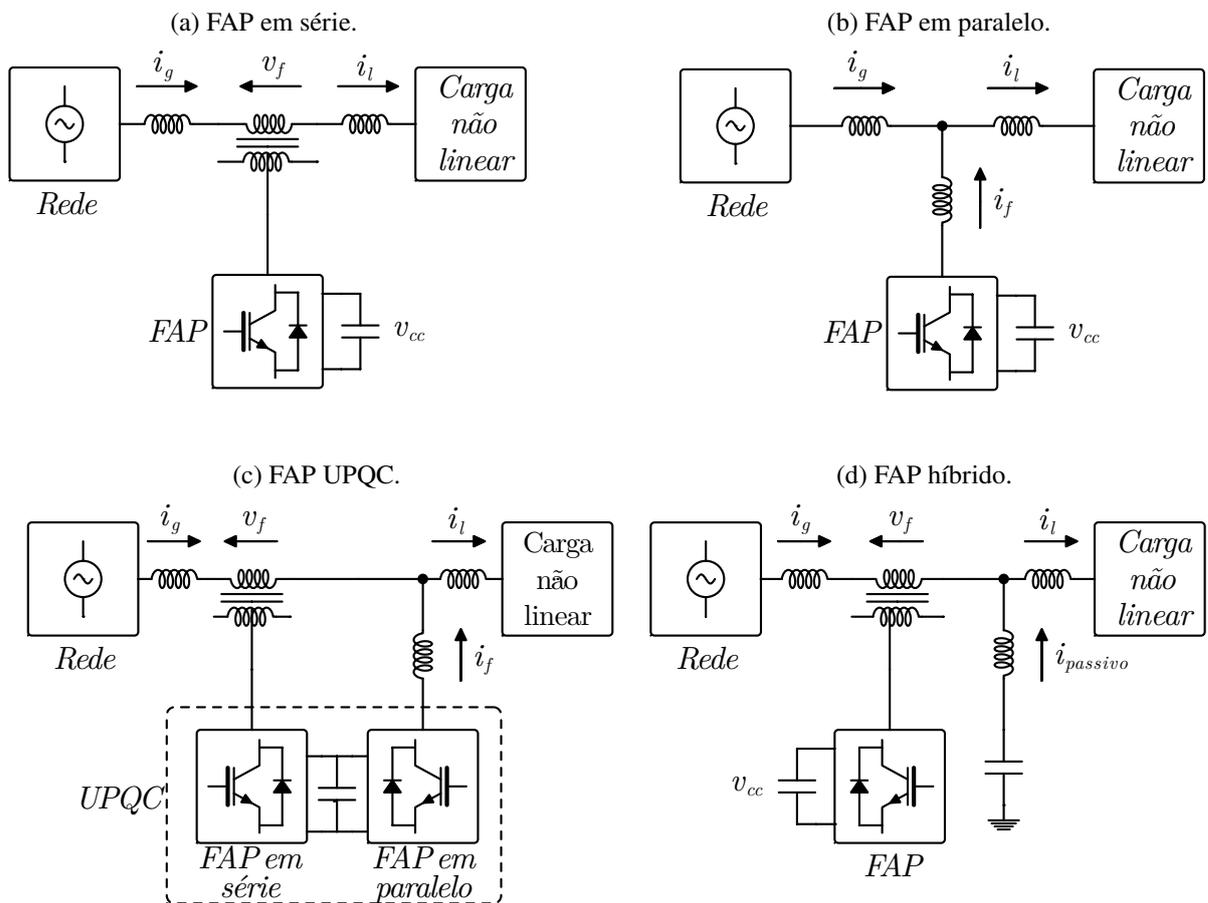
Com a finalidade de reduzir os problemas de qualidade da energia, pode-se conectar filtros em paralelo com cargas que geram maior nível de distorção harmônica, minimizando o impacto sobre a rede elétrica. Esses filtros podem ser divididos em dois grupos: filtros passivos, que utilizam elementos como resistores, indutores e capacitores. No entanto, a capacidade de melhoria das distorções sobre a rede é limitada, pois esses filtros são projetados para uma situação específica, e qualquer modificação exige a substituição do filtro; e filtros ativos, que, além de elementos passivos, utilizam componentes ativos, como transistores, permitindo o controle das tensões e correntes que passam por eles.

O uso de filtros passivos, como o filtro LC, apresenta algumas desvantagens. Entre elas, destacam-se o impacto da impedância da rede, que altera as características do filtro; a influência das correntes ativa e reativa que passam por ele; e a sobrecarga devido ao aumento das

componentes harmônicas (MORAN; DIXON; WALLACE, 1995). Devido a essas limitações, o uso do filtro ativo de potência (FAP) é mais indicado para a compensação de harmônicas na rede.

Os FAPs podem ser classificados de acordo com a topologia do conversor, sendo divididos em série, paralelo (*shunt*), a combinação desses dois (back-to-back ou UPQC - *Unified Power Quality Conditioner*), e híbrido (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999). A Figura 1 apresenta a topologia dos filtros. O FAP híbrido utiliza um filtro passivo para atenuar harmônicas de baixa ordem em paralelo com um FAP série, reduzindo o custo total. Além disso, o transformador da parte ativa processa menos potência, pois atua apenas na filtragem de altas frequências. O FAP em série é empregado na compensação de harmônicas e desbalanço de tensão, enquanto o FAP em paralelo é utilizado para compensação de harmônicas e desbalanços de corrente. Por fim, o UPQC permite a compensação simultânea de correntes e tensões (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999).

Figura 1 – Tipos de FAPs baseado na topologia.



Fonte: Adaptado de (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999).

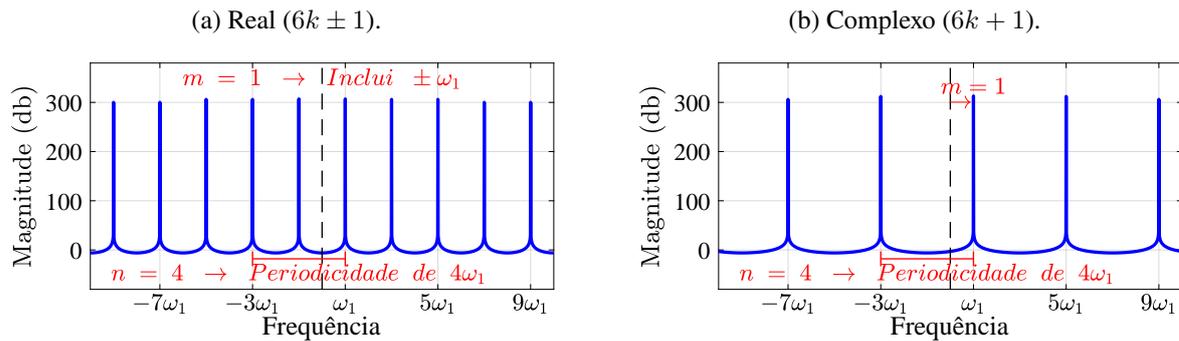
Por se tratarem de circuitos chaveados, a estratégia de controle é fundamental para o desempenho do sistema como um todo. O estudo de estratégias de controle para FAPs ainda é amplamente debatido, como demonstrado nos trabalhos de (NETO et al., 2021; RAI; KUMAR; SINGH, 2024; CHAKRABORTY et al., 2025). Dentre as estratégias utilizadas, destaca-se o controlador repetitivo (RC), empregado para seguir referências periódicas com alta precisão

(HARA; OMATA; NAKANO, 1985). No entanto, existem diversos tipos de estratégias repetitivas que compartilham esse mesmo objetivo e apresentam ganho elevado na mesma família de harmônicas.

A nomenclatura dos controladores repetitivos ($nk \pm m$ RC ou $nk + m$ RC) indica em quais harmônicas há ganho elevado, sendo n a periodicidade em que esses ganhos se repetem e m o deslocamento com relação à frequência zero. Na Figura 2, é apresentado um controlador repetitivo real ($4k \pm 1$ RC) e um complexo ($4k + 1$ RC), os dois controladores têm os parâmetros $n = 4$ e $m = 1$.

O primeiro, Figura 2a, apresenta uma simetria em relação às frequências positivas e negativas, pois apresenta uma periodicidade de quatro harmônicas, mas devido ao termo \pm tem um deslocamento de uma harmônica para a direita e uma para a esquerda. Por outro lado, o segundo controlador, Figura 2b, dispõe de uma assimetria das frequências, tendo em vista que só exhibe um deslocamento para a direita.

Figura 2 – Resposta em frequência dos controladores repetitivos reais e complexos.



Fonte: O Autor.

As estratégias propostas em (COSTA-CASTELLO; GRINO; FOSSAS, 2004; ESCOBAR et al., 2006; ZHOU et al., 2006) são exemplos de controladores $2k + 1$ RC, que apresentam ganho elevado nas harmônicas ímpares. Além disso, outras abordagens, como os controladores $nk + m$ RC ou $nk \pm m$ RC, apresentados em (LU et al., 2013; NETO et al., 2018; NETO; NEVES; SOUZA, 2020), podem apresentar ganhos em harmônicas ímpares a partir da escolha de $n = 2$ e $m = 1$. Devido à variedade de controladores RC, muitos dos quais compartilham o mesmo objetivo, a escolha do controlador mais adequado torna-se uma tarefa desafiadora.

1.1 Objetivos

A partir do cenário dos controladores RC, este trabalho tem como objetivo propor uma estratégia de controle RC adaptativa em estrutura que seja capaz de sintonizar os melhores parâmetros de forma automática. Este controlador deve se basear no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), dessa forma, independente da mudança das harmônicas na

referência do sinal, o controlador é capaz de obter erro nulo em regime permanente. Para isso é necessário:

- Modelar o conversor, para entender os limites de estabilidade para o ganho do controlador;
- Realizar a detecção das harmônicas do sinal de referência, em tempo real, que são usadas pelo controlador;
- Implementar a auto-sintonia do controlador a partir das harmônicas implementadas de forma a otimizar o sistema.

1.2 Organização do Trabalho

Esta dissertação está dividida em sete capítulos da seguinte maneira:

- No Capítulo 2, são apresentadas ferramentas matemáticas que auxiliam no entendimento das notações utilizadas, além de conceitos como a transformada discreta de Fourier e o cálculo da distorção harmônica, fundamentais para os algoritmos propostos na estratégia de controle. Por fim, são descritas as principais estratégias adotadas para o controle do FAP em paralelo.
- No Capítulo 3, é demonstrado o funcionamento dos algoritmos desenvolvidos com base nos conceitos apresentados no Capítulo 2.
- No Capítulo 4, é realizada a modelagem em referencial estacionário do FAP trifásico em paralelo, utilizando as notações de vetores espaciais apresentadas no Capítulo 2. A validação do modelo obtido é feita por meio do *MATLAB/Simulink*.
- No Capítulo 5, é conduzido o projeto de quatro controladores, sendo três deles apresentados na revisão do Capítulo 2 e o último, o controlador proposto, desenvolvido com os algoritmos do Capítulo 3.
- No Capítulo 6, é apresentada a bancada experimental, na qual são obtidos os resultados para cada um dos controladores projetados no Capítulo 5. Em seguida, é realizada uma comparação entre os resultados obtidos por cada controlador nos cenários testados.
- O Capítulo 7 expõe as considerações finais do autor e sugere propostas para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, são apresentados os conceitos necessários para o entendimento do funcionamento do controlador repetitivo adaptativo em estrutura proposto. Inicialmente, é apresentada a fundamentação matemática de vetores espaciais, que serviu como base para implementação dos algoritmos e do controlador propostos no referencial estacionário $\alpha\beta$, além da análise do espectro harmônico de um vetor espacial (Seção 2.1). Em seguida, são abordados alguns conceitos de processamento digital de sinais, com foco na implementação da transformada discreta de Fourier (Seção 2.2). Posteriormente, são apresentados alguns controladores comumente utilizados na literatura como solução para a aplicação alvo deste trabalho (Seção 2.3). Por fim, a teoria de controle baseado em sistemas a eventos discretos é brevemente discutida (Seção 2.4).

2.1 Análise Matemática de Vetores Espaciais

No controle de conversores estáticos aplicados a sistemas trifásicos, muitas vezes é necessário conhecer as informações referentes às sequências das fases das componentes harmônicas das variáveis do sistema. Nesse contexto, o uso de vetores espaciais em sistemas trifásicos pode facilitar diversos estudos. Alguns exemplos de subáreas da engenharia elétrica que podem fazer uso de vetores espaciais em suas análises são: acionamentos elétricos (HABETLER et al., 1992), sistemas fotovoltaicos trifásicos (CAVALCANTI et al., 2010) e qualidade de energia (NEVES et al., 2014). Diante disso, é importante explorar como os sinais trifásicos são representados utilizando a notação de vetores espaciais e quais ferramentas matemáticas são utilizadas para extrair informações relevantes do sistema a partir desses vetores.

Inicialmente, é fundamental estabelecer a representação matemática de sinais trifásicos a ser utilizada neste trabalho para a caracterização dos vetores espaciais. Assim, conforme analisado por Neto, Neves e Souza (2020), um sinal trifásico pode ser representado pelo seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} s_a^{(h)} \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} s_b^{(h)} \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} s_c^{(h)} \end{cases}, \quad (1)$$

onde s_a , s_b e s_c são os sinais de cada fase, enquanto h é a ordem harmônica. Dessa forma, pode-se dizer que o sinal s_a é composto pelo somatório da sua componente de frequência nula (obtida para $h = 0$) e de todas as demais harmônicas. Contudo, para a análise apresentada a seguir, é importante representar o valor instantâneo associado a uma componente harmônica h qualquer de um sinal. Para isso, define-se que:

$$s_i^{(h)} = S_i^{(h)} \cos \left(h\omega_1 t + \varphi_i^{(h)} \right) + s_o, \quad (2)$$

para $i = \{a, b, c\}$, onde s_o representa a componente homopolar, enquanto $S_i^{(h)}$, ω_1 e $\varphi_i^{(h)}$ representam, respectivamente, a amplitude do sinal senoidal, a frequência da componente fundamental e a defasagem do sinal. Como apresentado por Neves et al. (2009), é importante perceber que a Equação (2) ainda pode ser reescrita utilizando a representação de Euler:

$$s_i^{(h)} = S_i^{(h)} \frac{e^{j(h\omega_1 t + \varphi_i^{(h)})} + e^{-j(h\omega_1 t + \varphi_i^{(h)})}}{2} + s_o. \quad (3)$$

Uma vez apresentadas as definições iniciais sobre sinais trifásicos, torna-se possível caracterizar um vetor espacial a partir dos sinais de fase (a , b e c). Conforme descrito em Novotny e Lipo (1996) e Leonhard (2001), um vetor espacial no referencial estacionário ($\vec{s}_{\alpha\beta}$) pode ser calculado por:

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left(s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right). \quad (4)$$

Buscando generalizar a análise, pode-se avaliar a representação do valor instantâneo associado a uma componente harmônica h qualquer do vetor espacial definido em (4). Dessa forma, tem-se que:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} \left(s_a^{(h)} + s_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right). \quad (5)$$

Contudo, é possível expandir os termos de (5) utilizando a representação apresentada em (3). Ao fazer isso, percebe-se que a componente homopolar é anulada, fazendo com que a Equação (5) possa ser reescrita por:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{1}{3} \left[e^{jh\omega_1 t} \left(S_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) + e^{-jh\omega_1 t} \left(S_a^{(h)} e^{-j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{-j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{-j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]. \quad (6)$$

A partir da fórmula de Euler para exponenciais complexas e sabendo que $\cos(\theta)$ é uma função par e $\sin(\theta)$ é uma função ímpar, obtém-se que:

$$e^{-j\theta} = (e^{j\theta})^*, \quad (7)$$

onde $(e^{j\theta})^*$ é o sinal complexo conjugado de $e^{j\theta}$. Logo, utilizando essa propriedade, pode-se reescrever (6) como:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega_1 t} \left[\frac{1}{3} \left(S_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] + e^{-jh\omega_1 t} \left[\frac{1}{3} \left(S_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*. \quad (8)$$

Considerando a variável

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}} \quad (9)$$

como forma de representação fasorial da componente harmônica h para cada fase $i = a, b, c$, então (8) é simplificada para:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega_1 t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] + e^{-jh\omega_1 t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*. \quad (10)$$

Nessa forma, a partir do método de componentes simétricas (FORTESCUE, 1918), observa-se que o primeiro termo representa a componente de sequência positiva da harmônica h no referencial $\alpha\beta$ ($\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}$), e o segundo termo representa a componente de sequência negativa ($\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}$). Portanto, a Equação (10) pode ser reescrita como:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega_1 t} \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} + e^{-jh\omega_1 t} \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*}. \quad (11)$$

Como visto em Neto (2020), a partir de (11), um vetor espacial pode ser representado pela somatória de suas componentes harmônicas, isto é:

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \sum_{h_s=-\infty}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}, \quad (12)$$

onde h_s representa a harmônica, podendo ser de sequência positiva (h) ou de sequência negativa ($-h$), ou seja, o sinal de h_s é utilizado para indicar a sequência de fases da componente harmônica. É importante observar que, sendo $\tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h)}$ um fasor e $e^{jh\omega_1 t}$ uma variável complexa variante no tempo, o vetor espacial $\vec{s}_{\alpha\beta}$ também é um sinal complexo, que pode ser descrito por:

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = s_\alpha + j s_\beta. \quad (13)$$

Com base na discussão apresentada nesta seção, observa-se que um sinal trifásico pode ser representado de diferentes formas, permitindo uma análise mais abrangente dos fenômenos a serem estudados. Para exemplificar isso, na Figura 3a, é mostrada a variação das magnitudes de cada uma das três fases de um sistema (a, b, c) no tempo, em um cenário equilibrado. Os instantes marcados por t_1 e t_2 , na Figura 3a, correspondem a momentos específicos selecionados para que as grandezas das três fases sejam representadas na notação vetorial. Esses vetores, representados na Figura 3b, possuem uma soma vetorial que resulta em um vetor que rotaciona com velocidade angular ω_1 , o qual pode ser referido como vetor espacial.

A transição do referencial estacionário abc para o referencial estacionário $\alpha\beta$, implementado pela transformada de Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951) e demonstrada na Figura 3, reduz o número de dimensões necessárias para descrever o sistema. Isso é possível porque, quando desconsideradas as componentes homopolares, as três dimensões do referencial abc são linearmente dependentes, permitindo a projeção dos vetores no plano bidimensional $\alpha\beta$. A transformada de Clarke invariante em amplitude (e sem componente homopolar) pode ser definida matematicamente da seguinte forma:

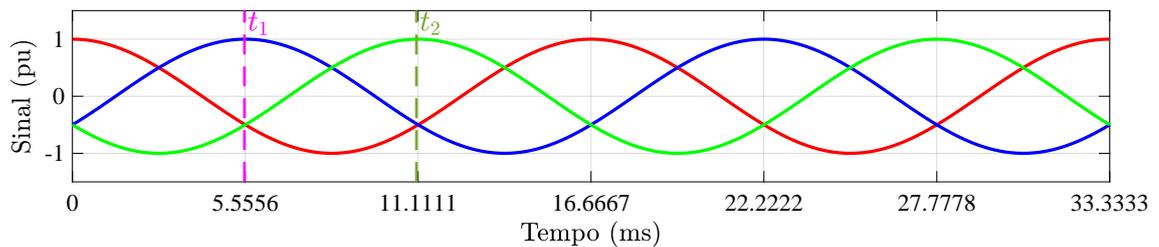
$$\begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Para o referencial $\alpha\beta$, a transformada de Clarke define que $s_\alpha = s_a$, enquanto s_b e s_c são alocados de forma equidistantes em relação ao plano $\alpha\beta$. Essa transformação mantém as informações essenciais do sistema em duas dimensões, facilitando a análise matemática.

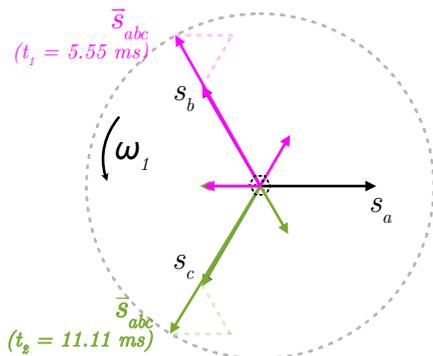
A Figura 3d ilustra o comportamento do sinal trifásico no referencial estacionário $\alpha\beta$, no qual os eixos α e β podem ser associados a eixos real e imaginário, respectivamente. Essa analogia possibilita que o estudo de sinais trifásicos em referencial abc seja conduzido como uma análise de sinais reais, enquanto, no $\alpha\beta$, utilize-se uma abordagem baseada em sinais complexos. Essa distinção impacta diretamente os espectros harmônicos de cada representação, conforme detalhado a seguir.

Figura 3 – Formas de representação de um sinal trifásico.

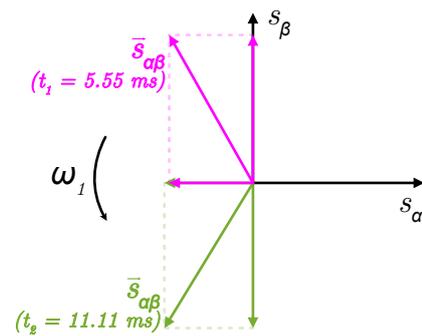
(a) Representação, em função do tempo, de um sinal trifásico equilibrado no referencial estacionário abc .



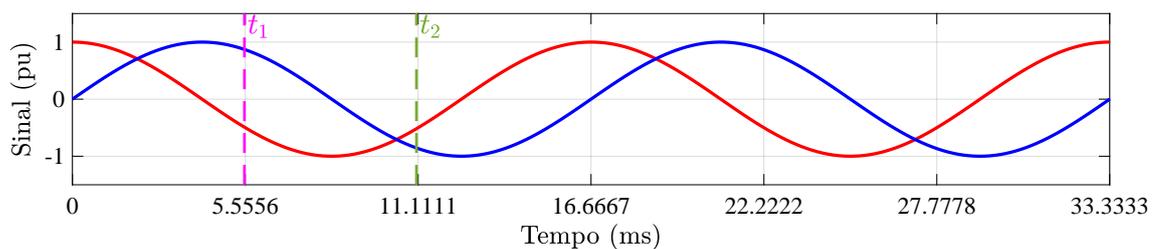
(b) Representação vetorial do sinal em abc .



(c) Representação vetorial do sinal em $\alpha\beta$.



(d) Representação, em função do tempo, de um sinal trifásico equilibrado no referencial estacionário $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.

2.1.1 Espectro Harmônico de um Sinal Complexo

A fim de entender o comportamento do espectro harmônico de um sinal complexo, é necessário analisar primeiramente o espectro gerado a partir de um sinal real. Assim, considerando o sinal trifásico ilustrado na Figura 3a como exemplo, sua representação matemática no domínio

do tempo é dada pelas seguintes equações:

$$\begin{cases} s_a = A_{abc} \cos(\omega_1 t) \\ s_b = A_{abc} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ s_c = A_{abc} \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (15)$$

onde A_{abc} representa o pico da onda no referencial abc .

Uma vez que a transformada de Fourier para sinais de tempo contínuo é calculada por

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (16)$$

pode-se fazer a análise do espectro harmônico do sinal real da fase a . Dessa forma, ao representar a exponencial da transformada de Fourier utilizando a notação de Euler, pode-se calcular a representação do sinal da fase a no domínio da frequência por:

$$F_a(\omega) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(\omega_1 t) [\cos(\omega t) - j\sin(\omega t)] dt. \quad (17)$$

Considerando que a integral definida de $-\infty$ a $+\infty$ do produto entre uma função par e uma função ímpar é zero (RIEDEL; NILSSON, 2015), pode-se reescrever (17) como:

$$F_a(\omega) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega t) dt. \quad (18)$$

Na literatura, é amplamente reconhecido que os sinais reais possuem um espectro harmônico simétrico em relação à frequência. Conseqüentemente, é comum utilizar apenas as frequências positivas para representar a resposta em frequência de um sistema ou o espectro harmônico de um sinal. Essa característica pode ser verificada, no exemplo apresentado acima, ao substituir ω por ω_1 e $-\omega_1$ rad/s na Equação (18) e realizar a análise correspondente. Ao fazer isso, obtém-se:

$$\begin{cases} F_a(\omega_1) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_1 t) dt \\ F_a(-\omega_1) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(\omega_1 t) \cos(-\omega_1 t) dt \end{cases}, \quad (19)$$

que pode reescrito como

$$\begin{cases} F_a(\omega_1) = A_{abc} \cdot 2 \int_0^{+\infty} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_1 t) dt \\ F_a(-\omega_1) = A_{abc} \cdot 2 \int_0^{+\infty} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_1 t) dt \end{cases}. \quad (20)$$

Como $F_a(\omega_1) = F_a(-\omega_1)$, verifica-se que, de fato, as componentes harmônicas de um sinal real são simétricas em frequências positivas e negativas.

Por outro lado, ao analisar a representação complexa do sinal trifásico no domínio do tempo, ilustrado na Figura 3d, observa-se que s_β está defasado em $\frac{\pi}{2}$ em relação a s_α , de forma que o vetor espacial pode ser definido como

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = A_{\alpha\beta} (\cos(\omega_1 t) + j \text{sen}(\omega_1 t)), \quad (21)$$

em que, ao considerar a transformada de Clarke invariante em amplitude, tem-se $A_{\alpha\beta} = A_{abc}$. Portanto, analogamente à transformada do sinal real, a transformada de Fourier do vetor espacial é dada por

$$F_{\alpha\beta}(\omega) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} [\cos(\omega_1 t) + j \text{sen}(\omega_1 t)] \cdot [\cos(\omega t) - j \text{sen}(\omega t)] dt. \quad (22)$$

Contudo, a Equação (22) ainda pode ser simplificada ao expandir os termos do produto e cancelar as integrais nulas resultantes. Com isso, a transformada de Fourier passa a ser calculada por

$$F_{\alpha\beta}(\omega) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega t) dt + A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{sen}(\omega_1 t) \text{sen}(\omega t) dt. \quad (23)$$

Segundo Neto, Neves e Souza (2020), o espectro harmônico de vetores espaciais não é simétrico em relação à frequência. Por consequência, torna-se importante avaliar tanto o espectro harmônico positivo quanto o espectro harmônico negativo do vetor espacial. Essa característica pode ser verificada, no exemplo apresentado acima, ao substituir ω por ω_1 e $-\omega_1$ rad/s na Equação (23) e realizar a mesma análise feita para o sinal real. Ao fazer isso, observa-se que

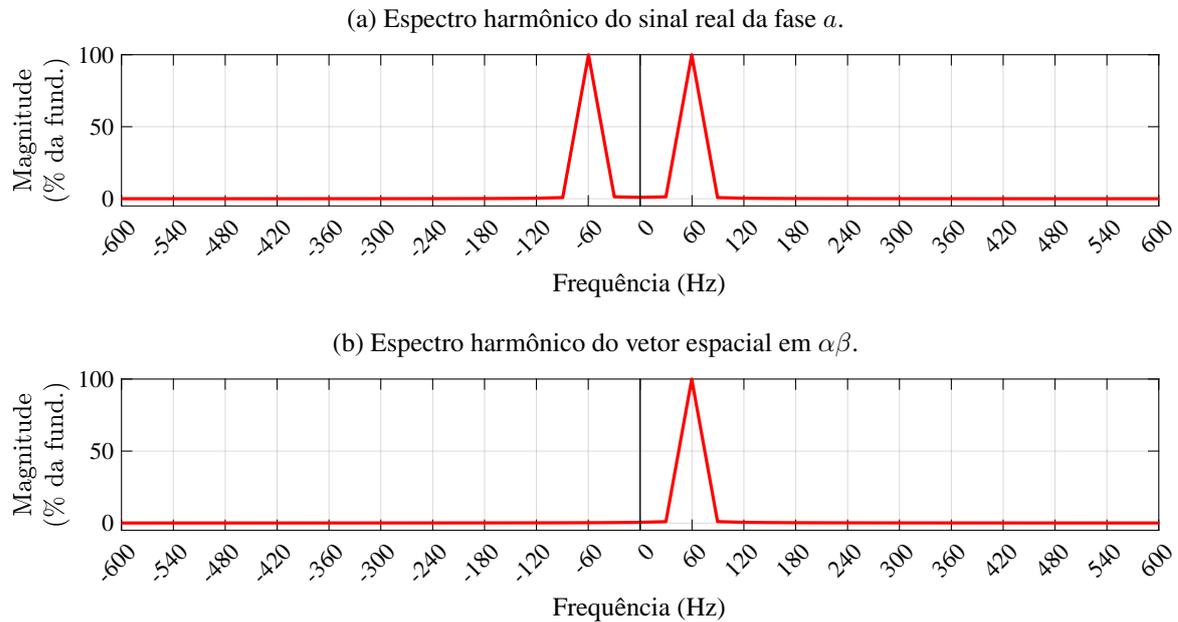
$$\begin{cases} F_{\alpha\beta}(\omega_1) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} [\cos(\omega_1 t)]^2 dt + A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} [\text{sen}(\omega_1 t)]^2 dt. \\ F_{\alpha\beta}(-\omega_1) = A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} [\cos(\omega_1 t)]^2 dt - A_{abc} \int_{-\infty}^{+\infty} [\text{sen}(\omega_1 t)]^2 dt \end{cases}. \quad (24)$$

Como $F_{\alpha\beta}(\omega_1) \neq F_{\alpha\beta}(-\omega_1)$, verifica-se que, de fato, as componentes harmônicas de um vetor espacial não são simétricas em frequências positivas e negativas.

Como exposto anteriormente, o espectro harmônico de um sinal real (Figura 4a) e de um sinal complexo (Figura 4b) são diferentes. Isso ocorre porque o sinal real é simétrico em relação às frequências positivas e negativas, enquanto, no caso do sinal complexo, o sinal da frequência (+ ou -) indica a sequência de fases da componente harmônica avaliada e o sentido de rotação do vetor espacial. Em outras palavras, ao avaliar o espectro harmônico de um vetor espacial, as harmônicas positivas representam as componentes de sequência positiva, enquanto as harmônicas negativas representam as componentes de sequência negativa.

Com foco na obtenção prática desses dados a partir de um vetor espacial, a seguir é apresentada uma análise mais detalhada da implementação da transformada de Fourier para sinais de tempo discreto.

Figura 4 – Diferença entre os espectros harmônicos do sinal real e do vetor espacial com frequência $\omega_1 = 60Hz$ de sequência positiva.



Fonte: O Autor.

2.2 Transformada de Fourier Discreta

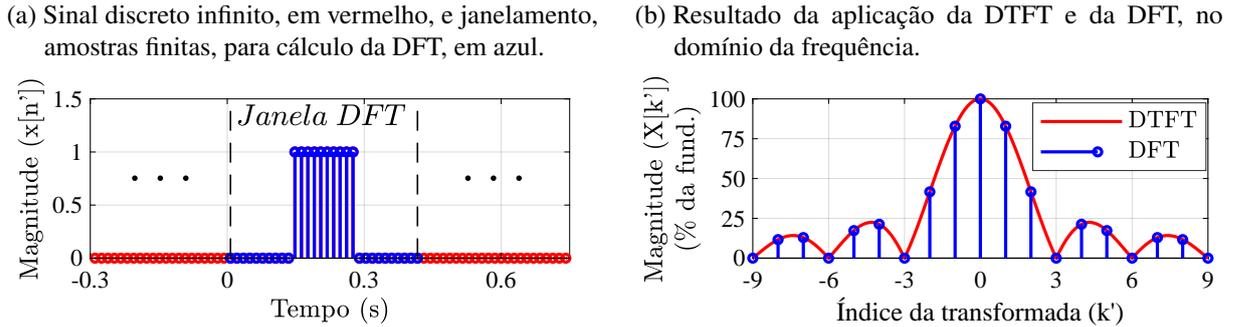
A avaliação do espectro harmônico de sinais trifásicos é de grande importância em diversas subáreas da engenharia elétrica, especialmente em qualidade de energia, que é o foco do presente trabalho. A compreensão das componentes harmônicas de um sinal permite identificar frequências dominantes, avaliar a contaminação harmônica, detectar ruídos indesejados e reconhecer características importantes dos sistemas, o que facilita a análise e o diagnóstico de problemas em equipamentos e sistemas. Nesse contexto, a Transformada de Fourier é uma solução eficaz para essa análise, permitindo calcular e examinar o espectro harmônico de sinais de tempo discreto e facilitando a implementação de técnicas de filtragem, modulação e processamento de sinais.

A Transformada de Fourier, de forma geral, é uma transformação matemática que converte um sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência, permitindo a análise de suas componentes espectrais. Apesar de sua importância, essa transformada não pode ser implementada em dispositivos de processamento digital de sinais, que operam com sinais de tempo discreto. Para essa finalidade, é definido na literatura a Transformada de Fourier de Tempo Discreto (DTFT - *Discrete Time Fourier Transform*). A DTFT converte um sinal discreto do domínio do tempo para o domínio da frequência, resultando em uma função contínua em frequência (exemplificado na Figura 5). A DTFT pode ser aplicada a sinais discretos com espectro contínuo e comprimento infinito (OPPENHEIM; SCHAFER, 2013).

Devido à natureza finita dos sinais utilizados em sistemas digitais, a DTFT não pode ser calculada diretamente nesses sistemas. Para contornar essa limitação, foi desenvolvida a

Transformada de Fourier Discreta (DFT - *Discrete Fourier Transformer*), que permite a análise espectral de sinais de comprimento finito. Nesse contexto, a DFT fornece amostras discretas no domínio da frequência correspondentes à DTFT (OPPENHEIM; SCHAFER, 2013), como ilustrado na Figura 5, viabilizando sua implementação viável em sistemas digitais. A Tabela 1 apresenta um resumo das características e aplicações da Transformada de Fourier, Série de Fourier, DFT e DTFT.

Figura 5 – Diferenciação da DTFT para a DFT.



Fonte: O Autor.

Tabela 1 – Caracterização da Transformada de Fourier, Série de Fourier, DFT e DTFT em função do sinal de entrada analisado.

		Comprimento Avaliado do Sinal de Entrada	
		Finito (ou intervalo de sinal periódico)	Infinito (sinal não-periódico)
Representação do Sinal de Entrada	Tempo Discreto	<p><u>DFT</u></p> $X[k'] = \sum_{n'=0}^{N'-1} x[n'] e^{-j\omega_k n'}$ <p>em que $k' = 0, 1, \dots, N' - 1$</p>	<p><u>DTFT</u></p> $X(\omega) = \sum_{n'=-\infty}^{\infty} x[n'] e^{-j\omega n'}$ <p>em que $\omega \in (-\pi, \pi)$</p>
	Tempo Contínuo	<p><u>Série de Fourier</u></p> $X[k'] = \int_0^T x(t) e^{-j\omega_k t} dt$ <p>em que $k' = -\infty, \dots, +\infty$</p>	<p><u>Transformada de Fourier</u></p> $X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$ <p>em que $\omega \in (-\infty, +\infty)$</p>

Fonte: O Autor.

Essas abordagens de transformação de um sinal para o domínio da frequência também podem ser estendidas para a análise de sinais trifásicos. Utilizando vetores espaciais, apresentados na Seção 2.1, pode-se representar um sinal trifásico como um vetor espacial, ou seja, como um sinal complexo. Dessa forma, é possível calcular a DFT do sinal $\vec{s}_{\alpha\beta}$ conforme apresentado em (OPPENHEIM; SCHAFER, 2013).

É importante perceber que a DFT assume implicitamente que o sinal analisado é periódico com período N' , mesmo que, na prática, seja aplicada a sinais de duração finita que não são necessariamente periódicos. Por essa razão, sua implementação matemática segue a mesma

estrutura da Série de Fourier Discreta, pois ambas utilizam somas finitas de exponenciais complexas. No entanto, a diferença fundamental está na interpretação dos resultados: enquanto a Série de Fourier Discreta representa um sinal intrinsecamente periódico, a DFT impõe essa periodicidade ao sinal analisado, o que pode introduzir efeitos como o vazamento espectral (OPPENHEIM; SCHAFER, 2013).

Devido à similaridade matemática entre a definição da Série de Fourier Discreta e a equação de implementação da DFT, a seguir, a Série de Fourier Discreta é utilizada no desenvolvimento matemático apresentado. Assim, sendo $\tilde{x}[k']$ um sinal discreto complexo periódico em N' amostras, sua representação pela Série de Fourier Discreta é dada por:

$$\tilde{x}[n'] = \frac{1}{N'} \sum_{k'} \tilde{X}[k'] e^{j(2\pi/N')k'n'}, \quad (25)$$

onde k' é um número inteiro, N' é o número de amostras utilizado para o cálculo da transformada discreta, e $\tilde{X}[k']$ representa a magnitude e fase do sinal para uma determinada frequência. Devido à simetria presente na exponencial $e^{j(2\pi/N')k'n'}$, o número máximo de exponenciais necessárias para essa representação é N' , resultando na seguinte forma alternativa da Equação (25):

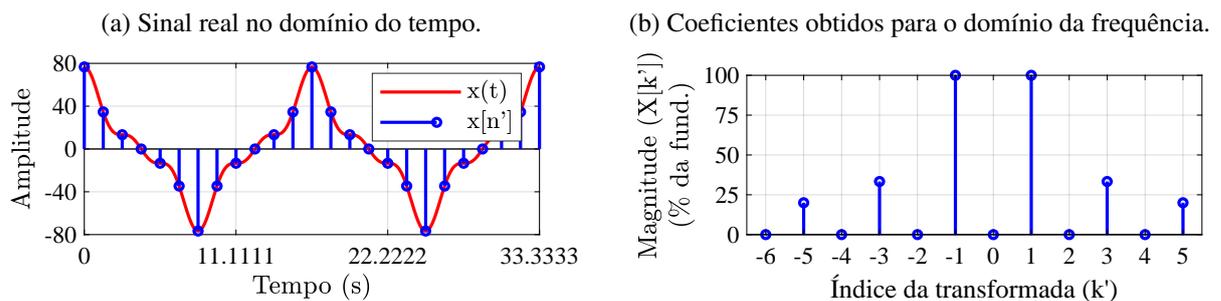
$$\tilde{x}[n'] = \frac{1}{N'} \sum_{k'=0}^{N'-1} \tilde{X}[k'] e^{j(2\pi/N')k'n'}. \quad (26)$$

Por outro lado, os coeficientes da Série de Fourier Discreta $\tilde{X}[k']$ também podem ser obtidos a partir do sinal discreto $\tilde{x}[n']$, sendo calculados por:

$$\tilde{X}[k'] = \sum_{n'=0}^{N'-1} \tilde{x}[n'] e^{-j(2\pi/N')k'n'}. \quad (27)$$

Com base na Equação (27), ao considerar que o sinal discreto $\tilde{x}[n']$ é real, observa-se que os coeficientes $\tilde{X}[k']$ são simétricos em relação às componentes harmônicas, como ilustrado na Figura 6. Adicionalmente, ao analisar (27) e (26), percebe-se que os coeficientes da Série de Fourier Discreta diferem das magnitudes das componentes harmônicas do sinal avaliado por um fator de $1/N'$, o que é uma característica natural da transformada.

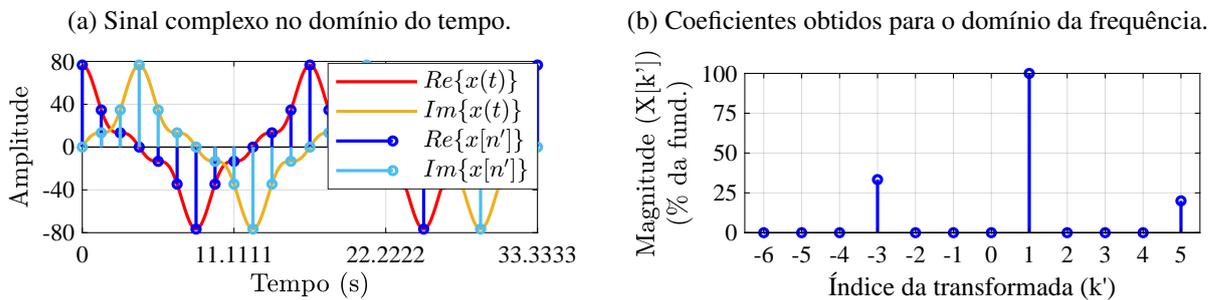
Figura 6 – Representação de um sinal real e dos coeficientes obtidos após a aplicação da DFT.



Fonte: O Autor.

No entanto, como discutido anteriormente, essa análise pode ser estendida para vetores espaciais. Assim, sendo $\tilde{x}[n']$ um vetor espacial, ou seja, um sinal complexo, o sinal de saída $\tilde{X}[k']$ apresentará um espectro harmônico assimétrico, conforme ilustrado na Figura 7. Como a DFT só consegue avaliar coeficientes k' positivos, a obtenção do espectro harmônico é realizada em duas etapas. Primeiro, calcula-se a DFT do sinal complexo formado a partir do sinal trifásico a ser analisado, obtendo-se assim o espectro positivo. Em seguida, invertem-se duas das fases do sinal trifásico analisado e refaz-se a DFT para obter o espectro negativo. Dessa forma, a avaliação dos espectros positivo e negativo de um vetor espacial demanda a implementação de duas DFTs.

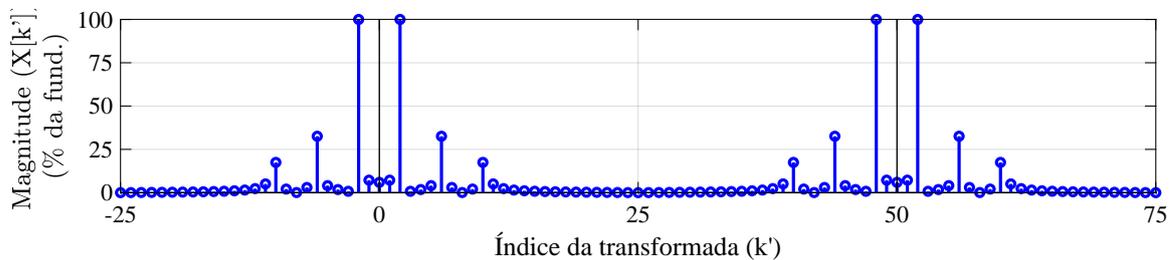
Figura 7 – Representação de um sinal complexo e dos coeficientes obtidos após a aplicação da DFT.



Fonte: O Autor.

Devido à natureza da Transformada de Fourier Discreta e ao processo de amostragem de sinais, os coeficientes $\tilde{X}[k']$ se repetem periodicamente a cada N' elementos, conforme ilustrado na Figura 8. Contudo, isso não é um problema para a análise do espectro harmônico de um sinal. Na verdade, se o sinal for limitado em banda e respeitar o teorema da amostragem de Nyquist, seu espectro harmônico será avaliado apenas no intervalo $-N'/2 < k' < N'/2$, sendo as componentes harmônicas que aparecem em torno de $k' = N'$ e de seus múltiplos replicações espectrais decorrentes do processo de amostragem.

Figura 8 – Replicação espectral das componentes harmônicas do sinal a cada $N' = 50$.



Fonte: O Autor.

É importante perceber, ainda, que a saída da DFT é uma sequência de números complexos. Consequentemente, para realizar a análise apresentada nas Figuras 6, 7 e 8, é necessário calcular a magnitude e a fase dos termos da sequência. Para isso, pode-se utilizar o seguinte conjunto de

equações:

$$\begin{cases} |\tilde{X}[k']| = \sqrt{\text{Re}(\tilde{X}[k'])^2 + \text{Im}(\tilde{X}[k'])^2} \\ \angle \tilde{X}[k'] = \arctan\left(\frac{\text{Im}(\tilde{X}[k'])}{\text{Re}(\tilde{X}[k'])}\right) \end{cases} \quad (28)$$

Além disso, para o cálculo da DFT, é necessário determinar o valor de N' , dado por:

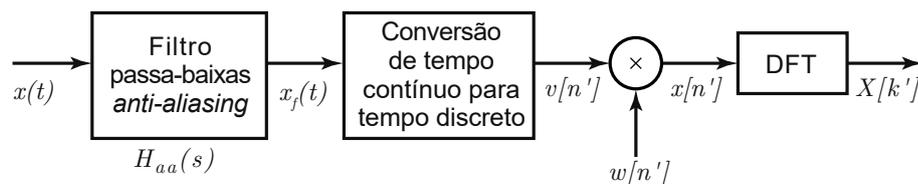
$$N' = \text{int} \cdot \frac{F_s}{F_n}, \quad (29)$$

em que F_n e F_s são, respectivamente, a frequência fundamental do sinal avaliado e a frequência de amostragem. Para a análise das harmônicas inteiras do sinal, é fundamental que N' contenha um número inteiro de ciclos da frequência fundamental. Finalmente, a variável int pode ser qualquer número inteiro maior ou igual a um.

2.2.1 Implementação da DFT em Sinais de Tempo Contínuo

Apesar da DFT ser matematicamente definida para ser aplicada a sequências de comprimento finito, como ilustrado na Tabela 1, muitas vezes é necessário implementá-la de forma *online*. Para isso, faz-se necessário, primeiramente, converter o sinal contínuo em um sinal de tempo discreto e, em seguida, delimitar o conjunto de dados que será processado pela DFT. Assim, as etapas básicas da aplicação da DFT a sinais de tempo contínuo são apresentadas na Figura 9.

Figura 9 – Etapas de processamento da análise de Fourier em tempo discreto de um sinal de tempo contínuo.



Fonte: Adaptado de (OPPENHEIM; SCHAFER, 2013).

A conversão de um sinal contínuo em um sinal digital, representado por uma sequência infinita de impulsos discretos, introduz limitações na frequência dos sinais que podem ser adequadamente processados e reconvertidos para o domínio contínuo. Segundo o teorema da amostragem de Shannon (1949), para que um sinal contínuo seja completamente representado em sua forma discreta, ele não deve conter componentes de frequência maiores que ω , sendo necessária uma taxa de amostragem de pelo menos 2ω . Caso contrário, ocorre o fenômeno de *aliasing*, no qual frequências superiores ao limite introduzem distorções irreversíveis no sinal. Para evitar esse problema, normalmente utiliza-se um filtro analógico passa-baixas *anti-aliasing*, que atenua componentes de alta frequência antes do processo de amostragem, garantindo a fidelidade do sinal discreto. Essa abordagem é necessária em abordagens práticas, como na implementação

de transformadas de Fourier, em que a análise espectral é realizada até o coeficiente $N'/2 - 1$ ao invés de $N' - 1$, como discutido por Neves et al. (2011).

Na Figura 9, o termo $w[n']$ representa uma janela aplicada ao sinal discretizado $v[n']$ para limitar seu comprimento a uma sequência finita $x[n']$, adequada para a aplicação da DFT. Esse processo de janelamento é essencial, pois a DFT só pode ser calculada para sequências de comprimento definido. Além disso, a escolha do tamanho da janela influencia diretamente a resolução espectral, garantindo maior precisão na análise do sinal.

Conforme discutido anteriormente, a DFT pode ser calculada através da Equação (27), que é reproduzida a seguir:

$$\tilde{X}[k'] = \sum_{n'=0}^{N'-1} \tilde{x}[n'] e^{-j(2\pi/N')k'n'}. \quad (30)$$

Para implementar essa equação, considerando $0 \leq k' \leq N-1$, são necessárias N'^2 multiplicações complexas e $N'(N' - 1)$ adições complexas, em cada período de amostragem (CHAUHAN; SINGH, 2022). Esse cálculo pode ser computacionalmente oneroso para o processador digital de sinais responsável pelo controle da planta. Como alternativa, uma solução comumente adotada para contornar esse problema é o uso da *Sliding DFT* (JACOBSEN; LYONS, 2003).

A *Sliding DFT* é um algoritmo recurso que computa a DFT amostra a amostra, distribuindo o esforço computacional ao longo de múltiplos períodos de amostragem, em vez de concentrá-lo em um único período (DUDA, 2010). Para compreender seu funcionamento, pode-se analisar o cálculo da DFT para um janelamento de cinco amostras ($N' = 5$), considerando os intervalos em que $n' \in [0, 4]$ e $n' \in [1, 5]$, ilustrados na Figura 10 em azul e verde, respectivamente. Para o primeiro intervalo, a DFT é dada por

$$\tilde{X}^{(1)}[k'] = \sum_{n'=0}^4 \tilde{x}[n'] e^{-j(2\pi/N')k'n'}, \quad (31)$$

enquanto, para o segundo intervalo, a DFT é calculada como

$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \sum_{n'=1}^5 \tilde{x}[n'] e^{-j(2\pi/N')k'n'}. \quad (32)$$

Nas Equações (31) e (32), os índices ⁽¹⁾ e ⁽²⁾ representam os intervalos usados para o cálculo de $\tilde{X}[k']$, sendo o intervalo ⁽¹⁾ imediatamente anterior a ⁽²⁾. Esses índices também são usados adiante na representação de sequências no domínio da amostra, em que

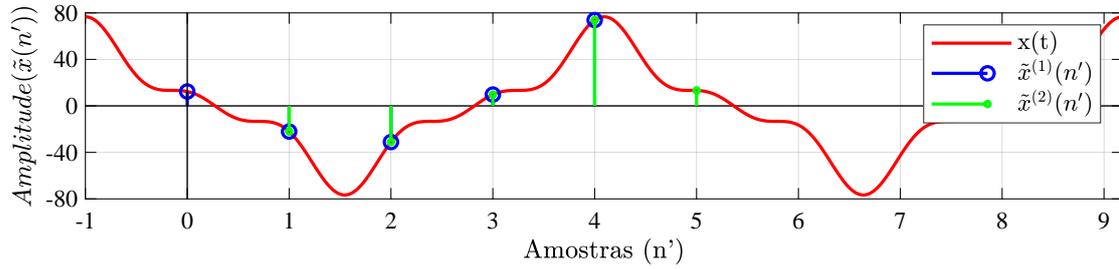
$$\tilde{x}^{(i)}[n'] = \left\{ \tilde{x}[i-1], \tilde{x}[i], \dots, \tilde{x}[(i-1) + (N' - 1)] \right\}, \quad (33)$$

considerando N' um janelamento genérico.

Nesse contexto, observando a Figura 10, percebe-se que $\tilde{x}^{(1)}[n']$ pode ser representado como

$$\tilde{x}^{(1)}[n'] = \left\{ \tilde{x}[0], \tilde{x}[1], \dots, \tilde{x}[N' - 2], \tilde{x}[N' - 1] \right\}, \quad (34)$$

Figura 10 – Representação do sinal discreto obtido para $\tilde{x}^{(1)}[n']$ e $\tilde{x}^{(2)}[n']$ para um janelamento de $N' = 5$.



Fonte: O Autor.

e $\tilde{x}^{(2)}[n']$, de forma análoga, é representado como

$$\tilde{x}^{(2)}[n'] = \left\{ \tilde{x}[1], \tilde{x}[2], \dots, \tilde{x}[N' - 1], \tilde{x}[N'] \right\}. \quad (35)$$

Ao avaliar as Equações (34) e (35), observa-se que a diferença entre a sequência $\tilde{x}^{(2)}[n']$ da sequência $\tilde{x}^{(1)}[n']$ é a exclusão do elemento mais antigo ($\tilde{x}[0]$) e a inclusão do elemento mais recente ($\tilde{x}[N']$). Como consequência, pode-se utilizar essa característica para calcular $\tilde{X}^{(2)}[k']$ com um menor esforço computacional, se já se conhece $\tilde{X}^{(1)}[k']$.

De acordo com Chauhan e Singh (2022) e considerando um N' genérico, a Equação (32) pode ser reescrita levando em conta um deslocamento de uma amostra do sinal original, em vez de uma mudança no índice do somatório, para representar a transição da sequência de entrada de $\tilde{X}^{(1)}[k']$ para $\tilde{X}^{(2)}[k']$. Dessa forma, a representação

$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \sum_{n'=1}^{N'} \tilde{x}[n'] e^{-j(2\pi/N')k'n'} \quad (36)$$

pode ser reformulada como

$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \sum_{n'=0}^{N'-1} \tilde{x}[n'+1] e^{-j(2\pi/N')k'n'}. \quad (37)$$

Agora, para simplificar a notação, faz-se a seguinte substituição de variável: $p' = n' + 1$, obtendo-se

$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \sum_{p'=1}^{N'} \tilde{x}[p'] e^{-j(2\pi/N')k'(p'-1)}. \quad (38)$$

Contudo, a Equação (38) pode ser reescrita como

$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \sum_{p'=0}^{N'-1} \tilde{x}[p'] e^{-j(2\pi/N')k'(p'-1)} + \tilde{x}[N'] e^{-j(2\pi/N')k'(N'-1)} - \tilde{x}[0] e^{-j(2\pi/N')k'(-1)}, \quad (39)$$

que, por sua vez, pode ser manipulada para obter

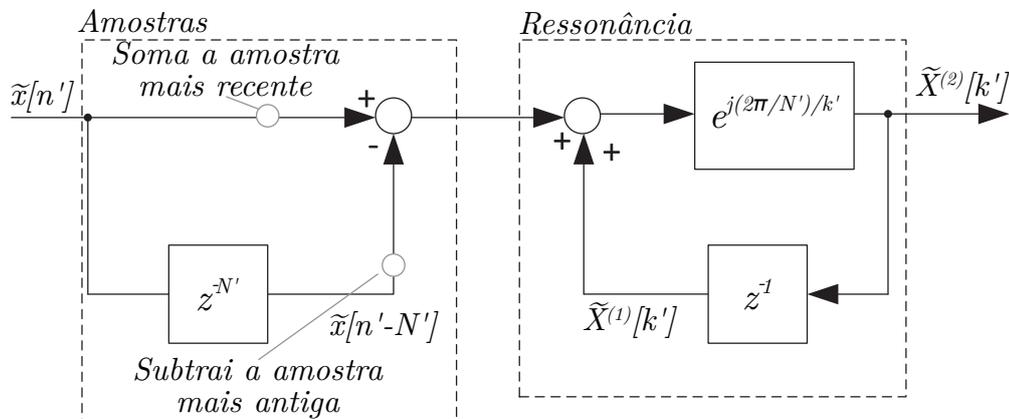
$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \left(\sum_{p'=0}^{N'-1} \tilde{x}[p'] e^{-j(2\pi/N')k'p'} + \tilde{x}[N'] e^{-j(2\pi/N')k'N'} - \tilde{x}[0] \right) e^{j(2\pi/N')k'}. \quad (40)$$

Uma vez que k' assume apenas valores inteiros, então tem-se que $e^{-j(2\pi/N')k'N'} = 1$. Dessa forma, ao utilizar a definição usual da DFT, observa-se que a Equação (40) pode ser reescrita como:

$$\tilde{X}^{(2)}[k'] = \left(\tilde{X}^{(1)}[k'] + \tilde{x}[N'] - \tilde{x}[0] \right) e^{j(2\pi/N')k'}. \quad (41)$$

A partir desse desenvolvimento, verifica-se que a *Sliding DFT* é, de fato, um algoritmo recursivo, o que permite sua implementação por meio do filtro digital ilustrado na Figura 11. Utilizando essa abordagem, observa-se que a *Sliding DFT* pode ser computada apenas com uma soma, uma subtração e uma multiplicação por um número complexo, para cada k' , tornando-se significativamente menos custosa do que a implementação convencional da DFT.

Figura 11 – Diagrama de blocos do filtro que implementa a *Sliding DFT*.



Fonte: Adaptado de (NEVARANTA et al., 2016).

2.2.2 Cálculo de THD e VTHD

O cálculo da Transformada de Fourier é fundamental para a análise espectral de sinais em engenharia elétrica, especialmente na identificação e mitigação da contaminação harmônica em sistemas elétricos. Em redes de potência, a presença de cargas não lineares, como conversores eletrônicos e motores acionados por inversores, gera componentes harmônicas que distorcem a forma de onda da tensão e da corrente, afetando a eficiência e a confiabilidade dos equipamentos. Nesse contexto, a aplicação da DFT permite decompor o sinal no domínio da frequência, possibilitando a detecção das harmônicas indesejadas e a quantificação de suas magnitudes.

Na literatura e nas normas técnicas, uma unidade de medida amplamente utilizada para quantificar a contaminação harmônica é a Distorção Harmônica Total (THD – *Total Harmonic Distortion*), que expressa a relação entre a soma das componentes harmônicas e a fundamental do sinal. Normas como a IEEE 519-2014 (LANGELLA et al., 2014) e o Módulo 8 do PRODIST (ELÉTRICA, 2012) estabelecem limites para a THD em sistemas elétricos, garantindo a qualidade da energia e minimizando os impactos adversos em equipamentos sensíveis e na rede elétrica como um todo.

Conforme discutido por Neves et al. (2011), a THD é usada como métrica para quantificar a distorção em um sinal monofásico, sendo calculado como

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} (S_{rms}(h))^2}{(S_{rms}(1))^2}}, \quad (42)$$

onde $S_{rms}(h)$ é o valor eficaz da magnitude do sinal na harmônica h , além disso, esse cálculo ignora a componente de corrente contínua ($h = 0$). Para fins computacionais, o cálculo da THD pode ser truncado em uma máxima harmônica desejada para a análise.

Para aplicações trifásicas, a THD continua sendo uma métrica útil para quantificar a distorção harmônica, porém, é necessário calcular a THD separadamente para cada uma das três fases. Como alternativa para obter uma avaliação global da contaminação harmônica no sistema através de um único índice, Neves et al. (2011) propôs o uso da Distorção Harmônica Total Vetorial (VTHD – *Vectorial Total Harmonic Distortion*), que considera a contribuição harmônica das três fases em uma única métrica. Esse parâmetro é especialmente útil em análises de qualidade de energia, permitindo uma avaliação mais abrangente dos efeitos das harmônicas no sistema elétrico.

Dessa forma, utilizando a notação de vetores espaciais, definida anteriormente na Seção 2.1, Neves et al. (2011) definiu o índice VTHD, calculado como

$$VTHD = \sqrt{\frac{\sum_{h_s=-\infty}^0 |\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}|^2 + \sum_{h_s=2}^{\infty} |\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}|^2}{|\vec{s}_{\alpha\beta}^{(1)}|^2}}, \quad (43)$$

onde $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ representa a componente vetorial do sinal na frequência harmônica h_s , sendo que o sinal de h_s indica se a sequência é positiva ou negativa. A partir dessa equação, observa-se que o índice VTHD é capaz de representar os efeitos das componentes de sequência positiva e negativa no sistema.

2.3 Principais Estratégias de Controle de Corrente Baseadas no Princípio do Modelo Interno para FAP em Paralelo

Dois dos principais objetivos dos sistemas de controle implementados na atualidade são alcançar erro nulo em regime estacionário e rejeitar os distúrbios do sistema. Para atender a esses requisitos de projeto, o sistema de controle precisa respeitar o Princípio do Modelo Interno, definido por Francis e Wonham (1975). Esse princípio estabelece que o sinal de saída de um sistema realimentado seguirá a referência quando o modelo matemático deste estiver incluído na função de transferência de malha aberta (FTMA).

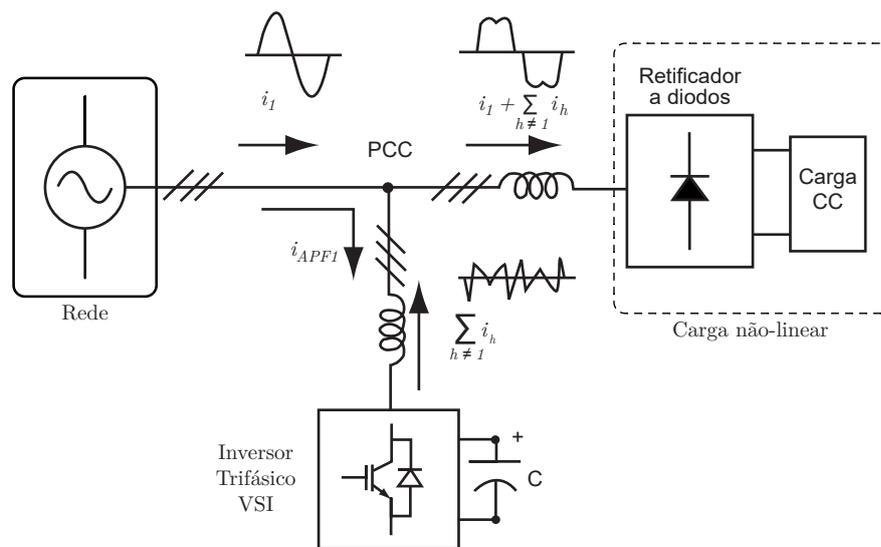
Para exemplificar o Princípio do Modelo Interno, observa-se que, em sistemas de controle com referências contínuas (como um degrau, cujo modelo matemático no domínio de laplace é $(1/s)$), é necessário que a FTMA do sistema tenha um polo na origem. Nesse caso, se a planta não

possuir esse polo, torna-se necessário a inclusão de um integrador no controlador, cuja função de transferência $1/s$ corresponde a representação matemática do sinal em degrau. Essa representação matemática torna-se mais complexa quando a planta a ser controlada é um conversor estático conectado à rede elétrica, pois, em geral, a referência é um sinal CA periódico.

No caso da aplicação alvo deste trabalho, FAP em paralelo (Figura 12), onde os sinais de referência são periódicos, a FTMA deve apresentar um alto ganho nas componentes harmônicas do sinal de referência. Conforme discutido por Limongi et al. (2009), para essa aplicação, considerando as tensões da rede balanceadas, é necessário compensar as harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, as quais são indicadas na Tabela 2.

Nesse contexto, Limongi et al. (2009) e Neto, Neves e Souza (2020) comparam as principais estratégias da literatura utilizadas para controlar um FAP trifásico em paralelo com uma carga retificadora. Dentre essas estratégias, destacam-se: controlador PI em referencial síncrono; múltiplos controladores ressonantes em paralelo; e controlador repetitivo. Essas estratégias de controle são brevemente descritas a seguir.

Figura 12 – Diagrama unifilar de sistema trifásico com FAP em paralelo e carga retificadora.



Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

Tabela 2 – Componentes harmônicas a serem controlada pelo FAP em paralelo.

Harmônicas em referencial estacionário	Sequência	Ordem da harmônica em referencial síncrono da fundamental
1*	Positiva	CC
5	Negativa	6
7	Positiva	6
...
$6k - 1$	Negativa	$6k$
$6k + 1$	Positiva	$6k$

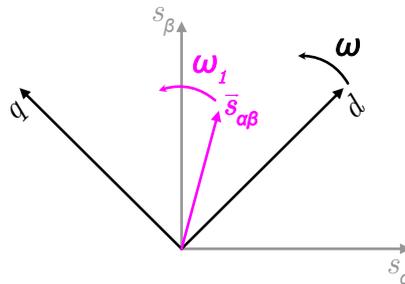
* Componente fundamental

Fonte: Adaptada de (LIMONGI et al., 2009).

2.3.1 Controlador PI Implementado em Referencial Síncrono

Segundo o Princípio do Modelo Interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), um controlador PI (Proporcional e Integral) em referencial estacionário não é capaz de seguir uma referência senoidal com erro nulo em regime permanente. Para contornar esse problema, pode-se utilizar um referencial rotacional dq , ilustrado na Figura 13. Este referencial é implementado de modo a girar a uma velocidade angular, na perspectiva do referencial $\alpha\beta$, de forma que o vetor espacial $\vec{s}_{\alpha\beta}$ fique estacionário, ou seja, $\omega = \omega_1$. Assim, para o sistema de controle, uma senoide de frequência ω_1 no referencial $\alpha\beta$ é representada como uma constante no referencial dq .

Figura 13 – Representação do referencial rotacional dq .



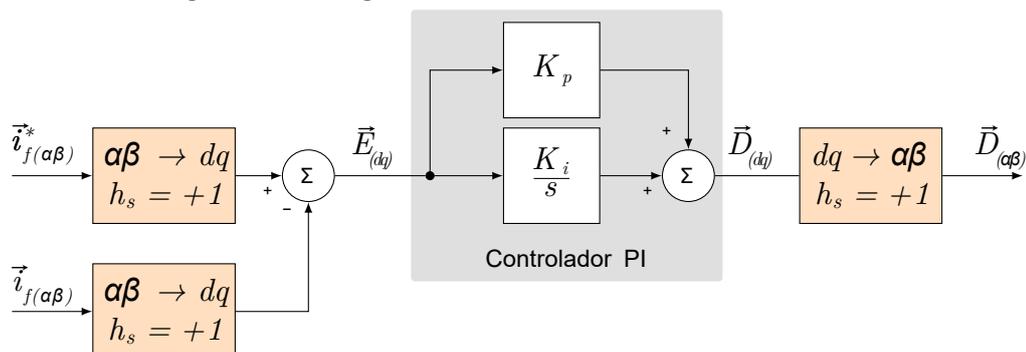
Fonte: O Autor.

A partir dessas considerações, visando obter erro nulo em regime permanente para sistemas de controle com sinais de referência senoidais, o projetista do sistema pode implementar o controle PI em um referencial síncrono dq . Essa abordagem de controle é conhecida na literatura como PI-SRF (*proportional-integral controller in synchronous reference frame*), e seu diagrama de blocos é apresentado na Figura 14, onde os blocos em laranja representam as transformadas de Park. Conforme definido por Ogata, Souza e Tannuri (2010), o controlador PI tem sua função transferência no domínio de Laplace definida por

$$C_{PI}(s) = K_p \cdot \frac{s + K_i/K_p}{s}, \quad (44)$$

apresentando um polo na origem e um zero determinado pelos valores de K_p e K_i .

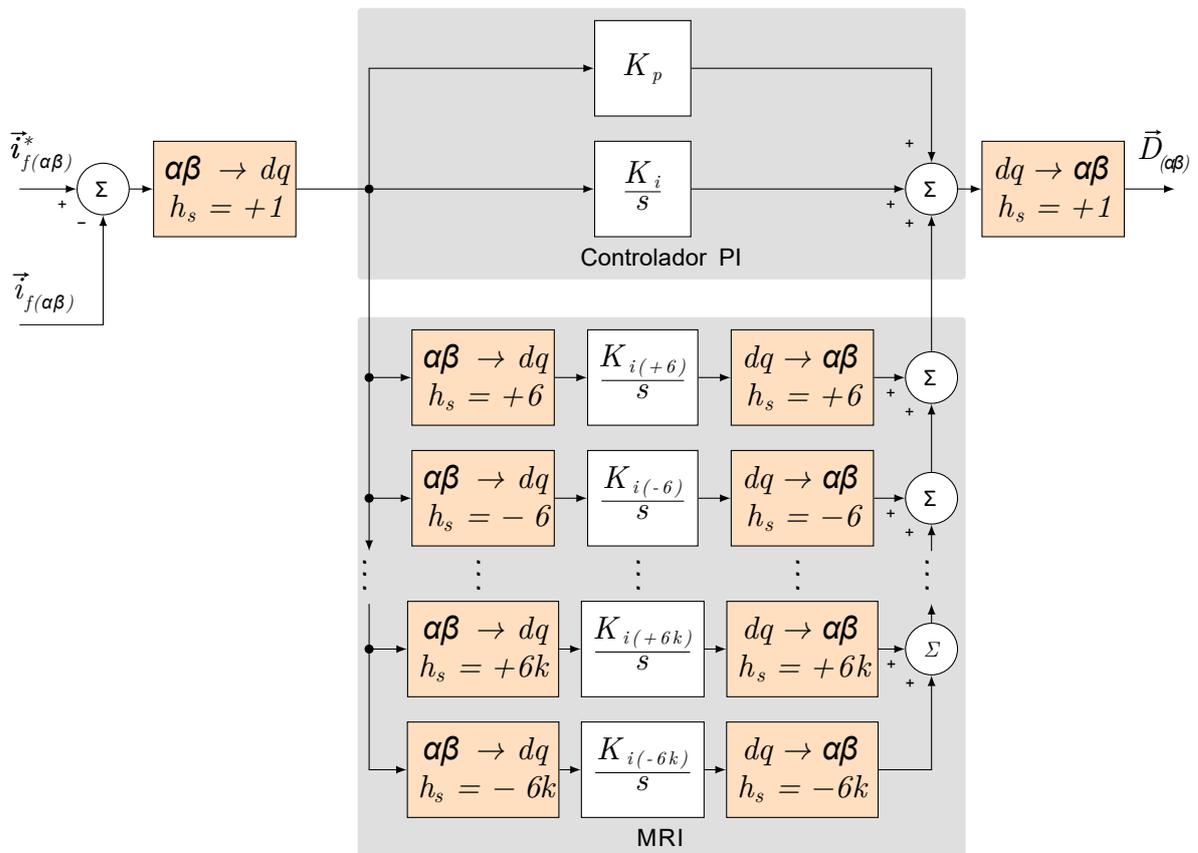
Figura 14 – Diagrama de blocos do controlador PI-SRF.



Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

O controlador PI-SRF é de natureza complexa, portanto, a escolha de h_s , positivo ou negativo, indica a harmônica e sequência em que o controlador apresenta o comportamento desejado. Por isso, para compensar a família de harmônicas da aplicação alvo ($H_s = \{6k+1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$), é necessária a adição de outros controladores PI-SRF em paralelo, com referenciais diferentes. Essa estrutura é nomeada na literatura de PI-MRI (*multiple rotating integrators*) (BOJRUP et al., 1999), podendo ser representada pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Diagrama de blocos do controlador PI-MRI projetado para compensar as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k+1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

O controlador proposto por Bojrup et al. (1999) contém múltiplos integradores, sendo que cada um está em um referencial dq diferente. Como consequência, isso gera a necessidade de múltiplas transformadas entre os referenciais $\alpha\beta$ e dq , exigindo um maior esforço computacional para ser implementado (GHETTI et al., 2010).

2.3.2 Controlador Ressonante

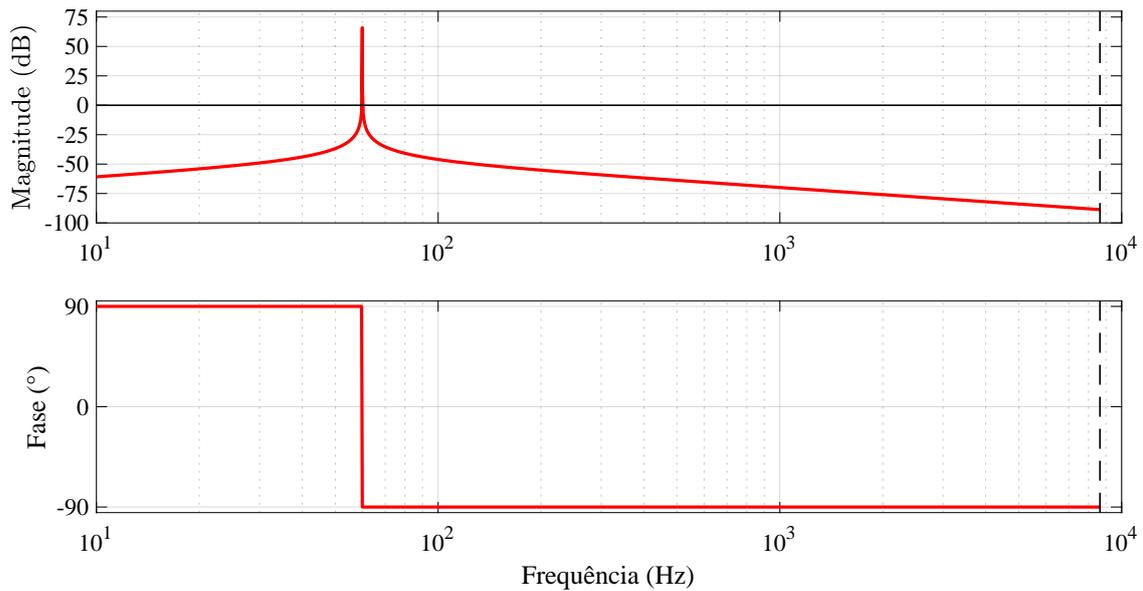
O controlador SOGI (acrônimo de *Second Order Generalized Integrator*), também conhecido como controlador ressonante, é uma solução amplamente utilizada no controle de conversões estáticos conectados à rede elétrica. Essa estrutura de controle se caracteriza por

possuir a seguinte função transferência:

$$C_{SOGI}^{(\pm\omega_0)}(s) = \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (45)$$

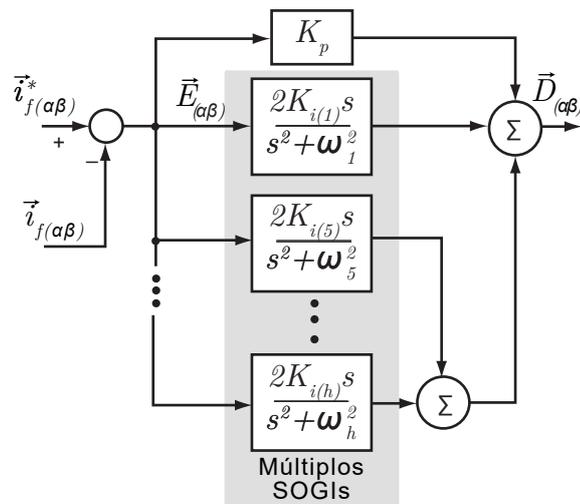
Esse controlador apresenta um ganho elevado na frequência ($\pm\omega_0$), como mostrado na Figura 16. Portanto, para controlar múltiplas frequências, é necessária a associação de vários SOGI, podendo ainda incluir um ganho proporcional K_p , conforme ilustrado na Figura 17.

Figura 16 – diagrama de bode do controlador sogi



Fonte: O Autor.

Figura 17 – Diagrama de blocos do controlador P + múltiplos SOGIs projetado para compensar a família de componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$



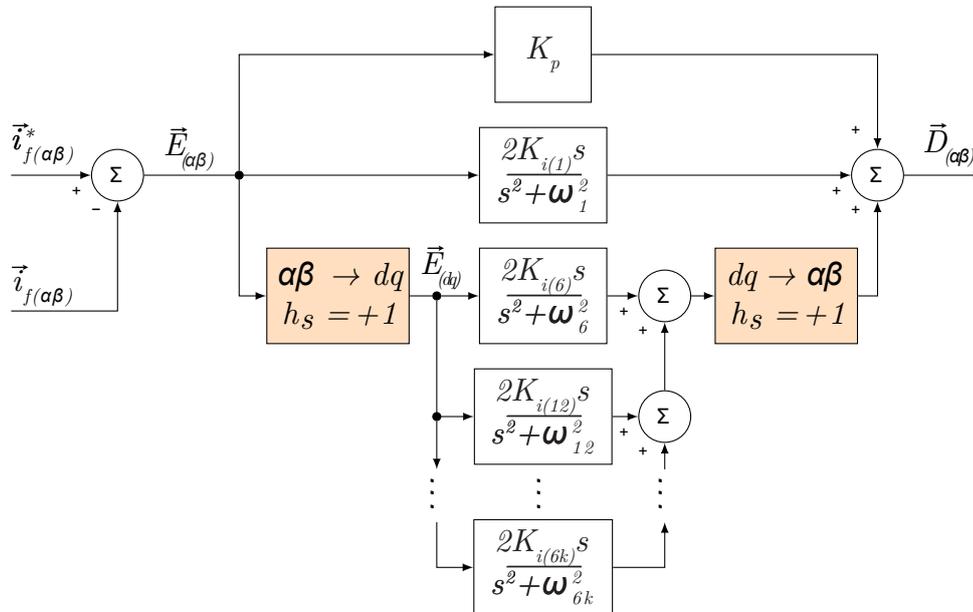
Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

Por ser um controlador real, o SOGI compensa componentes harmônicas de sequência positiva e negativa de forma simétrica (YUAN et al., 2002). Dessa forma, esse controlador é

capaz de corrigir possíveis desbalanços na carga caso as harmônicas de sequência negativa coincidam com aquelas de sequência positiva que estavam sendo controladas. Além disso, por ser um controlador real, mesmo que o sinal de referência só possua componentes harmônicas que pertençam à família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, a família de frequências que o controlador precisa operar é a $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$.

Outra forma da implementação dos integradores SOGIs foi proposta por Bojoi et al. (2005), onde os integradores foram aplicados em um referencial síncrono, como apresentado na Figura 18. Essa estratégia de controle, denominada P-SOGI-SRF, utiliza um SOGI no referencial estacionário $\alpha\beta$ para compensar a componente fundamental de sequência positiva (FFPS - *Fundamental-Frequency Positive-Sequence*), enquanto as demais harmônicas são compensadas por controladores SOGIs no referencial dq síncrono com a FFPS.

Figura 18 – Diagrama de blocos do controlador P-SOGI-SRF projetado para compensar a família de componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$



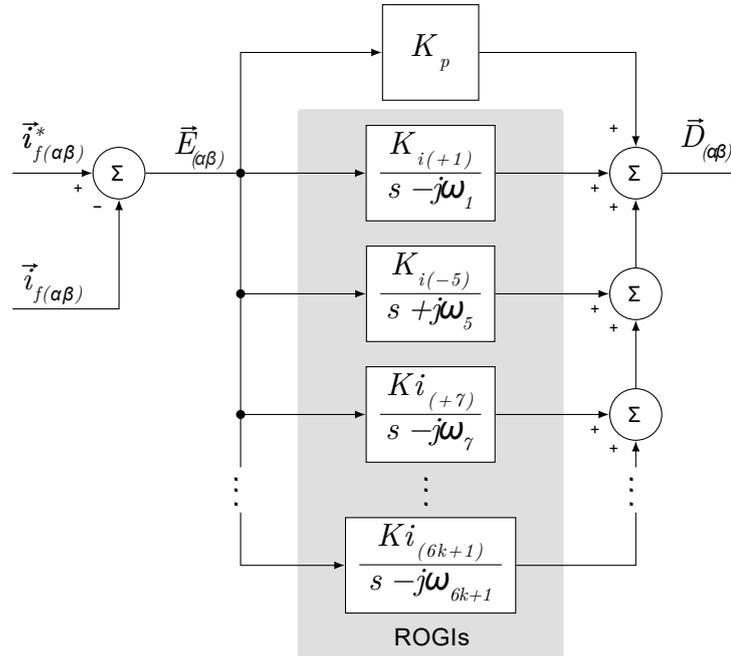
Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

Outra alternativa similar ao integrador SOGI, porém menos usual, é o integrador generalizado de ordem reduzida (ROGI - *Reduced-Order Generalized Integrator*) (BUSADA et al., 2011), que consiste de integradores calculados por

$$C_{ROGI}^{(+\omega_0)}(s) = \frac{K_i}{s - j\omega_0}, \quad (46)$$

nos quais é possível selecionar a sequência e a harmônica que se deseja controlar, ou seja, trata-se de um controlador complexo, cujo diagrama de blocos é ilustrado na Figura 19. Conforme apresentado por Zeng et al. (2014), é possível utilizar múltiplos ROGIs em paralelo, juntamente com um ganho proporcional, para compensar uma família predefinida de componentes harmônicos.

Figura 19 – Diagrama de blocos do controlador P-ROGI projetado para compensar a família de componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$



Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

2.3.3 Controlador Repetitivo

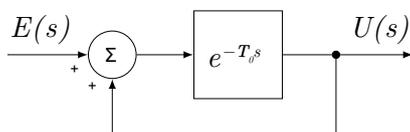
Em aplicações que requerem o controle de múltiplas componentes harmônicas, a solução apresentada na seção anterior exige a implementação de vários controladores ressonantes em paralelo. Isso pode resultar em um aumento significativo do custo computacional e na complexidade do projeto do sistema de controle. Como alternativa, pode-se utilizar o controlador repetitivo, que apresenta a vantagem de fornecer um ganho elevado para uma família de harmônicas desejada sem a necessidade de múltiplos controladores em paralelo.

Em (HARA; OMATA; NAKANO, 1985), é proposto o primeiro controlador repetitivo, representado na Figura 20a, onde o período do sinal a ser controlado é definido por T_0 , e bloco e^{-T_0s} é responsável pelo atraso em T_0 . Posteriormente, com a adição de um ganho proporcional a , Hara et al. (1988) propuseram uma atualização do controlador repetitivo, ilustrada na Figura 20b.

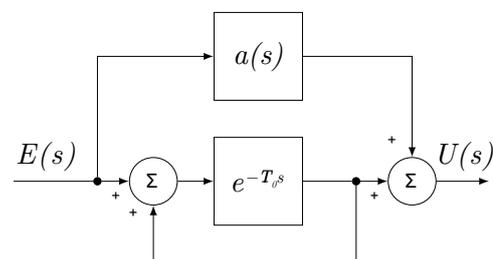
Figura 20 – Diagramas de blocos dos controladores repetitivos propostos por Hara, Omata e Nakano (1985) e Hara et al. (1988).

Fonte: Adaptado de (HARA et al., 1988).

(a) RC proposto em (HARA; OMATA; NAKANO, 1985)



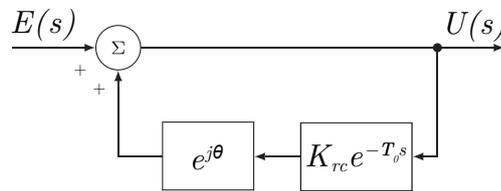
(b) RC proposto em (HARA et al., 1988)



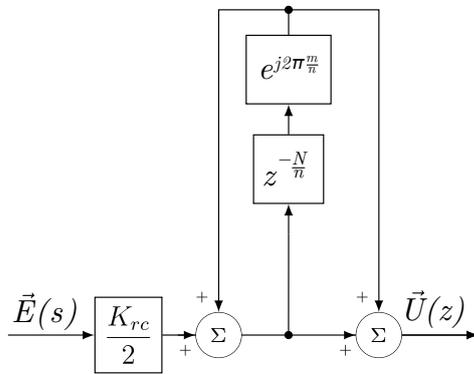
Subsequentemente, outros controladores repetitivos foram propostos, apresentando diferentes diagramas de blocos, conforme ilustrado na Figura 21. O controlador mostrado na Figura 21a foi desenvolvido para a compensação das harmônicas ímpares em sistemas de eletrônica de potência. Já o controlador complexo proposto por Luo et al. (2016), representado na Figura 21b, foi projetado para aplicação em filtro ativo híbrido de potência trifásico em paralelo com uma carga não-linear. Os dois últimos controladores foram propostos para uma aplicação no controle das correntes de um FAP paralelo para compensar as harmônicas demandadas por uma carga retificada, sendo o primeiro um controlador real (Figura 21c) e o segundo um controlador complexo (Figura 21d).

Figura 21 – Diagramas de controladores RCs.

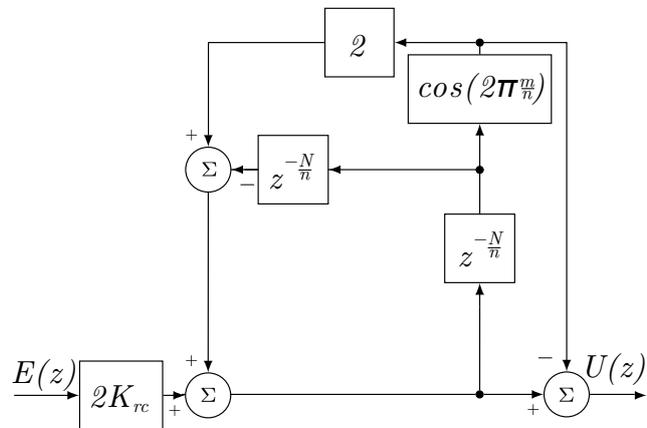
(a) $2k + 1$ RC proposto por Escobar et al. (2006).



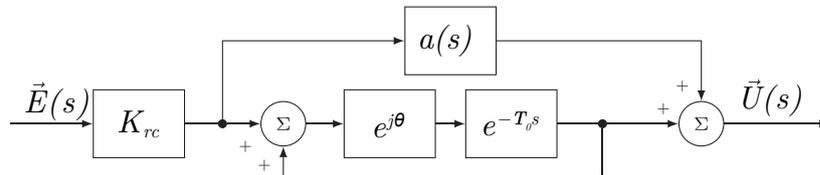
(b) $6k + 1$ RC proposto por Luo et al. (2016) em tempo discreto com filtro $Q(z)$.



(c) $nk \pm m$ RC proposto por Neto et al. (2018) em tempo discreto com filtro $Q(z)$.



(d) $nk + m$ RC proposto por Neto, Neves e Souza (2020).



Devido à variedade de estruturas dos controladores repetitivos propostos na literatura e à diversidade de seus parâmetros, a escolha da solução mais adequada para uma aplicação específica não é trivial. A princípio, essa seleção exigiria um conhecimento vasto por parte do projetista. No entanto, esse desafio pode ser atenuado com o uso de uma abordagem unificada para a avaliação de controladores repetitivos.

2.3.4 Abordagem Unificada para Avaliação de Controladores Repetitivos

Dada a necessidade de uma abordagem unificada para a avaliação de controladores repetitivos, Neto, Neves e Souza (2021) propuseram uma unificação desses controladores por meio de uma célula primitiva repetitiva (PRC - *Primitive Repetitive Cell*), representada na Figura 22. Nessa estrutura, há um ganho proporcional a , um ganho complexo $e^{j2\pi\frac{m}{n}}$ e o atraso de tempo $z^{-\frac{N}{n}}$, onde N é calculado por

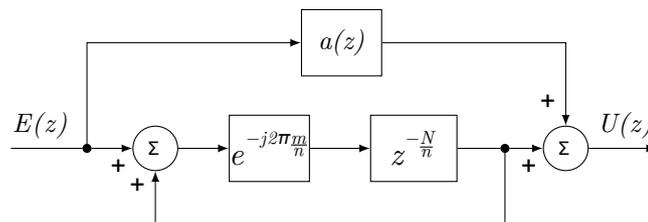
$$N = \frac{F_s}{F_n}, \quad (47)$$

que representa o número de ondas na frequência fundamental que cabem no período de chaveamento. Dos demais parâmetros, n e m são utilizados na definição da família de componentes harmônicas a ser compensada pelo controlador repetitivo:

$$H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}. \quad (48)$$

Nessa família, n é o espaçamento entre as harmônicas a serem controladas e m é o deslocamento da família de harmônicas.

Figura 22 – Figura com os diagramas do PRC proposto em (NETO et al., 2018).

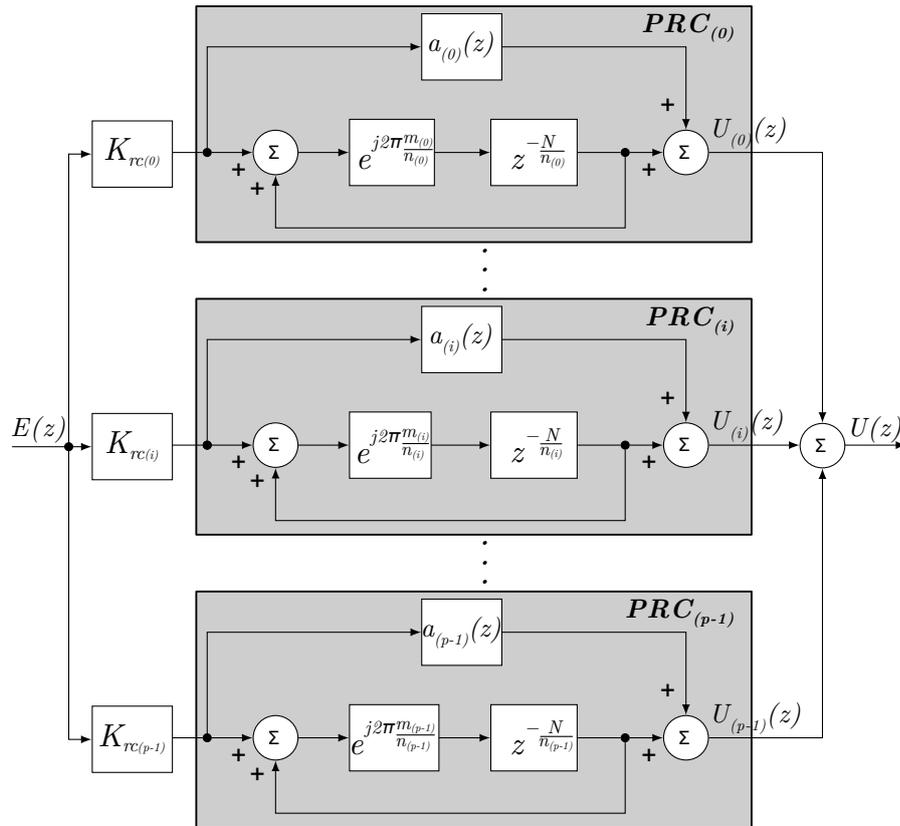


Fonte: Adaptado de (NETO et al., 2018).

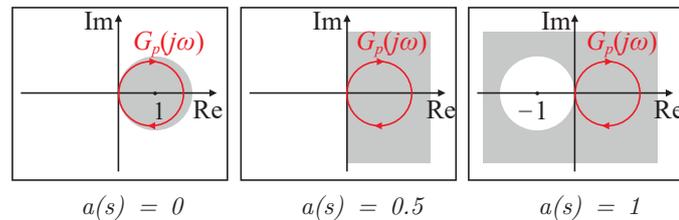
A partir da célula PRC, é possível representar qualquer estrutura de controle repetitivo como uma soma de PRCs em paralelo, conforme mostrado na Figura 23, alterando apenas os parâmetros m , n , a e K_{rc} , onde o último é o ganho do controlador, como visto na Tabela 3. Conforme proposto por Hara, Omata e Nakano (1985), o parâmetro a é utilizado para determinar as características de estabilidade do robô apresentado em (HARA; OMATA; NAKANO, 1985). De fato, a partir de uma análise de estabilidade entrada-saída, descrita por Neto, Neves e Souza (2020), é possível definir uma inequação utilizando a função de transferência da planta. A solução dessa inequação resulta em uma região no plano complexo de Nyquist, denominada domínio de estabilidade (Figura 24). Se o diagrama de Nyquist da planta estiver contido nesse domínio, o controlador repetitivo garantirá a estabilidade entrada-saída.

É possível aumentar o domínio de estabilidade do sistema ao adicionar filtro passa baixa (LPF - *Low-Pass Filter*) dentro da malha do gerador de sinal repetitivo, como mostrado na Figura 25, onde $Q(z)$ pode representar um filtro LPF ou um ganho constante. O impacto de $Q(z)$ na estabilidade do sistema é demonstrado na Figura 26. Neste trabalho, é utilizado um filtro de resposta ao impulso finita (FIR - *Finite Impulse Response*) de fase nula, Q_L , com coeficientes

Figura 23 – Representação dos PRC em paralelo



Fonte: Adaptado de (NETO; NEVES; SOUZA, 2021).

Figura 24 – Três imagens para os domínios de estabilidade com $a = [0, 0.5, 1]$.

Fonte: Adaptado de (HARA; OMATA; NAKANO, 1985).

simétricos b e de ordem $2L$, dado por

$$Q_L(z) = b_0 z^L + b_1 z^{L-1} + \dots + b_L z^0 + \dots + b_1 z^{-(L-1)} + b_0 z^{-L}, \quad (49)$$

como estratégia para o aumento do domínio de estabilidade. Na Figura 27, é ilustrada a diferença no diagrama de Bode do controlador com e sem o filtro.

Apesar de teoricamente funcional, a Equação (49) é não causal, ou seja, depende de informações futuras para ser implementada. Portanto, para sua aplicação em estruturas de controle repetitivo, normalmente ela é geralmente reformulada para obter:

$$Q_L(z) = z^L (b_0 z^0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_L z^L + \dots + b_1 z^{-(2L-1)} + b_0 z^{-(2L)}). \quad (50)$$

Como esse bloco é sempre colocado em cascata com o atraso do controlador repetitivo, os blocos

Tabela 3 – Tabela com os controladores de (NETO; NEVES; SOUZA, 2021).

Esquema do Controlador Repetitivo (Autor, Ano)	Decomposição em PRCs
RC convencional (HARA et al., 1988)	$K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(1k+0)}(a = a(s), s)$
RC para harmônicas ímpares (ESCOBAR et al., 2005)	$2K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(2k+1)}(a = 0, 5, s)$
RC para harmônicas ímpares (ESCOBAR et al., 2006)	$K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(2k+1)}(a = 1, s)$
RC para harmônicas ímpares (ZHOU et al., 2006)	$-K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(2k+1)}(a = 0, z)$
$6k \pm 1$ RC (BRIONES, 2007)	$K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(6k+1)}(a = 0, 5, s) + K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(6k-1)}(a = 0, 5, s)$
$nk \pm m$ RC (LU; ZHOU, 2011)	$K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a = 0, 5, s) + K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk-m)}(a = 0, 5, s)$
PSRC (LU; ZHOU; WANG, 2013)	$\sum_{i=0}^{n-1} K_{rc(i)} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+i)}(a = 0, s)$
$nk \pm m$ RC (LU et al., 2013)	$\frac{K_{rc}}{2} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a = 0, z) + \frac{K_{rc}}{2} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk-m)}(a = 0, z)$
$nk + m$ RC (LUO et al., 2016)	$2K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a = 0, 5, s)$
$nk \pm m$ RC (NETO et al., 2018)	$\frac{K_{rc}}{2} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a = 1, z) + \frac{K_{rc}}{2} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk-m)}(a = 1, z)$
$nk + m$ RC configurável (NETO et al., 2018)	$K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+m_1)}(a = \frac{1+b}{2}, z)$, com $m_1 = m - n/2$
$nk + m$ RC (ZIMANN et al., 2018)	$K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a = 1, z)$

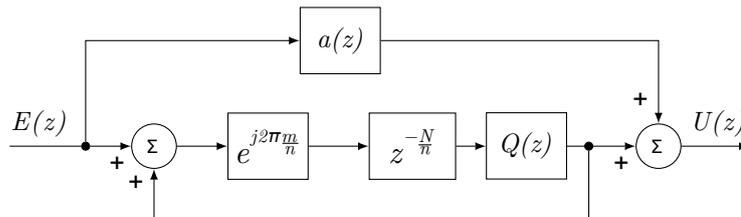
Fonte: Adaptada de (NETO; NEVES; SOUZA, 2021).

presentes em seu núcleo gerador de sinais periódicos podem ser rescritos da seguinte forma:

$$z^{-\frac{N}{n}} Q_L(z) = z^{-\left(\frac{N}{n}-L\right)} (b_0 z^0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_L z^L + \dots + b_1 z^{-(2L-1)} + b_0 z^{-(2L)}). \quad (51)$$

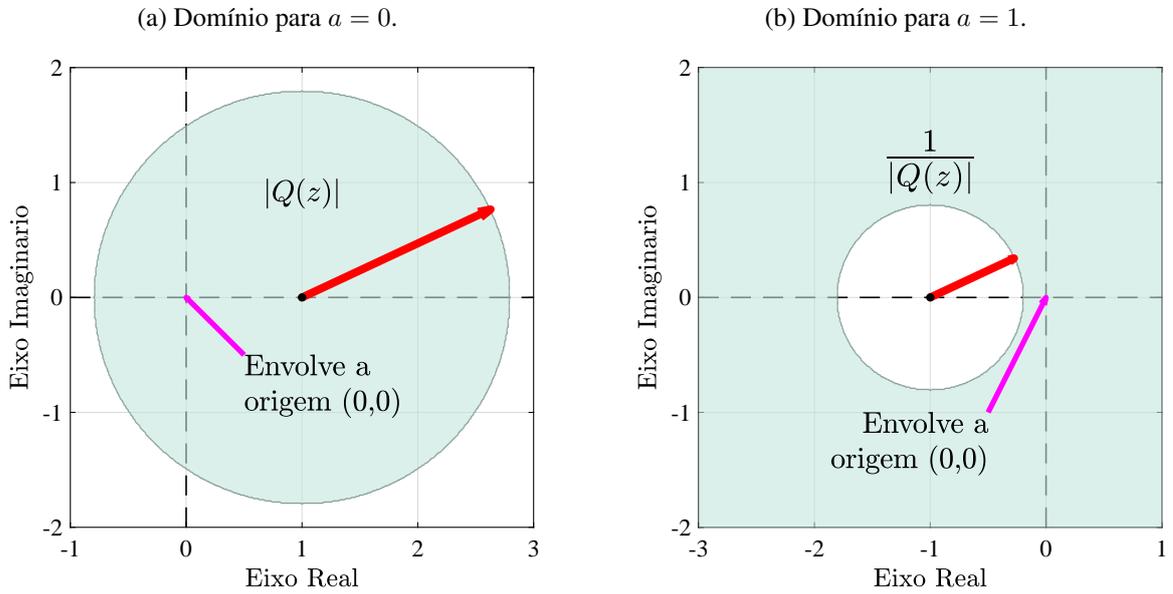
Assim, a equação é causal para $L < \frac{N}{n}$.

Figura 25 – Diagrama do PRC, em tempo discreto, com filtro $Q(z)$.



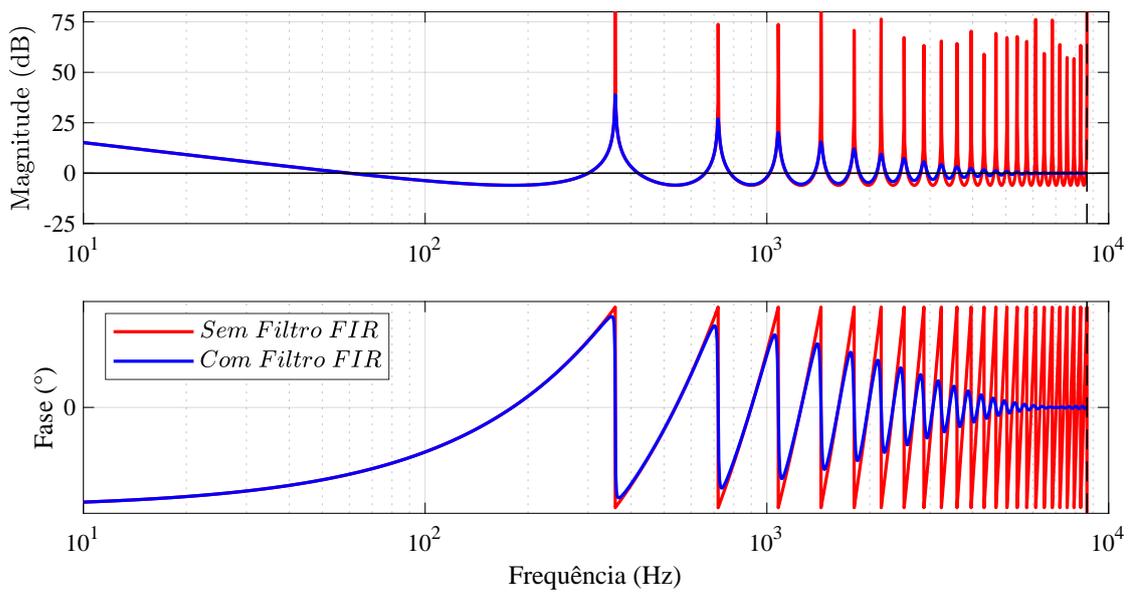
Fonte: Adaptado de (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)

Figura 26 – Domínio de estabilidade do controlador RC com filtro $Q(z)$.



Fonte: Adaptado de (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)

Figura 27 – Diagrama de Bode do controlador $6k + 0$ RC com filtro FIR e sem filtro.



Fonte: O Autor.

2.4 Sistema Baseado a Eventos Discretos

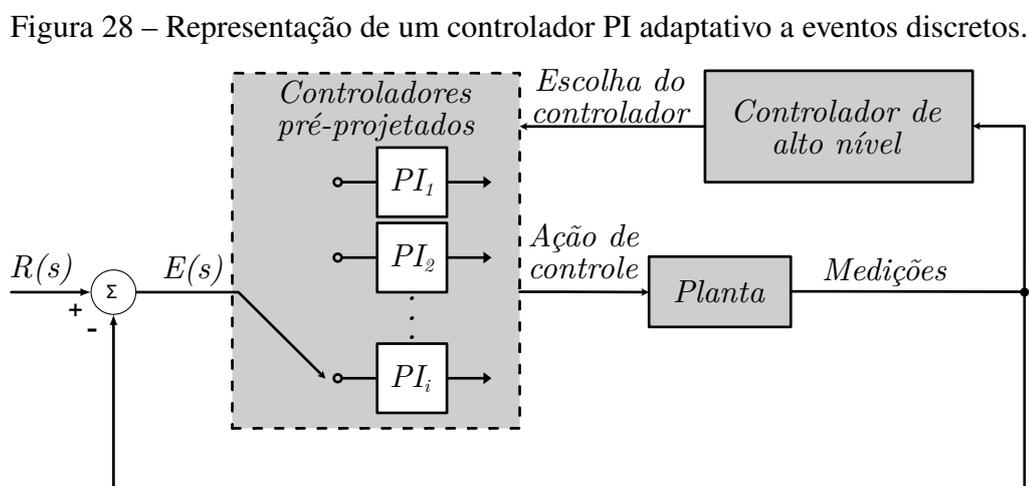
Um sistema a eventos discretos (DES - *Discrete Event System*) é um sistema dinâmico no qual eventos físicos ocorrem de maneira abrupta e sem regularidades (RAMADGE; WONHAM, 1989). Esse tipo de sistema é comumente encontrado em aplicações controladas por controladores lógicos programáveis, onde a maioria dos sensores e atuadores possuem resposta binária.

Analogamente, este conceito pode ser aplicado à área de eletrônica de potência, onde são utilizadas ferramentas como o modelo médio de conversores chaveados para lidar com o chaveamento do circuito, que pode ser interpretado como um DES. Além disso, os sistemas de potência também estão sujeitos às seguintes variações:

- mudança de carga;
- afundamento monofásico;
- elevação monofásica;
- curto circuito;

Esses eventos ocorrem de maneira abrupta e sem regularidade, o que os caracteriza como DES.

Para contornar os eventos discretos do sistema ou sua não linearidade, pode-se projetar diversos controladores e alterná-los, como proposto por Uberti, Santos e Plucenio (2003), que projetaram três controladores PI e os alternavam conforme o ponto de operação do sistema. Outros autores sugeriram soluções semelhantes, utilizando controladores pré-projetados e também alternando entre eles de acordo com o estado do sistema (WANG et al., 2005; ZENG; ZHANG; ZENG, 2013; DOUBABI et al., 2019). Na Figura 28, está representada a lógica responsável pelo controle baseado em eventos discretos, onde controladores foram pré-projetados para diferentes pontos de operação, e um controle de auto nível determina qual deles será utilizado.



Fonte: O Autor.

A utilização dessas estratégias de controle requer o conhecimento das possíveis perturbações do sistema para a avaliação e o projeto dos possíveis controladores a serem aplicados. Ou seja, quanto maior for a diversidade de eventos discretos, maior será o número de controladores projetados. No entanto, esse aumento na quantidade de controladores pode resultar em maior complexidade no projeto e na implementação, além de demandar maior capacidade computacional para a alternância eficiente entre eles. Assim, é importante alinhar o uso de soluções adaptativas a eventos discreto com algoritmos otimizados para a escolha do controlador.

2.5 Conclusões Parciais

Com base no que foi apresentado neste capítulo, observa-se que há uma grande variedade de controladores repetitivos com diferentes estruturas, o que torna a escolha e o projeto dessas estratégias tarefas difíceis. Nesse contexto, Neto, Neves e Souza (2021) propuseram uma abordagem que busca atenuar essa dificuldade, facilitando a análise e a seleção dos controladores repetitivos.

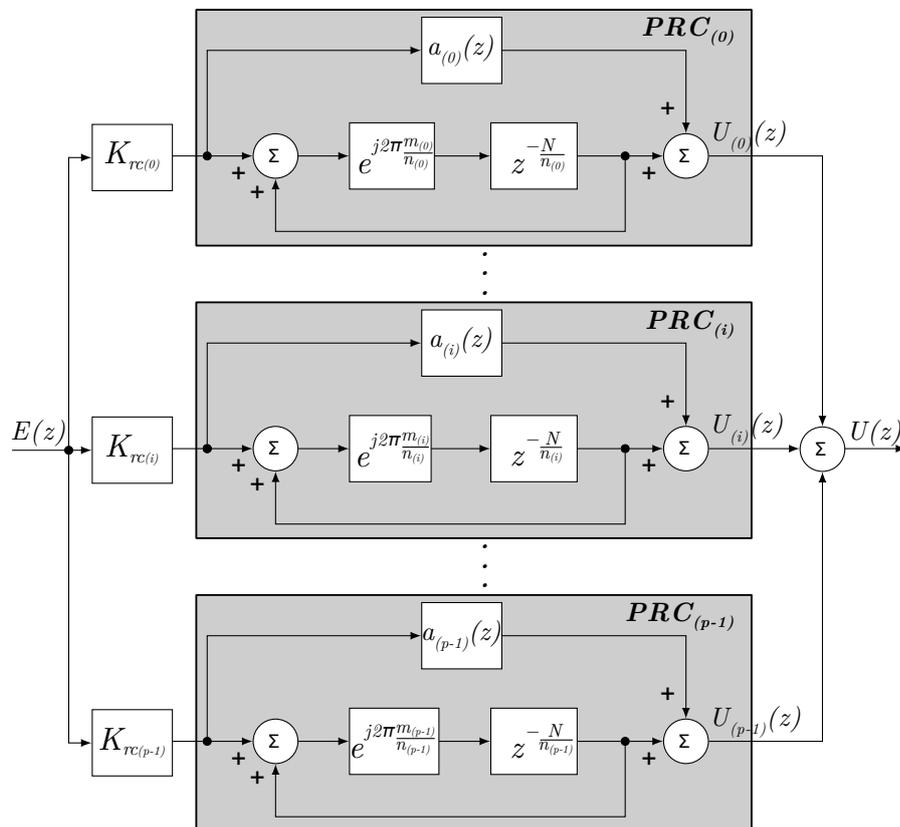
Diante do estado da arte atual, há espaço para o desenvolvimento de um controlador repetitivo de estrutura adaptativa, assim como já existem controladores PI adaptativos. Essa estrutura adaptativa, baseada no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), pode ser proposta buscando ajustar seus parâmetros em resposta a eventos discretos, tornando o controle mais eficiente e versátil.

Neste capítulo, também foi realizada uma revisão do estado da arte das estratégias de controle de corrente para FAPs em paralelo, bem como dos principais conceitos relacionados ao controlador repetitivo adaptativo em estrutura.

3 PROPOSTA DE CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO EM ESTRUTURA

Conforme discutido no Capítulo 2, o controlador repetitivo se apresenta como uma solução atrativa para aplicações em que é necessário controlar múltiplas componentes harmônicas. Com isso, diversos autores propuseram diferentes soluções baseadas na ação repetitiva, cada uma com uma função de transferência e diagrama de blocos distinto. Para unificar o entendimento sobre essa classe de controladores, Neto, Neves e Souza (2021) propuseram uma célula repetitiva primitiva de estrutura configurável, a partir da qual é possível decompor todos os controladores propostos na literatura que se baseiam na ação repetitiva. O diagrama de blocos que representa essa abordagem unificada é apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Diagrama de blocos de estrutura de controle baseada em múltiplos PRCs em paralelo.



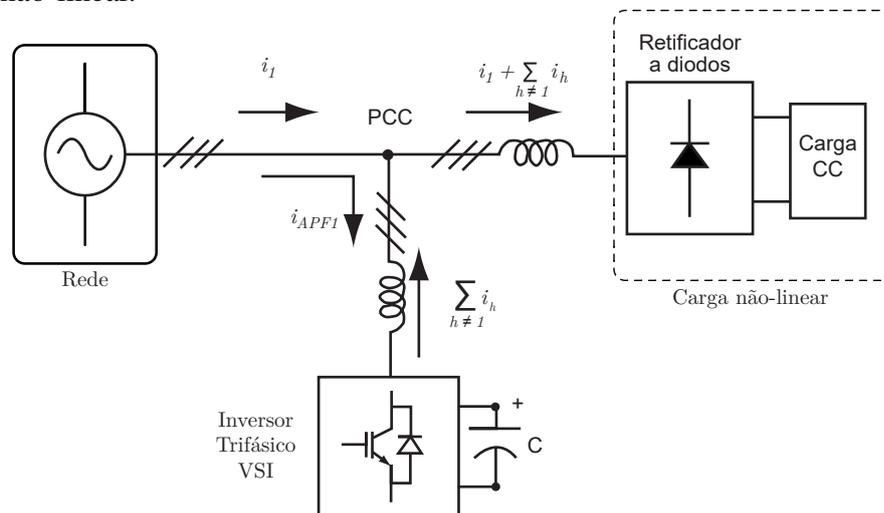
Fonte: Adaptado de (NETO; NEVES; SOUZA, 2021).

A avaliação teórica apresentada por Neto, Neves e Souza (2021) revela que a quantidade de PRCs (células repetitivas primitivas) em paralelo, juntamente com o conjunto de ganhos K_i e os parâmetros a_i , n_i e m_i da estrutura apresentada na Figura 29, podem ser ajustados para obter a mesma função de transferência de qualquer controlador repetitivo proposto anteriormente na literatura. Embora a avaliação seja interessante, ela não foi explorada em todo o seu potencial no trabalho de Neto, Neves e Souza (2021).

Caso o objetivo seja que o controlador repetitivo atue sobre uma única família de componentes harmônicas, na prática, basta selecionar uma das estruturas de controle repetitivo já estabelecidas na literatura e implementá-la. Assim, a abordagem unificada proposta por Neto, Neves e Souza (2021) busca, na verdade, representar todos os controladores através de uma mesma estrutura genérica, facilitando a realização de estudos comparativos e analíticos, a fim de escolher o melhor controlador repetitivo, que então seria implementado pelo projetista. Pode-se observar que, embora essa abordagem seja teoricamente útil, ela não altera a forma de implementação do controlador nem traz uma vantagem significativa para a aplicação, caso o controlador adequado já tivesse sido selecionado inicialmente.

Contudo, em situações em que as componentes harmônicas a serem compensadas variam no tempo, a abordagem unificada pode ser utilizada para criar um controlador repetitivo adaptativo em estrutura, foco do presente trabalho. Para ilustrar uma possível aplicação dessa abordagem, considere um filtro ativo de potência em paralelo sendo usado para atenuar a contaminação harmônica de corrente gerada por uma carga trifásica não-linear, conforme ilustrado na Figura 30. Nessa aplicação, caso as tensões da rede trifásica estejam balanceadas, o espectro harmônico das correntes drenadas pela carga exibe o padrão apresentado na Figura 31a. Por outro lado, caso as tensões da rede estejam desbalanceadas, o espectro harmônico das correntes se altera, conforme ilustrado na Figura 31b.

Figura 30 – Diagrama unifilar de sistema trifásico com rede elétrica, FAP em paralelo e carga não-linear.

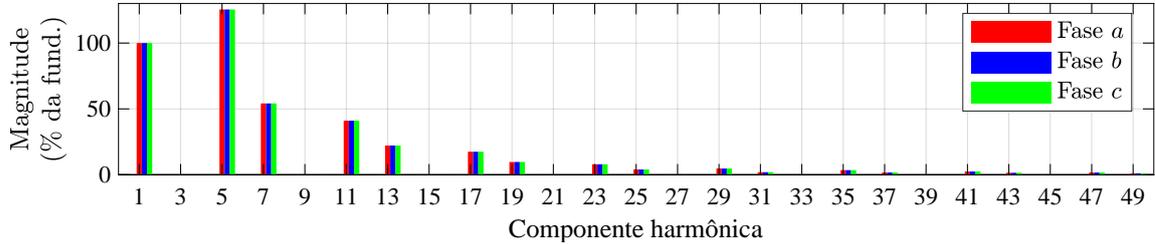


Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

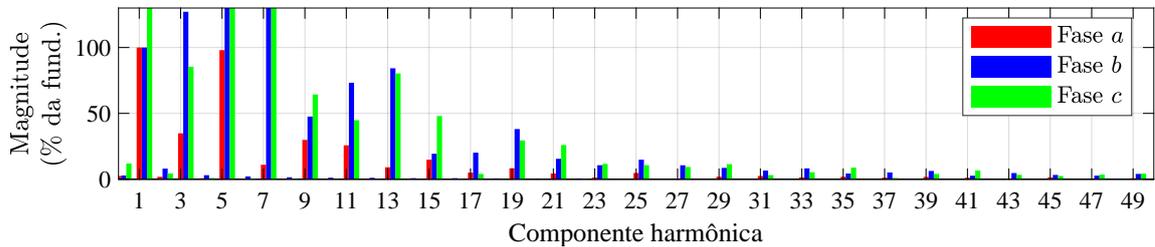
Nesse contexto, o presente trabalho propõe um controlador repetitivo adaptativo em estrutura, o qual busca modificar a ação repetitiva implementada sempre que ocorre um evento discreto que altere o sinal de referência da aplicação. Considerando o exemplo anterior, na ocorrência de um desbalanço na rede trifásica, o sistema, que originalmente precisava compensar apenas as componentes harmônicas da família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, passa a necessitar da compensação das componentes harmônicas da família $H = \{2k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. O diagrama de blocos conceitual do controlador proposto é ilustrado na Figura 32.

Figura 31 – Espectro harmônico do vetor espacial das correntes demandadas por um retificador trifásico a diodos.

(a) Resultado considerando uma rede trifásica balanceada mostra que as harmônicas que precisam ser compensadas pertencem à família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.

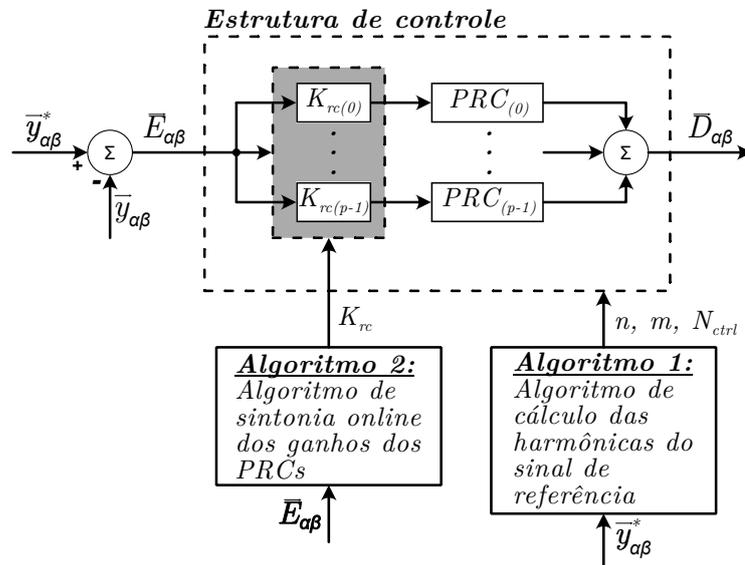


(b) Resultado considerando uma rede trifásica desbalanceada, com afundamento de 30% da fase a , mostra que as harmônicas que precisam ser compensadas pertencem à família $H = \{2k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: O Autor.

Figura 32 – Diagrama de blocos conceitual da proposta de controlador repetitivo adaptativo em estrutura.



Fonte: O Autor.

Conforme apresentado na Figura 32, o controlador proposto é composto por três blocos principais, os quais são:

- **Estrutura de controle baseada em múltiplos PRCs em paralelo:** Conforme descrito anteriormente, a estrutura conceitual de múltiplos PRCs em paralelo, proposta por Neto, Neves e Souza (2021), pode ser utilizada para decompor os controladores repetitivos propostos na literatura. Na prática, essa estrutura também pode ser empregada para a implementação de qualquer um desses controladores, desde que seus parâmetros sejam definidos adequadamente. Isso inclui a periodicidade da família de componentes harmônicas a serem controladas (n), uma componente harmônica pertencente a essa família (m), os ganhos dos PRCs utilizados na implementação (K_{rc}) e o número de PRCs em paralelo necessários para a implementação (N_{ctrl});
- **Algoritmo de cálculo das harmônicas do sinal de referência:** Com base na decomposição espectral do sinal de referência do sistema de controle, esse algoritmo permite definir os parâmetros n , m e N_{ctrl} , garantindo que o controlador atue nas componentes harmônicas adequadas; e
- **Algoritmo de sintonia *online* dos ganhos dos PRCs:** Para que o controlador proposto funcione adequadamente mesmo após mudanças abruptas no sistema e opere autonomamente em cenários não previstos inicialmente, é possível utilizar um algoritmo de sintonia *online* dos ganhos K_{rc} dos PRCs.

Os dois algoritmos mencionados acima possibilitam a implementação adaptativa do controlador repetitivo proposto. Dessa forma, para uma compreensão completa da proposta deste trabalho, é importante apresentar uma descrição detalhada do funcionamento desses algoritmos, o que é feito a seguir.

3.1 Algoritmo de Cálculo das Harmônicas do Sinal de Referência

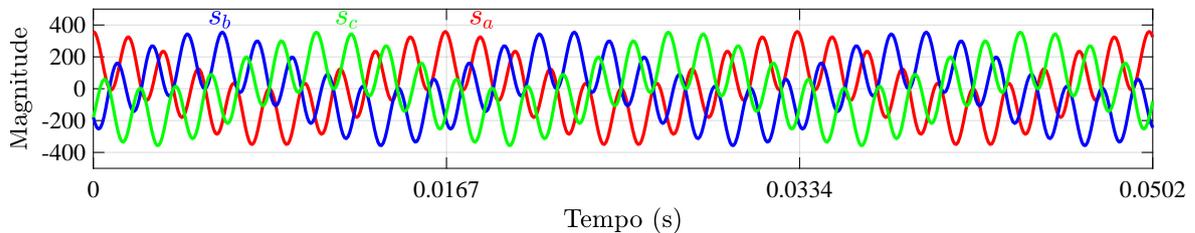
Como visto no Capítulo 2, um conjunto de sinais trifásicos em referencial estacionário pode ser tratado como um vetor espacial, permitindo o cálculo da transformada de Fourier e, a partir dela, a análise das componentes harmônicas de alta magnitude. No entanto, ao amostrar um sinal para o cálculo da sua Transformada Discreta de Fourier, ocorre a replicação de suas harmônicas, fazendo com que seu espectro se replique periodicamente ao longo do eixo de frequência – fenômeno conhecido como replicação espectral. Como consequência, observa-se uma periodicidade de N' amostras no espectro do sinal, onde N' representa o número de amostras da janela utilizada para a computação da DFT.

Nesse contexto, ao aplicar um filtro *anti-aliasing* com frequência de corte igual à metade da frequência de amostragem, ou seja, correspondente à amostra $N'/2$ da sequência que representa a DFT, garante-se que não haverá contaminação harmônica na representação dos sinais medidos para frequências superiores à metade da frequência de amostragem. Assim, os valores da magnitude do sinal da DFT no intervalo entre $N'/2$ e $N' - 1$ são uma repetição dos valores presentes no intervalo teórico entre $-N'/2$ e -1 .

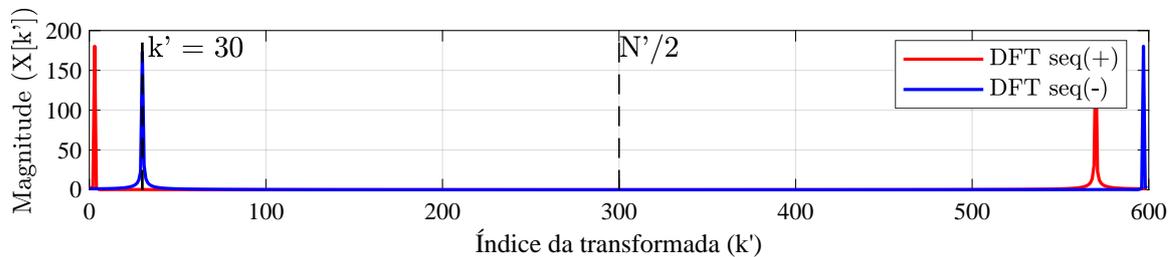
Conforme apresentado na Figura 33, é possível calcular e distinguir as sequências das componentes harmônicas que compõem o sinal avaliado ao aplicar uma DFT ao vetor espacial obtido a partir do sinal trifásico original (sequência abc), resultando na resposta em vermelho da Figura 33b, e ao aplicar uma DFT ao vetor espacial obtido a partir do sinal trifásico com duas fases invertidas (sequência acb), resultando na resposta em azul da Figura 33b. Contudo, devido ao efeito da replicação espectral, pode-se calcular uma única DFT e deslocar o espectro referente ao intervalo $[N'/2, N' - 1]$ para o intervalo $[-N'/2, -1]$, obtendo o resultado apresentado na Figura 33c. Para os valores de F_s , F_n e N' escolhidos, o índice em N' representa a harmônica da componente fundamental.

Figura 33 – Transformada de Fourier de um sinal trifásico composto por uma componente FFPS e uma componente de sequência negativa de frequência $10\omega_1$ ($F_n = 60$ Hz; $N' = 600$).

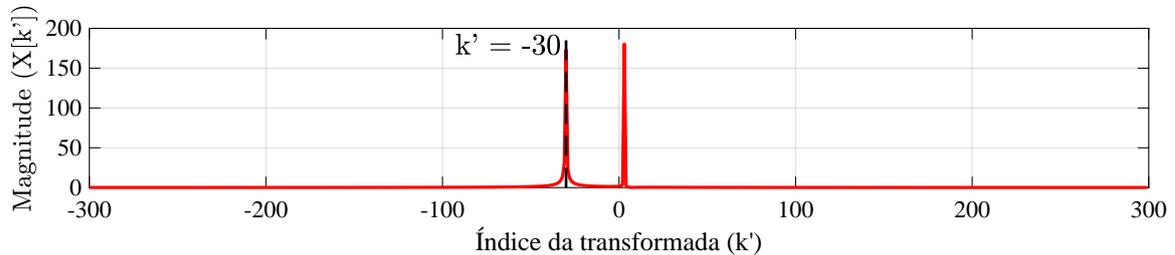
(a) Sinal avaliado no domínio do tempo.



(b) Sinal de saída da DFT para sequencia positiva e negativa. São necessárias duas DFTs para calcular e distinguir as sequências das componentes harmônicas.



(c) Sinal de saída da DFT deslocado. É necessária apenas uma DFT para calcular e distinguir as sequências das componentes harmônicas.

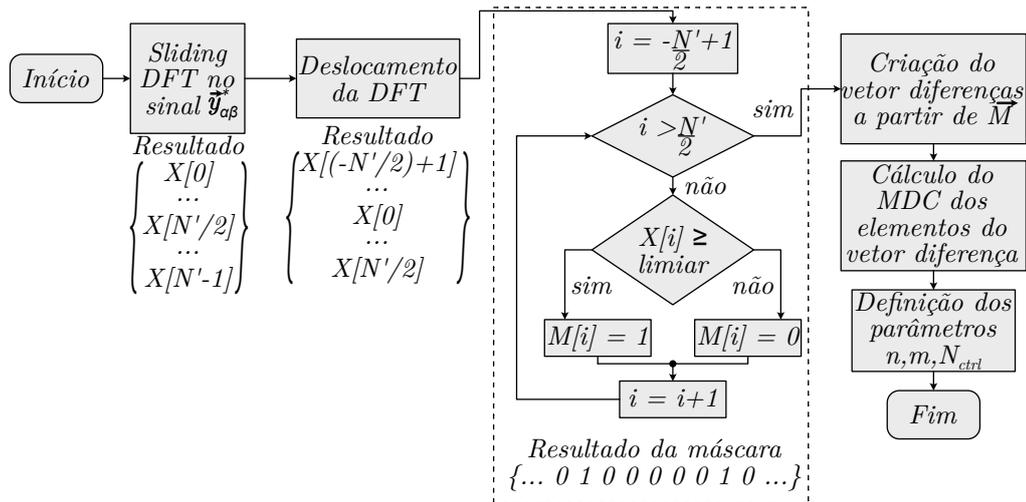


Fonte: O Autor.

Com isso explicado, o fluxograma da proposta de algoritmo de cálculo das harmônicas do sinal de referência é apresentado na Figura 34. Inicialmente, o sinal de referência é lido a cada período de amostragem e armazenado em uma posição de um *buffer* circular de tamanho N' (Figure 35). Devido à complexidade de trabalhar com número complexos em código, as partes reais e imaginárias do sinal de referência podem ser separadas. É importante observar

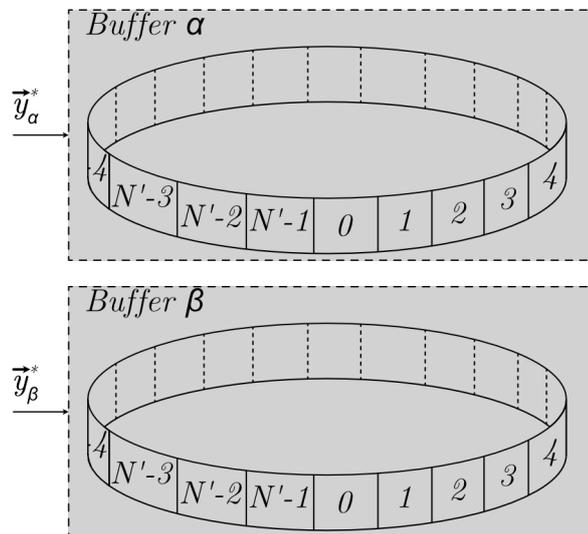
que o deslocamento da DFT, quando seus coeficientes estão armazenados em um *buffer* circular, equivale apenas a um ajuste nos índices do *buffer*, tornando-se uma operação simples de ser implementada. Além disso, como o objetivo é implementar este algoritmo de forma *online*, o cálculo da DFT foi substituído pela utilização da *Sliding DFT*.

Figura 34 – Fluxograma da proposta de algoritmo de cálculo das harmônicas do sinal de referência.



Fonte: O Autor.

Figura 35 – Diagrama do *buffer* circular que armazena os sinais de referência.



Fonte: O Autor.

Para a implementação do algoritmo proposto, a *Sliding DFT*, calculada a partir da Equação (41), deve ter suas partes real e imaginária separadas, de forma que o cálculo da exponencial complexa, a partir da fórmula de Euler, seja dado por:

$$e^{j(2\pi/N')k'} = \cos(2\pi k'/N') + j \text{sen}(2\pi k'/N'), \tag{52}$$

fazendo com que o cálculo da transformada seja representado por:

$$\begin{bmatrix} \tilde{X}_{\mathbb{R}}^{(2)}[k'] \\ \tilde{X}_{\mathbb{I}}^{(2)}[k'] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\pi k'/N') & -\text{sen}(2\pi k'/N') \\ \text{sen}(2\pi k'/N') & \cos(2\pi k'/N') \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{X}_{\mathbb{R}}^{(1)}[k'] - \tilde{x}_{\mathbb{R}}[0] + \tilde{x}_{\mathbb{R}}[N'] \\ \tilde{X}_{\mathbb{I}}^{(1)}[k'] - \tilde{x}_{\mathbb{I}}[0] + \tilde{x}_{\mathbb{I}}[N'] \end{bmatrix}. \quad (53)$$

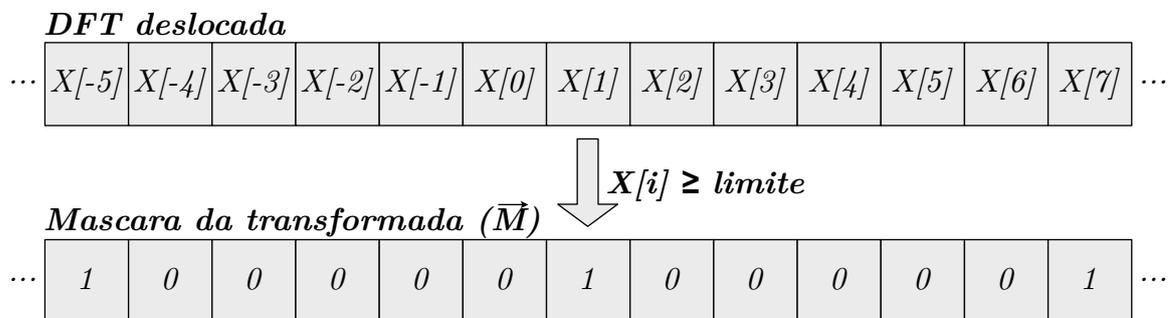
Dessa forma, um cálculo que anteriormente exigia maior capacidade computacional, devido ao uso de variáveis complexas, agora está simplificado. Por fim, o cálculo da magnitude das componentes harmônicas é dado por:

$$X_{MAG}[k'] = \frac{\sqrt{\left(\tilde{X}_{\mathbb{R}}^{(2)}[k']\right)^2 + \left(\tilde{X}_{\mathbb{I}}^{(2)}[k']\right)^2}}{N'}, \quad (54)$$

onde a divisão por N' corresponde ao fator de conversão da transformada para a magnitude real do sinal original.

Após a aplicação da transformada, o sinal obtido é deslocado conforme ilustrado na Figura 33. Em seguida, uma máscara é aplicada de forma que, se a magnitude de uma determinada harmônica for superior a um limiar (definido como uma porcentagem da magnitude da componente fundamental), o valor na máscara será igual a 1; caso contrário, será nulo, conforme mostrado na Figura 36. A partir da máscara gerada, é possível analisar, com maior facilidade, em quais harmônicas o sinal de referência apresenta magnitudes significativas.

Figura 36 – Máscara gerada a partir do sinal deslocado obtido da DFT.



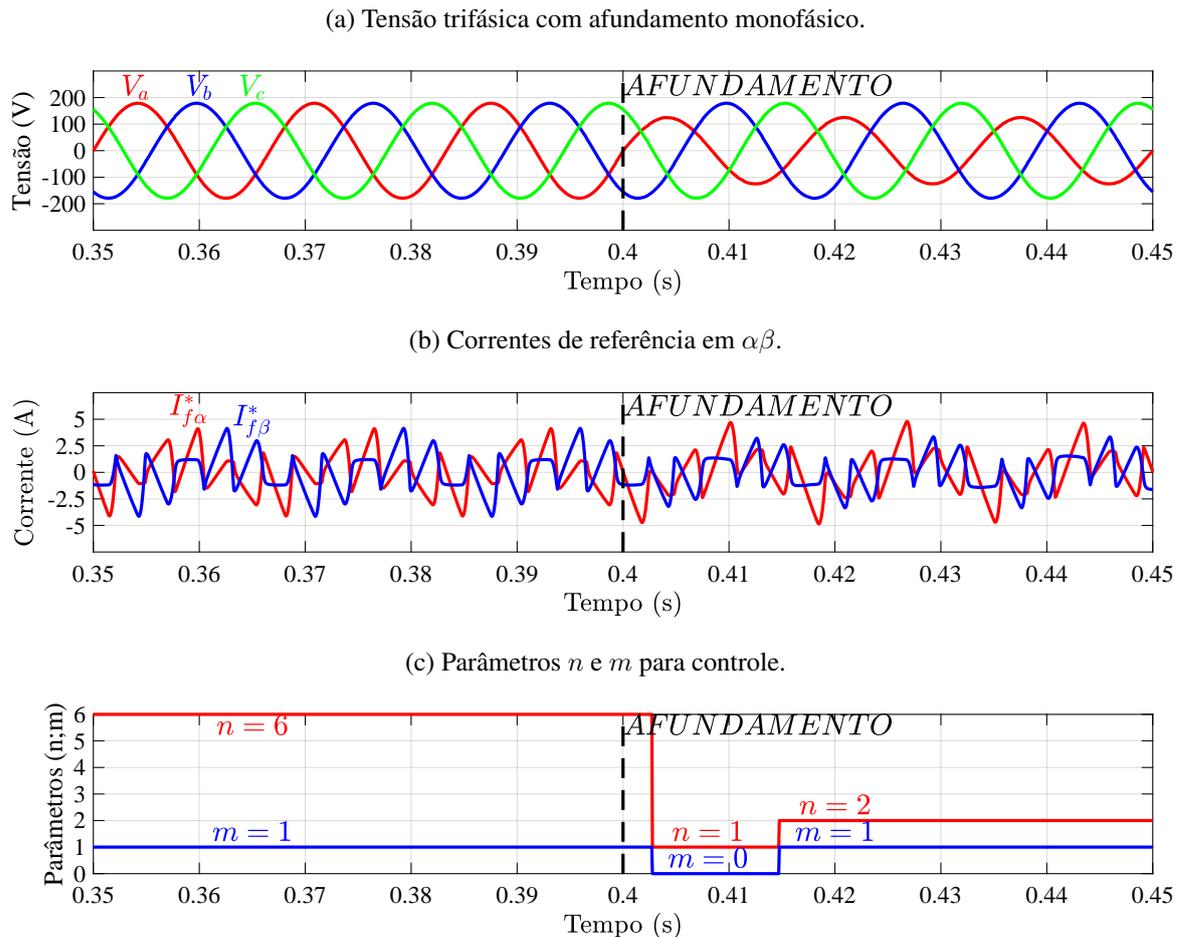
Fonte: O Autor.

A partir da máscara obtida, é calculada a distância entre os índices cujo valor seja igual a 1. No caso da Figura 36, por exemplo, os índices seriam [..., -5, 1, 7, ...]. Dessa forma, as distâncias entre essas componentes são armazenadas em um vetor e , posteriormente, calcula-se o maior divisor comum (MDC) dessas distâncias. Esse MDC representa o maior valor de n para o qual a família harmônica $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ apresenta ganho elevado em todas as harmônicas detectadas pela máscara. O valor de m é definido como o primeiro índice maior ou igual a zero cujo valor na máscara seja igual a 1, exceto no caso em que o valor calculado para n seja 1, nesse caso, o algoritmo força m a ser 0. A Figura 37 ilustra o funcionamento da detecção de harmônicos em uma simulação durante a ocorrência de um afundamento monofásico.

Inicialmente, a tensão da rede está equilibrada, o que resulta em uma referência de corrente com harmônicas pertencentes a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. O algoritmo consegue

detectar esses parâmetros para o controlador repetitivo, conforme ilustrado no início do gráfico da Figura 37c. Em seguida, ocorre o afundamento de tensão, momento em que a DFT apresenta um transitório até que o novo sinal substitua os valores armazenados nos *buffers*, conforme mostrado na Figura 35. Ou seja, após a estabilização da corrente de referência no novo regime, há um atraso de N' interações. Na simulação, N' foi definido como o menor valor possível para a detecção das harmônicas de 60 Hz ($N = F_s/F_n$), considerando uma frequência de amostragem de 17280 Hz.

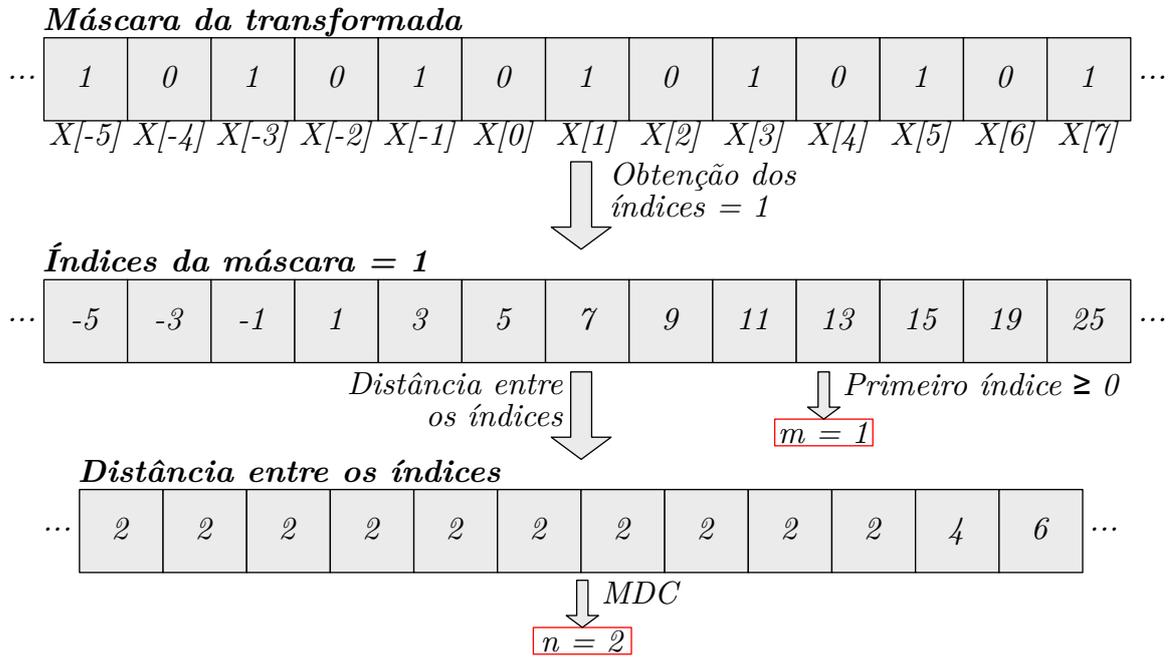
Figura 37 – Funcionamento da detecção da família de harmônicos em simulação durante um afundamento monofásico.



Fonte: O Autor.

Ao estabilizar no novo ponto de regime permanente, foi detectado que ganhos elevados nos índices referente as componentes harmônicas da família $H = \{2k + 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$ seriam capazes de compensar as harmônicas da corrente de referência, que, devido ao afundamento, teve o acréscimo em todas as harmônicas ímpares. Isso resultou em uma distância de duas harmônicas até a 15ª harmônica, na qual a magnitude das componentes ímpares não superou o limiar delimitado, mantendo apenas a detecção da família $H_s = \{6k + 1 \mid |k| \geq 3\}$. Com isso, ao calcular n como o MDC entre 2, 4, e 6, obteve-se $n = 2$, conforme exibido na Figura 38.

Figura 38 – Cálculo dos parâmetros n e m do controlador a partir da máscara gerada durante afundamento.



Fonte: O Autor.

3.2 Algoritmo de Sintonia *Online* dos Ganhos dos PRCs

Com o objetivo agregar ao controlador proposto a funcionalidade de sintonia automática, permitindo sua operação mesmo diante de perturbações não previstas inicialmente, foi desenvolvido um algoritmo *online* para minimizar o erro do sistema de controle, aumentando sua capacidade de sintetizar as componentes harmônicas do sinal de referência. Contudo, como a aplicação alvo deste trabalho é um FAP em paralelo, cujo objetivo é reduzir a contaminação harmônica da corrente na rede, a minimização do erro pode ser alternativamente avaliada como a redução da distorção harmônica total vetorial (VTHD). Para isso, neste trabalho é utilizada uma solução empírica conhecida como ‘‘perturba e observa’’ (P&O).

A classe de algoritmos P&O é amplamente utilizada em sistemas fotovoltaicos, sendo aplicada no rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) (ABDELSALAM et al., 2011; KILLI; SAMANTA, 2015; RAIKER; LOGANATHAN et al., 2021). Esse método baseia-se na perturbação controlada de uma variável do sistema e na observação da resposta de outra variável relacionada. No caso da geração fotovoltaica, a técnica consiste em perturbar a tensão de entrada do módulo FV e observar a variação da potência gerada. Com base nessa interação, o algoritmo ajusta iterativamente a variável de controle para convergir ao ponto de operação ótimo, maximizando o desempenho do sistema.

Na aplicação alvo deste trabalho, é implementado um algoritmo P&O em que a VTHD da corrente da rede é utilizada como variável observada, enquanto o ganho K_{rc} é a variável perturbada. Como no sistema de controle não há medição direta das correntes da rede, essas

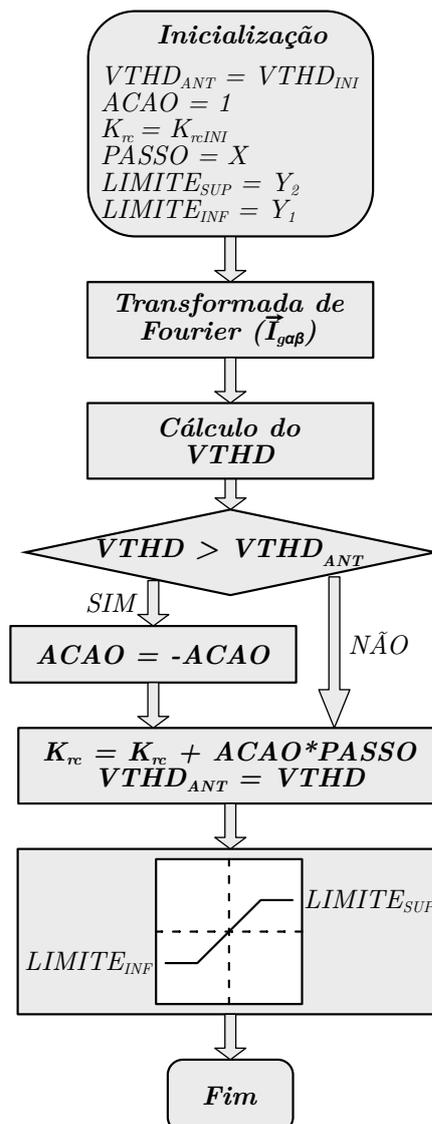
grandezas podem ser calculadas com base na Figura 30, sendo dadas por:

$$\vec{I}_g = \vec{I}_L + \vec{I}_f, \quad (55)$$

em que \vec{I}_g representa as correntes da rede, \vec{I}_L representa as correntes demandadas pela carga não-linear, e \vec{I}_f representa as correntes sintetizadas pelo FAP em paralelo. Essa relação é válida independentemente do referencial adotado.

A estratégia proposta inicia-se com o cálculo da transformada de Fourier da corrente da rede em referencial estacionário, como mostrado na Seção 3.1. Contudo, nesse caso, como a ordem das harmônicas não é importante, não é realizada a translocação das componentes harmônicas de sequência negativa. Em seguida, é calculado a VTHD do sinal através da Equação (43) e, com a análise desse resultado, decide-se se há um acréscimo ou decréscimo do valor de K_{rc} . O fluxograma que implementa o algoritmo proposto é ilustrado na Figura 39.

Figura 39 – Diagrama do P&O para K_{rc} .

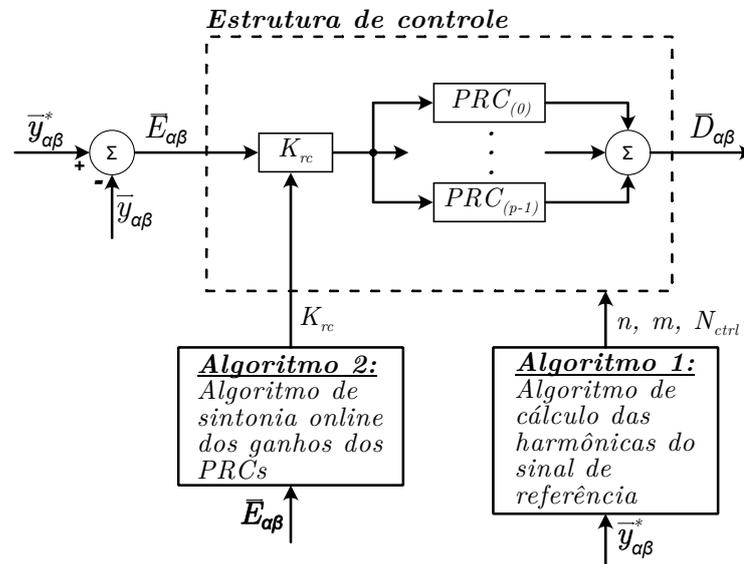


Fonte: O Autor.

Percebe-se na Figura 39 que há uma inicialização de alguns parâmetros, onde o $VTHD_{ANT}$ é o último valor calculado de VTHD, $ACAO$ representa o que aconteceu com K_{rc} na interação anterior, K_{rc} é o ganho do controlador, $PASSO$ é a velocidade com que o ganho aumenta ou diminui, e $LIMITE_{SUP}$ e $LIMITE_{INF}$ são, respectivamente, os limites superior e inferior para o ganho K_{rc} .

De acordo com a abordagem unificada apresentada por Neto, Neves e Souza (2021), os controladores repetitivos propostos na literatura podem ser representados pela soma de células PRCs que utilizam o mesmo ganho K_{rc} . Dessa forma, o diagrama presente na Figura 32 pode ser simplificado para a aplicação de um único ganho proporcional, como ilustrado na Figura 40.

Figura 40 – Diagrama de blocos conceitual da proposta de controlador repetitivo adaptativo em estrutura adaptado.



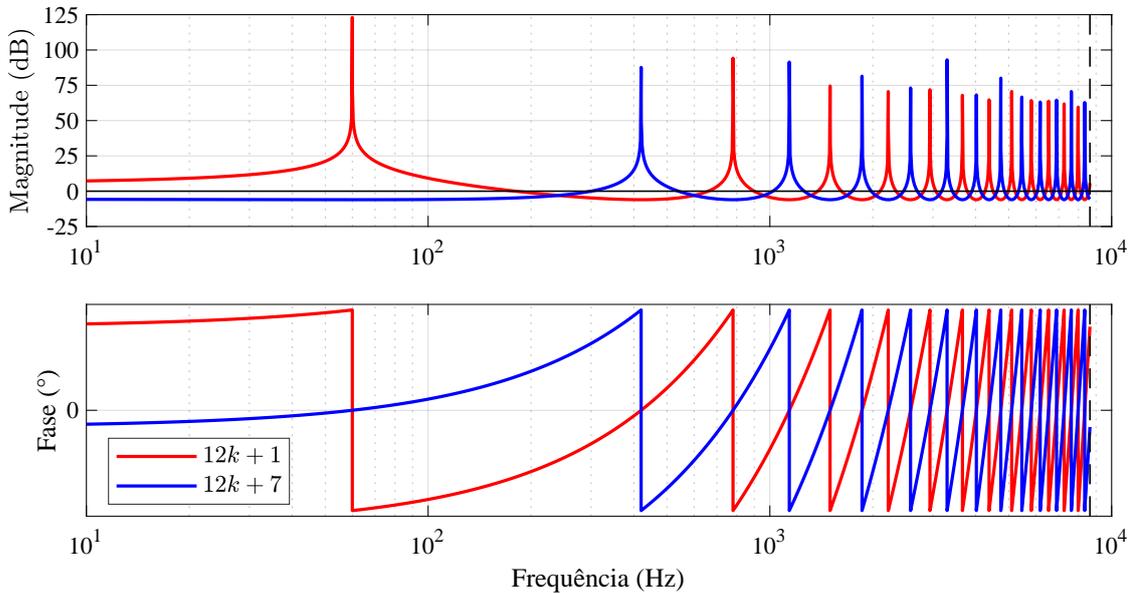
Fonte: O Autor.

3.3 Implementação de Múltiplos PRCs em Paralelo

Conforme discutido anteriormente neste trabalho, o controlador repetitivo apresenta ganho elevado em uma família de harmônicas H . No entanto, a associação de múltiplos controladores repetitivos em paralelo pode resultar em ganho elevado no mesmo conjunto de frequências H que um único controlador repetitivo. Tomando como base a aplicação de FAP em paralelo para compensar a contaminação harmônica provocada por uma carga retificada, a família de harmônicas estudada $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ pode ser representada como a união das famílias $H_{s1} = \{12k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ e $H_{s2} = \{12k + 7 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, como ilustrado na Figura 41. De forma genérica, tem-se:

$$H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\} = \bigcup_{f=0}^{N_{ctrl}-1} \left\{ \underbrace{(N_{ctrl} n)}_{\text{Periodicidade}} k + \underbrace{(m + fn)}_{\text{Harmônica}} \mid k \in \mathbb{Z} \right\} \quad (56)$$

Figura 41 – Diagrama de Bode de dois controladores repetitivos que podem ser usados para juntos compor a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.

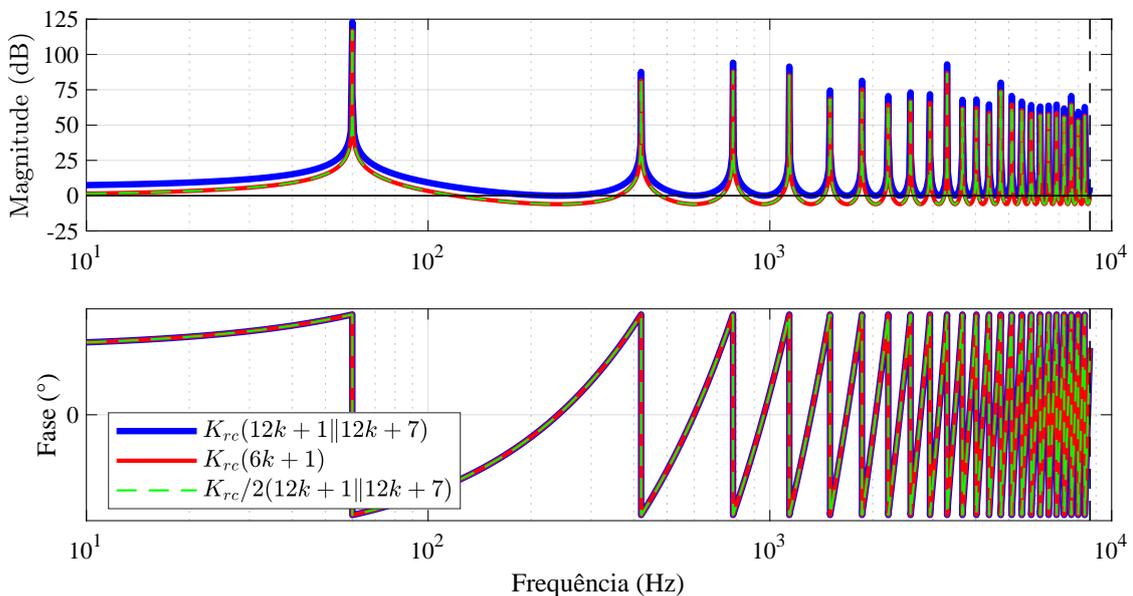


Fonte: O Autor.

Desse forma, qualquer família H pode ser representada como a união de N_{ctrl} famílias de harmônicas distintas. No entanto, o ganho K_{rc} não pode ser negligenciado. Essa característica é evidenciada na Figura 42, onde é ilustrado o diagrama de Bode dos seguintes controladores:

- $C_1(z) = K_{rc} \vec{C}_{PRC}^{(6k+1)}(a = 1, z)$;
- $C_2(z) = K_{rc} \left[\vec{C}_{PRC}^{(12k+1)}(a = 1, z) + \vec{C}_{PRC}^{(12k+7)}(a = 1, z) \right]$; e
- $C_3(z) = \frac{K_{rc}}{2} \left[\vec{C}_{PRC}^{(12k+1)}(a = 1, z) + \vec{C}_{PRC}^{(12k+7)}(a = 1, z) \right]$.

Figura 42 – Comparativo do diagrama de Bode de três controladores repetitivos que apresentam ganho elevado em $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: O Autor.

A função de transferência que descreve o comportamento do controlador repetitivo é dada por:

$$\vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a, z) = a + \frac{e^{j2\pi \frac{m}{n}} z^{-\frac{N}{n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} z^{-\frac{N}{n}}}. \quad (57)$$

Portanto, ao considerar a soma de dois controladores em paralelo, como mostrado na Figura 41, sua função de transferência torna-se

$$\vec{C}_{PRC}^{(2nk+m)}(a, z) + \vec{C}_{PRC}^{(2nk+n+m)}(a, z) = a + \frac{e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} + a + \frac{e^{j2\pi \frac{n+m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{n+m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}}. \quad (58)$$

Simplificando a Equação (58) e considerando o controlador como $\vec{C}_{PRC}^{(2nk+m) \cup (2nk+n+m)}(a, z)$, sua função de transferência é calculada por

$$\begin{aligned} \vec{C}_{PRC}^{(2nk+m) \cup (2nk+n+m)}(a, z) &= 2a + e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}} \\ &\times \left[\frac{1}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} + \frac{e^{j2\pi \frac{1}{2}}}{1 - e^{j2\pi \frac{1}{2}} e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} \right]. \end{aligned} \quad (59)$$

Contudo, como $e^{j2\pi \frac{1}{2}}$ é uma constante, a Equação (59) pode ser reescrita como

$$\vec{C}_{PRC}^{(2nk+m) \cup (2nk+n+m)}(a, z) = 2a + e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}} \left[\frac{1}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} + \frac{-1}{1 + e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} \right]. \quad (60)$$

Ao simplificar as frações da equação anterior, o controlador passa a ser representado por

$$\vec{C}_{PRC}^{(2nk+m) \cup (2nk+n+m)}(a, z) = 2a + e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}} \left[\frac{1 + e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} \right]. \quad (61)$$

O termo exponencial e o atraso dentro dos colchetes são iguais aos externos que estão multiplicando os colchetes. Dessa forma, juntando os termos, a Equação (61) resulta em

$$\vec{C}_{PRC}^{(2nk+m) \cup (2nk+n+m)}(a, z) = 2a + \frac{2e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} = 2 \left(a + \frac{e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{2n}} z^{-\frac{N}{2n}}} \right), \quad (62)$$

ou seja,

$$\vec{C}_{PRC}^{(2nk+m) \cup (2nk+n+m)}(a, z) = 2 \vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a, z). \quad (63)$$

Por conta desse fator de 2, o ganho K_{rc} precisa ser dividido pela metade para que suas funções de transferência tornem-se equivalentes, como mostrado na Figura 42.

Considerando agora a divisão do controlador $\vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a, z)$ em N_{ctrl} células repetitivas primitivas em paralelo, de forma que, com base na Equação (59), esses PRCs juntos resultem em

$$\vec{C}_{PRC}^{\cup} = N_{ctrl} a + \underbrace{e^{j2\pi \frac{m}{N_{ctrl} n}} z^{-\frac{N}{N_{ctrl} n}}}_A \left[\sum_{i=0}^{N_{ctrl}-1} \frac{e^{j2\pi \frac{i}{N_{ctrl}}}}{1 - e^{j2\pi \frac{i}{N_{ctrl}}} \underbrace{e^{j2\pi \frac{m}{N_{ctrl} n}} z^{-\frac{N}{N_{ctrl} n}}}_A} \right]. \quad (64)$$

Para abreviar o somatório, foi adotada a seguinte notação

$$\vec{C}_{PRC}^U = \vec{C}_{PRC}^{U_{f=0}^{N_{ctrl}-1} [(N_{ctrl} n)k + (m+fn)]}, \quad (65)$$

que representa o somatório de todos os PRCs em paralelo. Substituindo o termo A na equação, o controlador passa a ser calculado por

$$\vec{C}_{PRC}^U = N_{ctrl} a + A \left[\sum_{i=0}^{N_{ctrl}-1} \frac{e^{j2\pi \frac{i}{N_{ctrl}}}}{1 - e^{j2\pi \frac{i}{N_{ctrl}} A}} \right]. \quad (66)$$

Para melhor compreender a decomposição de controladores repetitivos em múltiplos PRCs em paralelo, é importante realizar a análise da série S_e presente na Equação (66). Ao substituir os exponenciais complexos por sua representação em magnitude e fase, a série pode ser expressa como

$$S_e = \vec{C}_{PRC}^U = \sum_{i=0}^{N_{ctrl}-1} \frac{1 \angle i \frac{2\pi}{N_{ctrl}}}{1 - A \angle i \frac{2\pi}{N_{ctrl}}}. \quad (67)$$

A Tabela 4 apresenta os ângulos dos termos da série S_e com diferentes tamanhos, isto é, diferentes valores de N_{ctrl} . Considerando que na multiplicação de dois números complexos suas magnitudes são multiplicadas e seus ângulos são somados, pode-se analisar o denominador da série como mostrado na Tabela 5.

Tabela 4 – Os ângulos dos termos da série S_e .

Número de controladores (N_{ctrl})	Ângulos (\angle)				
	$i = 0$	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
1	0	$\cancel{\angle}$	$\cancel{\angle}$	$\cancel{\angle}$	$\cancel{\angle}$
2	0	$\frac{2\pi}{2}$	$\cancel{\angle}$	$\cancel{\angle}$	$\cancel{\angle}$
3	0	$\frac{2\pi}{3}$	$2\frac{2\pi}{3}$	$\cancel{\angle}$	$\cancel{\angle}$
4	0	$\frac{2\pi}{4}$	$2\frac{2\pi}{4}$	$3\frac{2\pi}{4}$	$\cancel{\angle}$
5	0	$\frac{2\pi}{5}$	$2\frac{2\pi}{5}$	$3\frac{2\pi}{5}$	$4\frac{2\pi}{5}$

Fonte: O Autor.

A partir da Tabela 5, percebe-se que, para o caso de N_{ctrl} PRCs em paralelo, o denominador da série ($DEN_{N_{ctrl}}$) é dado por:

$$\begin{aligned} DEN_{N_{ctrl}} &= 1 - \sum_u A \angle \vec{\theta}_1(u) + \sum_u A^2 \angle \vec{\theta}_2(u) + \dots \\ &+ (-1)^{N_{ctrl}-1} \sum_u A^{N_{ctrl}-1} \angle \vec{\theta}_{N_{ctrl}-1}(u) + (-1)^{N_{ctrl}} A^{N_{ctrl}} \angle \theta_{N_{ctrl}}, \end{aligned} \quad (68)$$

onde $\vec{\theta}_1$ é o vetor com a combinação, um a um, dos ângulos da Tabela 4, $\vec{\theta}_2$ é a combinação da soma dos ângulos dois a dois, e assim por diante, e u é o índice desse vetor que é usado. Todas as combinações das somas de dos ângulos resulta em um dos ângulos originais, ou seja,

$$\vec{\theta}_g \in \left\{ i \frac{2\pi}{N_{ctrl}} \mid \forall g \neq N_{ctrl}, 0 \leq i < N_{ctrl} \right\}. \quad (69)$$

Tabela 5 – Representação da série S_e e da convergência do seu denominador.

N_{ctrl}	Série	Denominador Comum
1	$\frac{1}{1-A}$	$1-A$
2	$\frac{1}{1-A} + \frac{1\angle 1\frac{2\pi}{2}}{1-A\angle 1\frac{2\pi}{2}}$	$1-A^2$
3	$\frac{1}{1-A} + \frac{1\angle 1\frac{2\pi}{3}}{1-A\angle 1\frac{2\pi}{3}} + \frac{1\angle 2\frac{2\pi}{3}}{1-A\angle 2\frac{2\pi}{3}}$	$1-A^3$
4	$\frac{1}{1-A} + \frac{1\angle 1\frac{2\pi}{4}}{1-A\angle 1\frac{2\pi}{4}} + \frac{1\angle 2\frac{2\pi}{4}}{1-A\angle 2\frac{2\pi}{4}} + \frac{1\angle 3\frac{2\pi}{4}}{1-A\angle 3\frac{2\pi}{4}}$	$1-A^4$
5	$\frac{1}{1-A} + \frac{1\angle 1\frac{2\pi}{5}}{1-A\angle 1\frac{2\pi}{5}} + \frac{1\angle 2\frac{2\pi}{5}}{1-A\angle 2\frac{2\pi}{5}} + \frac{1\angle 3\frac{2\pi}{5}}{1-A\angle 3\frac{2\pi}{5}} + \frac{1\angle 4\frac{2\pi}{5}}{1-A\angle 4\frac{2\pi}{5}}$	$1-A^5$

Fonte: O Autor.

Dessa forma, os somatórios presentes na Equação (68) são iguais a zero, permitindo a simplificação do denominador para

$$DEN_{N_{ctrl}} = 1 - (-1)^{N_{ctrl}} A^{N_{ctrl}}. \quad (70)$$

Além disso, quando N_{ctrl} for par, o somatório dos ângulos resulta em π , e quando N_{ctrl} for ímpar, o somatório converge para 0. Assim, simplificando a Equação (70), obtém-se:

$$DEN_{N_{ctrl}} = 1 - A^{N_{ctrl}}. \quad (71)$$

Considerando as equações (67), (68) e (71), pode-se obter a série a partir de

$$S_e = \frac{\overbrace{B_0}^{i=0} + \overbrace{B_1}^{i=1} + \overbrace{B_2}^{i=2} + \dots + \overbrace{B_{N_{ctrl}-2}}^{i=N_{ctrl}-2} + \overbrace{B_{N_{ctrl}-1}}^{i=N_{ctrl}-1}}{1 - A^{N_{ctrl}}}, \quad (72)$$

onde B_0 é calculado por

$$B_0 = 1 \left(1 - \sum_u A \angle \vec{\theta}'_1(u) + \sum_u A^2 \angle \vec{\theta}'_2(u) + \dots \right. \\ \left. + (-1)^{N_{ctrl}-2} \sum_u A^{N_{ctrl}-2} \angle \vec{\theta}'_{N_{ctrl}-2}(u) + (-1)^{N_{ctrl}-1} A^{N_{ctrl}-1} \angle \theta'_{N_{ctrl}-1} \right). \quad (73)$$

Para esse cálculo, é usado θ' , que é a combinação dos ângulos de forma semelhante ao calculado em (68). No entanto, o ângulo do índice i de B_i não é considerado. De fato, mesmo que $\theta^{i=0}$ seja nulo, quando representado após a multiplicação, o parâmetro B_0 pode ser calculado como

$$B_0 = \left(1 \angle \theta^0 - \sum_u A \angle (\vec{\theta}'_1(u) + \theta^0) + \sum_u A^2 \angle (\vec{\theta}'_2(u) + \theta^0) + \dots \right. \\ \left. + (-1)^{N_{ctrl}-2} \sum_u A^{N_{ctrl}-2} \angle (\vec{\theta}'_{N_{ctrl}-2}(u) + \theta^0) + (-1)^{N_{ctrl}-1} A^{N_{ctrl}-1} \angle (\theta'_{N_{ctrl}-1} + \theta^0) \right). \quad (74)$$

De forma análoga, para qualquer termo B_i , a equação fica:

$$B_i = \left(1\angle\theta^i - \sum_u A\angle(\vec{\theta}'_1(u) + \theta^i) + \sum_u A^2\angle(\vec{\theta}'_2(u) + \theta^i) + \dots \right. \\ \left. + (-1)^{N_{ctrl}-2} \sum_u A^{N_{ctrl}-2}\angle(\vec{\theta}'_{N_{ctrl}-2}(u) + \theta^i) + (-1)^{N_{ctrl}-1} A^{N_{ctrl}-1}\angle(\underbrace{\vec{\theta}'_{N_{ctrl}-1} + \theta^i}_{\theta_{N_{ctrl}}}) \right), \quad (75)$$

porém, mantém-se a restrição de que θ' não pode envolver θ^i . Ao somar todos os termos B_i , os somatórios da Equação (75) convergem para os mesmos somatórios da Equação (68). Nesses somatórios, excluindo aqueles obtidos a partir de $\angle 0$ ou $\angle\theta_{N_{ctrl}}$, todos os demais termos são nulos, fazendo a série convergir para:

$$S_e = \frac{N_{ctrl} A^{N_{ctrl}-1}}{1 - A^{N_{ctrl}}}. \quad (76)$$

Retornando à Equação (66) e substituindo a série pela expressão apresentada em (76), conclui-se que a função transferência para N_{ctrl} PRCs em paralelo, que representam um único controlador repetitivo $nk + m$, é dada por:

$$\vec{C}_{PRC}^U = N_{ctrl} a + A \left[\frac{N_{ctrl} A^{N_{ctrl}-1}}{1 - A^{N_{ctrl}}} \right]. \quad (77)$$

Colocando N_{ctrl} em evidência, a equação anterior pode ser reescrita de modo a obter

$$\vec{C}_{PRC}^U = N_{ctrl} \left(a + \frac{A^{N_{ctrl}}}{1 - A^{N_{ctrl}}} \right). \quad (78)$$

Por fim, substituindo o valor de A , obtém-se:

$$\vec{C}_{PRC}^U = N_{ctrl} \left(a + \frac{e^{j2\pi \frac{m N_{ctrl}}{N_{ctrl} n}} z^{-\frac{N N_{ctrl}}{N_{ctrl} n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m N_{ctrl}}{N_{ctrl} n}} z^{-\frac{N N_{ctrl}}{N_{ctrl} n}}} \right) = N_{ctrl} \underbrace{\left(a + \frac{e^{j2\pi \frac{m}{n}} z^{-\frac{N}{n}}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}} z^{-\frac{N}{n}}} \right)}_{\vec{C}_{PRC}^{(nk+m)}(a,z)}. \quad (79)$$

3.3.1 Vantagens e Desvantagens

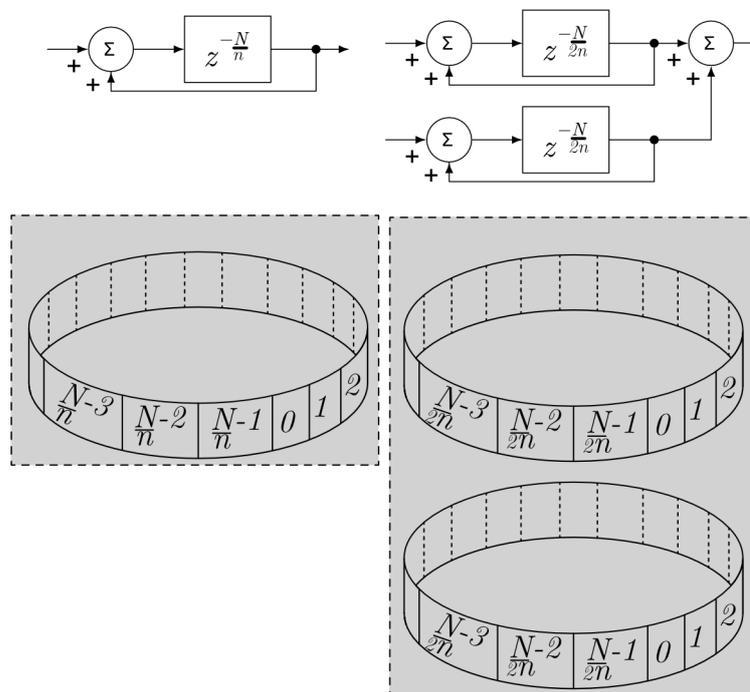
O uso de controladores PRCs em paralelo já foi abordado em Lu et al. (2012) e Lu, Zhou e Wang (2013), onde foi proposto um controlador repetitivo com estrutura em paralelo em domínio contínuo e em domínio discreto, respectivamente. Dentre as vantagens do uso de controladores PRCs em paralelo, pode-se destacar:

- A possibilidade de utilizar ganhos diferentes para cada família de componentes harmônicas, uma vez que cada PRC pode ter um ganho distinto;
- A melhoria na taxa de convergência do erro, pois cada PRC requer um menor número de células de memória a serem preenchidas em comparação com a implementação convencional de um controlador repetitivo; e

- A utilização do mesmo número de células de memória que um controlador repetitivo único, conforme demonstrado na Figura 43, sem aumentar os requisitos de memória do *hardware* em que será implementado.

Contudo, para sua implementação, faz-se necessário o uso de um maior número de parâmetros, além da repetição da estrutura do PRC para a quantidade desejada de decomposições, aproximando-se da estrutura com múltiplos ressonantes em paralelo. Nesse contexto, o aumento no número de PRCs em paralelo também traz um maior número de operações matemáticas a serem realizadas pelo processador em que essa solução for implementada.

Figura 43 – Comparação dos atrasos de controladores com uma ou duas células PRCs.



Fonte: O Autor.

3.4 Implementação da Estrutura de Controle Proposta no Contexto de FAP em Paralelo

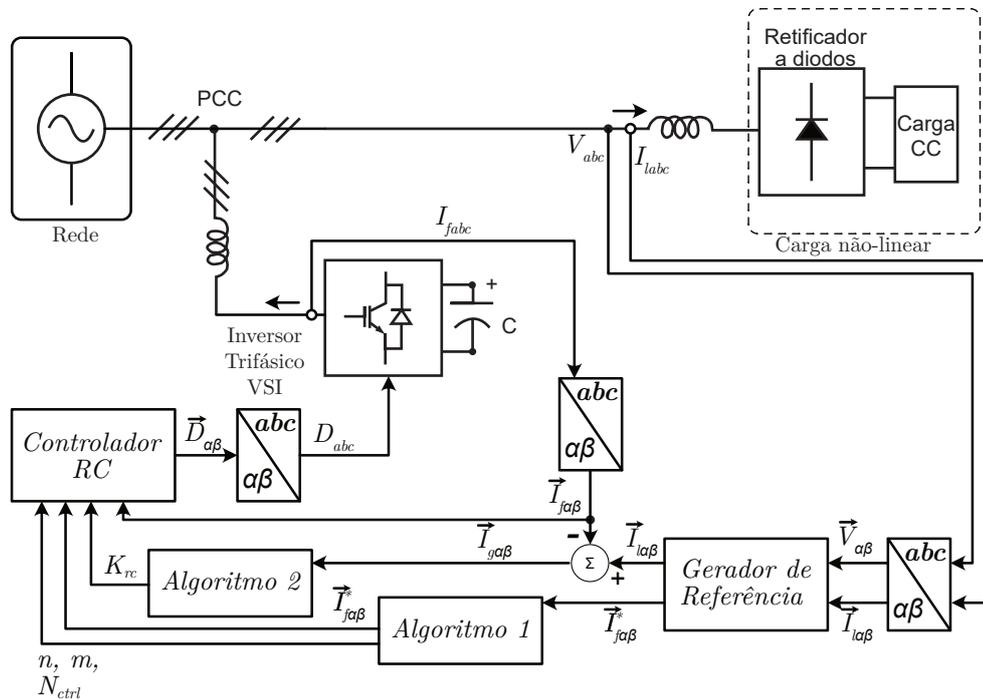
Conforme descrito no Capítulo 1, o presente trabalho visa à implementação da estratégia de controle proposta aplicada ao controle de corrente de um FAP trifásico com carga não linear. Nesse contexto, o diagrama do controlador proposto integrado a um FAP em paralelo é apresentado na Figura 44. Nesse diagrama, observa-se que, para o controle, são necessárias as medições de três grandezas trifásicas (V_{abc} , I_{labc} e I_{fabc}), totalizando seis sensores de correntes e três de tensão.

Contudo, é importante observar que o controlador proposto é implementado em um referencial estacionário $\alpha\beta$. Portanto, após as medições, as grandezas trifásicas são convertidas para o referencial desejado por meio da transformada de Clarke invariante em potência, a qual é definida por:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \vec{I}_{L_{\alpha\beta 0}} \\ I_{L_{\alpha}} \\ I_{L_{\beta}} \\ I_{L_0} \end{bmatrix}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta 0}]} \underbrace{\begin{bmatrix} \vec{I}_{L_{ABC}} \\ I_{L_A} \\ I_{L_B} \\ I_{L_C} \end{bmatrix}}, \quad (80)$$

onde há uma variação da amplitude do sinal, mas não da potência. Ao utilizar o referencial estacionário $\alpha\beta$, pode-se tratar das variáveis trifásicas como vetores espaciais, como visto na Seção 2.1.

Figura 44 – Diagrama do controlador proposto integrado a um FAP em paralelo.



Fonte: O Autor.

Como apresentado na Figura 44, o vetor de tensão ($\vec{V}_{\alpha\beta}$) e o vetor de corrente da carga ($\vec{I}_{l\alpha\beta}$) são utilizados para o cálculo da corrente de referência (que é detalhada na Seção 4.1.1). A partir da análise da corrente de referência pelo *Algoritmo 1* (Seção 3.1), são calculados os parâmetros n e m do controlador. Em seguida, é considerada a possibilidade de utilizar mais de um PRC (Seção 3.3). Neste trabalho, é utilizado um número máximo de dois PRCs em paralelo, e o critério para seu uso é que o atraso do controlador ($z^{-N/n}$) seja um atraso inteiro, ou seja, se após o cálculo dos parâmetros para dois PRCs em paralelo o atraso continuar como um número inteiro, então dois PRCs serão utilizados em paralelo.

Simultaneamente, é estimada a corrente da rede ($\vec{I}_{g\alpha\beta}$) por meio da subtração entre a corrente da carga ($\vec{I}_{l\alpha\beta}$) e a corrente de saída do FAP ($\vec{I}_{f\alpha\beta}$), para ser usada no *Algoritmo 2*, como apresentado na Seção 3.2. No caso da possibilidade do uso de dois PRCs em paralelo, o ganho K_{rc} é dividido pelo número de células utilizadas, e quando não for possível o uso de mais

controladores, a entrada e saída de um dos PRCs são multiplicadas por zero, para que este não interfira no sistema.

3.5 Conclusões Parciais

Neste capítulo, foram apresentados os principais conceitos utilizados pelos algoritmos para a otimização dos parâmetros do RC e seu funcionamento. Esses algoritmos possibilitam a adaptabilidade do controlador, baseando-se no princípio do modelo interno, o que permite seu uso independente das harmônicas necessárias ao circuito.

Ao avaliar a aplicação alvo, observa-se que o *threshold*, utilizado no Algoritmo 1 (Seção 3.1) para a detecção das harmônicas, pode ser determinado a partir da análise da distribuição harmônica da corrente de referência com as tensões da rede equilibradas. Isso possibilita a detecção das principais harmônicas do sistema e a rejeição de erros de cálculo. Somado a isso, os limites superior e inferior para o ganho K_{rc} , usados no Algoritmo 2 (Seção 3.2), dependem da planta controlada, pois sua escolha inadequada pode levar à instabilidade do sistema.

Portanto, para o bom funcionamento do controlador proposto, faz-se necessário implementar um gerador de referências e obter um modelo matemático que represente a planta a ser controlada. Embora o controlador realize a sintonia automática de seus parâmetros, em tempo real, e siga a referência, caso essa referência não seja bem calculada pelo gerador de referências, a resposta do sistema não será a desejada. Assim, esses pontos são abordados no capítulo seguinte.

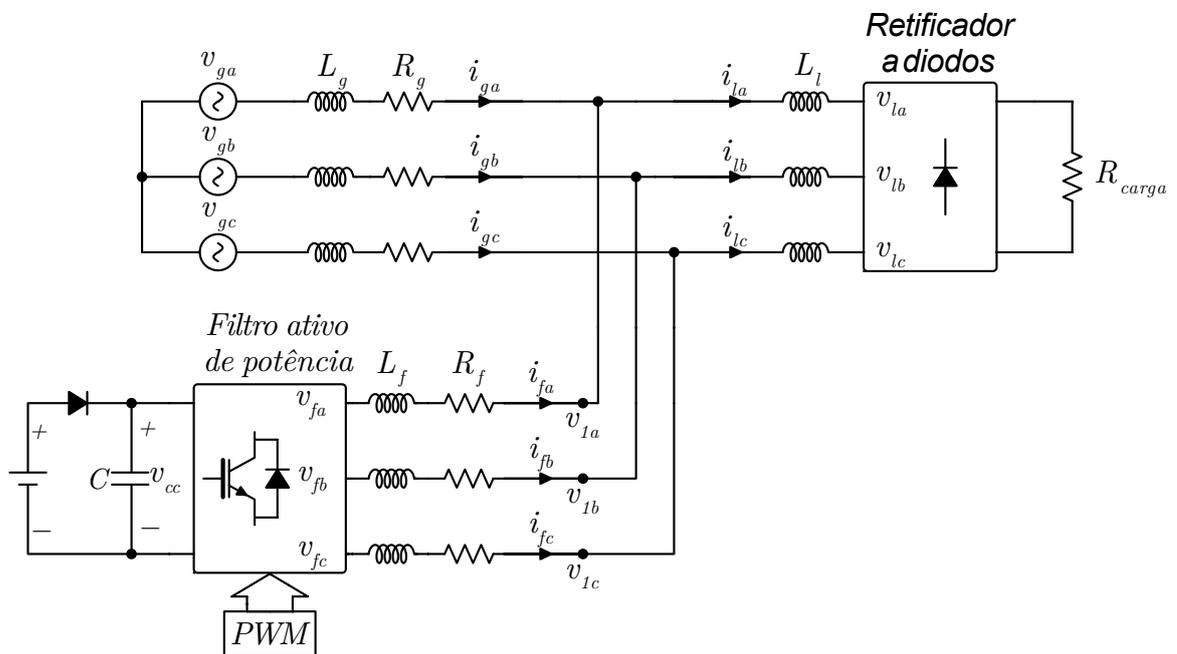
4 MODELAGEM E CONTROLE DE FAP EM PARALELO

Neste capítulo, é apresentada a aplicação alvo deste trabalho, um FAP em paralelo, que é devidamente modelada. Conforme discutido ao final do Capítulo 3, a estrutura de controle proposta será implementada para o controle de corrente do FAP, portanto, o controle da tensão do barramento CC não é necessário para a comprovação da solução proposta. Neste cenário, é utilizada uma fonte CC para manter a tensão do barramento. Em função da aplicação alvo selecionada, também se faz necessário descrever neste capítulo o funcionamento do gerador de referências, responsável pela determinar as componentes harmônicas de corrente demandadas pela carga não linear.

4.1 Modelagem do FAP Trifásico

A fim de projetar o controlador de corrente, capaz de gerar as componentes harmônicas desejadas, é necessário o conhecimento do modelo da planta a ser controlada, o FAP trifásico. O circuito que representa o sistema a ser modelado é apresentado na Figura 45.

Figura 45 – Diagrama elétrico simplificado do sistema a ser controlado.

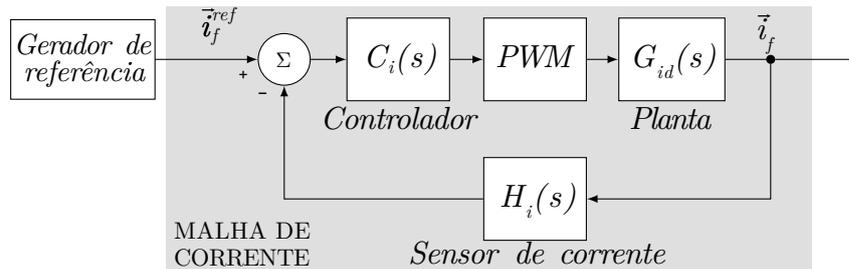


Fonte: O Autor.

Para o controle, são feitas as leituras das variáveis de tensão v_{la} , v_{lb} , v_{lc} e v_{cc} , além das correntes da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}) e das correntes do FAP (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}), sendo as últimas controladas através do chaveamento do inversor do FAP trifásico, como pode ser observado na Figura 45. O chaveamento é controlado por sinais modulados por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), que são definidos usando como base os ciclos de trabalho das chaves (D).

A estrutura de controle apresentada na Figura 32 pode ser simplificada para sua representação em um diagrama de blocos, como é ilustrado na Figura 46. Nessa figura, observa-se que, para que o sistema de controle seja capaz de sintetizar adequadamente as correntes de saída do FAP em paralelo, é necessário que o gerador de referências atue corretamente. Além disso, para que o controlador seja devidamente projetado, é fundamental modelar a planta a ser controlada. Nesse contexto, nas subseções a seguir, são apresentados o processo de geração de referência e a modelagem da planta G_{id} .

Figura 46 – Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente do FAP em paralelo.



Fonte: O Autor.

4.1.1 Geração de Referência

Para compreender o funcionamento do gerador de referência, é necessário conhecer a teoria de potência instantânea em circuitos trifásicos, introduzida por Akagi (1983) e posteriormente desenvolvida por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984). Essa abordagem, denominada teoria $p - q$, foi inicialmente aplicada a sistemas trifásicos a três fios. No entanto, ela não considerava as componentes de sequência zero de tensão e corrente no cálculo da potência imaginária q , o que levou à contestação de sua validade para sistemas a quatro fios.

Para superar essa limitação, Togasawa et al. (1994) e Nabae (1995) propuseram uma versão modificada da teoria de potência instantânea, denominada teoria $p - q$ modificada. Nessa abordagem, a potência reativa instantânea é calculada separadamente para cada fase, incluindo as componentes de sequência zero de tensão e corrente (AKAGI; OGASAWARA; KIM, 1999). O gerador de referência utilizado neste trabalho é baseado na teoria $p - q$ modificada.

De acordo com essa teoria, há uma potência ativa trifásica e três potências reativas (q_α , q_β e q_0), calculadas conforme a seguinte relação matricial:

$$\begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \\ 0 & -v_0 & v_\beta \\ v_0 & 0 & -v_\alpha \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (81)$$

As potências reativas são determinadas pelo produto vetorial entre os vetores de tensão e corrente. Assim, a potência reativa total é definida através da norma do seguinte produto vetorial:

$$q_{tot} = \sqrt{q_\alpha^2 + q_\beta^2 + q_0^2}. \quad (82)$$

Manipulando a Equação (81), é possível determinar as correntes $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ a partir das potências, de modo que sejam expressas por:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & 0 & v_0 & -v_\beta \\ v_\beta & -v_0 & 0 & v_\alpha \\ v_0 & v_\beta & -v_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix}, \quad (83)$$

onde a norma do vetor $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$ é dada por:

$$|\vec{v}_{\alpha\beta 0}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2}. \quad (84)$$

Dessa forma, as correntes instantâneas em cada fase são obtidas por:

$$i_\alpha = \underbrace{\frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} v_\alpha \cdot p_{3\phi}}_{i_{\alpha\text{-ativa}}} + \underbrace{\frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} (v_0 \cdot q_\beta - v_\beta \cdot q_0)}_{i_{\alpha\text{-reativa}}}; \quad (85)$$

$$i_\beta = \underbrace{\frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} v_\beta \cdot p_{3\phi}}_{i_{\beta\text{-ativa}}} + \underbrace{\frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} (-v_0 \cdot q_\alpha + v_\alpha \cdot q_0)}_{i_{\beta\text{-reativa}}}; \quad (86)$$

$$i_0 = \underbrace{\frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} v_0 \cdot p_{3\phi}}_{i_{0\text{-ativa}}} + \underbrace{\frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} (v_\beta \cdot q_\alpha - v_\alpha \cdot q_\beta)}_{i_{0\text{-reativa}}}. \quad (87)$$

Considerando a Figura 45, observa-se que a parte ativa das correntes em (85) e (86) corresponde às correntes desejadas para a rede no referencial estacionário $\alpha\beta 0$.

Analisando as equações no ponto de acoplamento comum (PCC - *Point of Common Coupling*), tem-se que as correntes do FAP ($i_{f(\alpha\beta 0)}^*$) podem ser obtidas subtraindo a corrente que a rede deve fornecer ($i_{g(\alpha\beta 0)}^*$) da corrente da carga ($i_{l(\alpha\beta 0)}$). Utilizando a parte ativa das equações (85) e (86), as correntes de referência do FAP são calculadas por:

$$i_{f\alpha}^* = i_{l\alpha} - i_{g\alpha}^* = i_{l\alpha} - \frac{v_{1\alpha}^{+1}}{|\vec{v}_1^{+1}|^2} p_{3\phi} \quad (88)$$

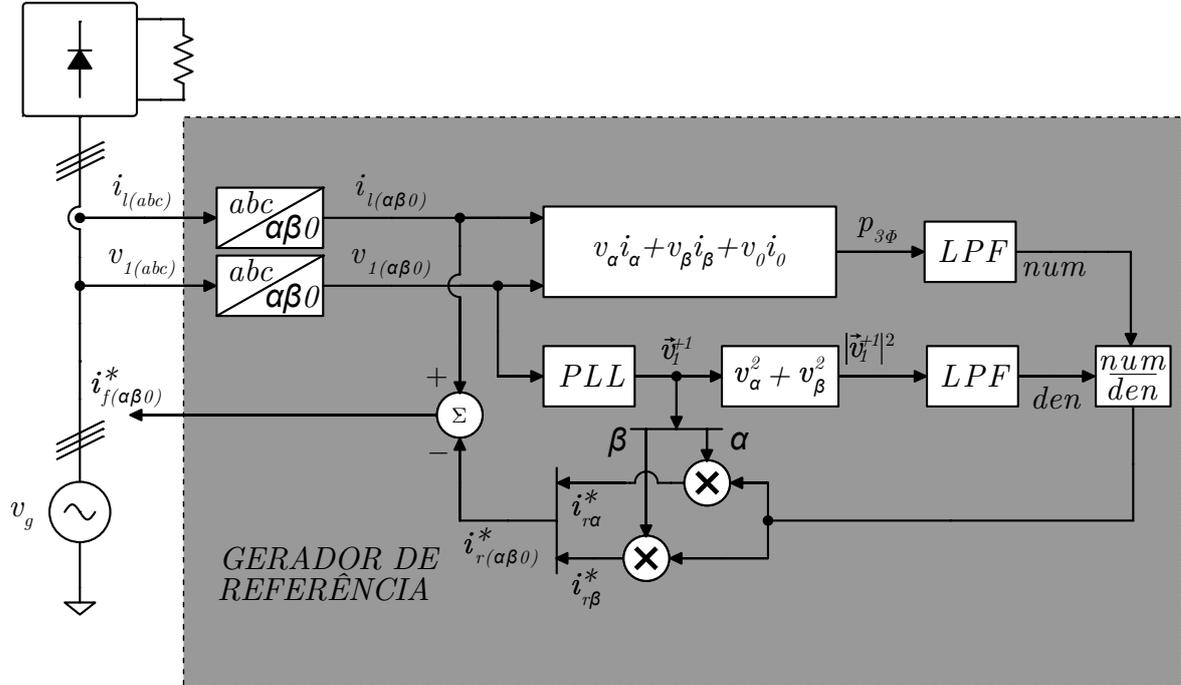
e

$$i_{f\beta}^* = i_{l\beta} - i_{g\beta}^* = i_{l\beta} - \frac{v_{1\beta}^{+1}}{|\vec{v}_1^{+1}|^2} p_{3\phi}. \quad (89)$$

Como explicado no início do capítulo, as variáveis medidas necessárias para o gerador de referência são as tensões de carga ($v_{l(ABC)}$) e as correntes de carga ($i_{l(ABC)}$). A partir dessas medições, é possível calcular as equações (88) e (89). As correntes $i_{l\alpha}$ e $i_{l\beta}$ são obtidas por meio da transformação de $i_{l(ABC)}$ para o referencial $\alpha\beta 0$. A potência trifásica ($p_{3\phi}$), conforme mostrado na Equação (81), é calculada pelo produto vetorial entre $v_{1(\alpha\beta 0)}$ e $i_{l(\alpha\beta 0)}$. Por fim, os valores $v_{1\alpha}^{+1}$, $v_{1\beta}^{+1}$ e $|\vec{v}_1^{+1}|^2$ são determinados a partir da tensão no PCC, a qual deve conter apenas a componente fundamental e ser balanceada. Para a obtenção da componente FFPS de \vec{v}_1 ,

é utilizado um PLL (*Phase Locked Loop*). Neste trabalho, foi escolhido um PLL com capacidade de realizar a filtragem necessária, especificamente o GDSC-PLL (NEVES et al., 2010), que permite extrair a componente \vec{v}_1^{+1} a partir da tensão \vec{v}_1 . As demais tensões utilizadas são apenas manipulações de \vec{v}_1^{+1} , com isso, o diagrama do gerador de referência é apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Esquemático do gerador de referência.



Fonte: Adaptado de (NETO, 2018).

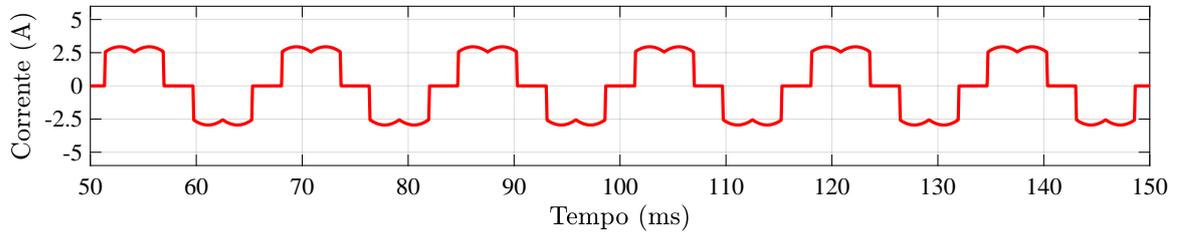
O gerador de referência apresentado na Figura 47 foi simulado no ambiente *Matlab/Simulink* considerando um circuito com conversor ideal, ou seja, representado como fontes de corrente ideais. Na Figura 48, são apresentadas as correntes da fase *a* da carga (i_{lA}), do FAP (i_{fA}) e da rede (i_{gA}), onde percebe-se que o FAP foi capaz de compensar as componentes harmônicas exigidas pela carga, validando assim o funcionamento do gerador de referências implementado.

4.1.2 Malha de Controle de Corrente

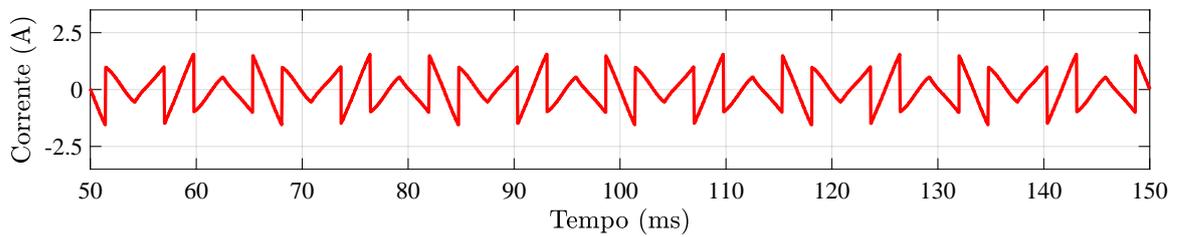
Na modelagem da dinâmica do comportamento das correntes de saída do FAP trifásico, as tensões v_{1a} , v_{1b} e v_{1c} são consideradas como fontes de tensão CA ideais, representando as tensões no PCC para cada fase, conforme ilustrado na Figura 49. Devido à alta velocidade da malha de controle de corrente, a dinâmica do capacitor do barramento CC do inversor é comumente aproximada pela de uma fonte CC. Além disso, ao observar a Figura 45, nota-se que, no sistema elétrico considerado neste trabalho, foi conectada uma fonte CC ao barramento do inversor. Como consequência, não é necessário modelar a dinâmica nem controlar a tensão nesse componente.

Figura 48 – Validação do gerador de referências (fase a).

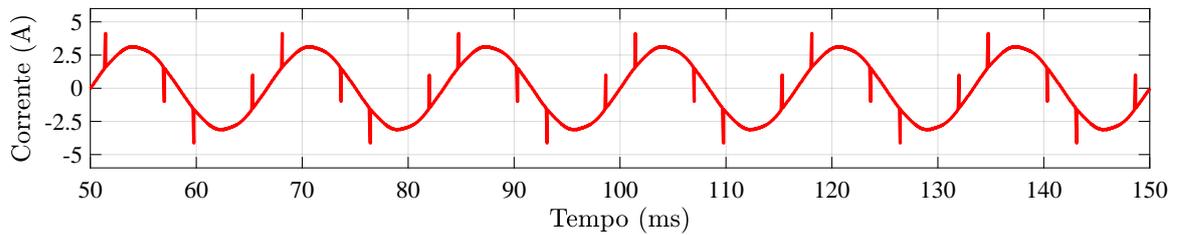
(a) Corrente demandada pela carga não linear.



(b) Correntes fornecida pelo FAP, proveniente do gerador de referência.

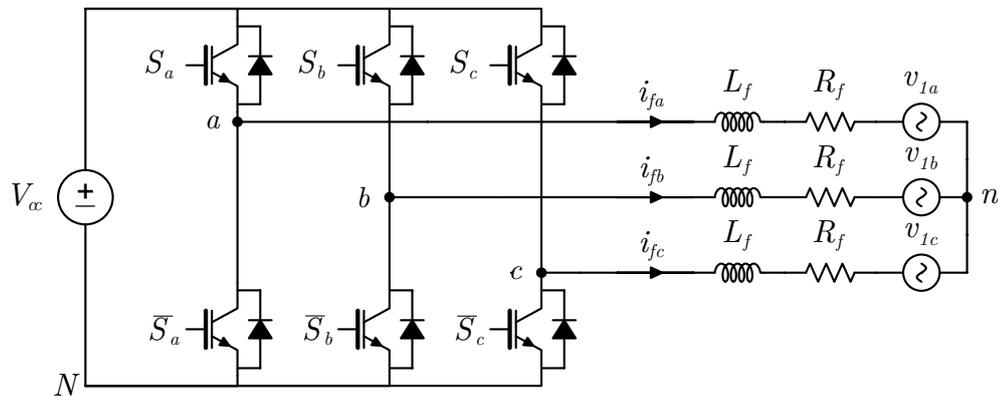


(c) Corrente de rede.



Fonte: O Autor.

Figura 49 – Circuito elétrico considerado para a modelagem da planta da malha de controle de corrente do FAP.



Fonte: O Autor.

Na literatura, o FAP trifásico em paralelo já foi modelado por Limongi (2006) e Neto (2018). Seguindo essas abordagens, as equações que modelam a planta podem ser obtidas a partir da Lei de Kirchhoff das Tensões. Com base na análise da Figura 49, as tensões geradas pelo conversor equivalem as seguintes equações:

$$\begin{cases} v_{aN} = R_f i_{fa} + L_f \frac{d}{dt} i_{fa} + v_{1a} + V_{nN} \\ v_{bN} = R_f i_{fb} + L_f \frac{d}{dt} i_{fb} + v_{1b} + V_{nN} \\ v_{cN} = R_f i_{fc} + L_f \frac{d}{dt} i_{fc} + v_{1c} + V_{nN} \end{cases} \quad (90)$$

Ao somar as Equações (90), obtém-se:

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = R_f (i_{fa} + i_{fb} + i_{fc}) + L_f \left(\frac{d}{dt} i_{fa} + \frac{d}{dt} i_{fb} + \frac{d}{dt} i_{fc} \right) + (v_{1a} + v_{1b} + v_{1c}) + 3V_{nN} \quad (91)$$

Considerando que, em um sistema trifásico a três fios, não há componente homopolar de corrente – ou seja, a soma das correntes de saída do FAP é nula – e que as tensões v_{1a} , v_{1b} e v_{1c} são balanceadas, a tensão de modo comum V_{nN} pode ser reescrita como:

$$V_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (92)$$

Substituindo a Equação (92) em (90), obtêm-se as seguintes equações diferenciais:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{fa} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fa} + \frac{2}{3L_f} v_{aN} - \frac{1}{3L_f} v_{bN} - \frac{1}{3L_f} v_{cN} - \frac{1}{L_f} v_{1a} \\ \frac{d}{dt} i_{fb} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fb} - \frac{1}{3L_f} v_{aN} + \frac{2}{3L_f} v_{bN} - \frac{1}{3L_f} v_{cN} - \frac{1}{L_f} v_{1b} \\ \frac{d}{dt} i_{fc} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fc} - \frac{1}{3L_f} v_{aN} - \frac{1}{3L_f} v_{bN} + \frac{2}{3L_f} v_{cN} - \frac{1}{L_f} v_{1c} \end{cases} \quad (93)$$

Reescrevendo a Equação (93) em formato matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{fa} \\ \dot{i}_{fb} \\ \dot{i}_{fc} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \\ v_{1c} \end{bmatrix}, \quad (94)$$

onde \dot{i}_{fk} representa a derivada no tempo de i_{fk} .

Os estados c_k das chaves S_k determinam os valores de v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} . O parâmetro c_k pode assumir o valor 1 quando a chave S_k está fechada e sua complementar \bar{S}_k está aberta. Quando ocorre o contrário, ou seja, a chave S_k está aberta e \bar{S}_k fechada, c_k assume o valor 0. Assim, pode-se definir as tensões de polo, v_{kN} , como:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix}. \quad (95)$$

Com a finalidade de simplificar a Equação (94), além da substituição da Equação (95), pode-se utilizar a função de estado de chaveamento d_{kn} (*Switching State Function*), conforme apresentado por Limongi (2006) e Neto (2018). Esta função é definida como:

$$d_{kn} = c_k - \frac{1}{3}(c_a + c_b + c_c). \quad (96)$$

No caso trifásico, essa função pode ser expressa na forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix}. \quad (97)$$

Por consequência, substituindo as equações (95) e (97) na Equação (94), obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{fa} \\ \dot{i}_{fb} \\ \dot{i}_{fc} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{L_f} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \\ v_{1c} \end{bmatrix}. \quad (98)$$

As variáveis d_{kn} podem ser utilizadas como variáveis manipuladas pelo controle, pois um acréscimo ou decréscimo de uma constante igual nas três fases não altera a tensão de saída do inversor. A modulação conhecida por SVPWM (*Space-Vector Pulse Width Modulation*) (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988) faz uso dessa propriedade para aumentar o índice de modulação máximo em, aproximadamente, 15%. Para isso, os ciclos de trabalho das chaves S_k são calculados por:

$$d_k = d_{kn} + \left(\frac{d_{med}}{2} + \frac{1}{2} \right), \quad (99)$$

onde k representa o braço de uma das fases (a, b, c) e d_{med} é o valor intermediário entre d_{an} , d_{bn} e d_{cn} , não sendo nem o maior nem o menor dentre eles.

Como toda análise matemática foi realizada utilizando vetores espaciais em referencial estacionário, é possível representar o modelo em referencial $\alpha\beta 0$ a partir da aplicação da Transformada de Clarke, conforme utilizada em (14), no modelo da Equação (98). Isso resulta em na seguinte equação:

$$\underbrace{[T_{\alpha\beta 0}] \left[\dot{i}_{f(ABC)} \right]}_{[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{f(ABC)}]} = -\frac{R_f}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(ABC)}] + \frac{V_{cc}}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [d_{(ABC)}] - \frac{1}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [v_{1(ABC)}]. \quad (100)$$

Ao considerar que

$$[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{f(ABC)}] = \frac{d}{dt} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(ABC)}], \quad (101)$$

e que a Transformada de Clarke de um sinal em referencial abc resulta no mesmo sinal representado agora no referencial $\alpha\beta 0$, além do fato de que o sistema não possui componentes de sequência

zero, o modelo no referencial $\alpha\beta$ pode ser expresso como:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{f\alpha} \\ \dot{i}_{f\beta} \end{bmatrix}}_{\frac{d}{dt}\vec{i}_f} = -\frac{R_f}{L_f} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix}}_{\vec{i}_f} + \frac{V_{cc}}{L_f} \underbrace{\begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix}}_{\vec{d}_{\alpha\beta}} - \frac{1}{L_f} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix}}_{\vec{v}_1}. \quad (102)$$

Considerando a Equação (102) com vetores espaciais e aplicando sua Transformada de Laplace, obtém-se:

$$\left(\frac{R_f}{L_f} + s\right) \vec{I}_f(s) = \frac{V_{cc}}{L_f} \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \frac{1}{L_f} \vec{V}_1(s), \quad (103)$$

que, ao isolar $\vec{I}_f(s)$, resulta em

$$\vec{I}_f(s) = \underbrace{\frac{\frac{V_{cc}}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f}s}}_{G_{id}(s)} \vec{D}_{\alpha\beta}(s) + \underbrace{\left(-\frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f}s}\right)}_{G_d(s)} \vec{V}_1(s), \quad (104)$$

onde $G_{id}(s)$ é a função de transferência que relaciona as correntes de saída em $\alpha\beta$ com os ciclos de trabalho das chaves do conversor, e $G_d(s)$ é a função de transferência que relaciona as mesmas correntes com as tensões do PCC.

O modelo dinâmico representado pela Equação (104) foi validado por meio de simulações no *MATLAB/Simulink*, utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 6. Na simulação, foi aplicado um ciclo de trabalho senoidal de 60 Hz, cuja amplitude foi alterada em $t = 250$ ms. A Figura 50 apresenta a dinâmica da corrente $i_{f\alpha}$ durante a variação dos ciclos de trabalho, enquanto a Figura 51 exibe um ciclo dessa mesma corrente.

Tabela 6 – Parâmetros usados para validação do modelo da planta da malha de corrente.

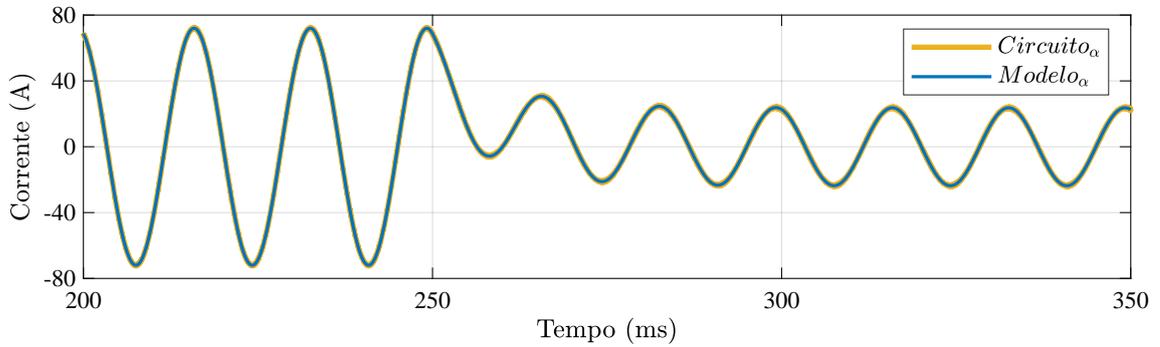
Parâmetros	Valores
$v_{1a} = v_{1b} = v_{1c}$	127 V
V_{cc}	400 V
L_f	2,563 mH
R_f	307,5 m Ω
F_s	17280 Hz

Fonte: O Autor.

O efeito de $G_d(s)$ em $\vec{I}_f(s)$ é visto, na perspectiva do sistema de controle, como uma perturbação na saída de $G_{id}(s)$. Dessa forma, o diagrama de blocos do sistema pode ser observado na Figura 52. A fim de minimizar a influência da perturbação causada por $\vec{V}_1(s)$, é aplicada uma ação *feedforward* no controlador, como mostrado na Figura 52. O impacto de $\vec{V}_1(s)$ em $\vec{I}_f(s)$ é determinado por $G_d(s)$. Por isso, implementar a ação *feedforward* no sistema de controle com o fator $-G_d(s)/G_{id}(s)$, e substituindo as funções de transferências definidas em (104), obtém-se:

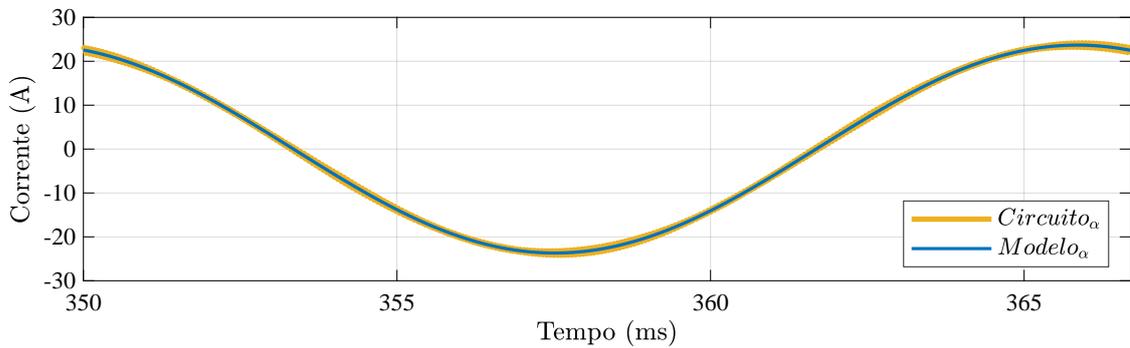
$$\frac{-G_d(s)}{G_{id}(s)} = \frac{-\frac{1/R_f}{1 + \frac{L_f}{R_f}s}}{\frac{V_{cc}/R_f}{1 + \frac{L_f}{R_f}s}} = \frac{-1}{V_{cc}}. \quad (105)$$

Figura 50 – Validação do modelo que representa a dinâmica da corrente de saída do FAP. Comparação das correntes $i_{f\alpha}$ medida em simulação e obtida pelo modelo em $\alpha\beta$.



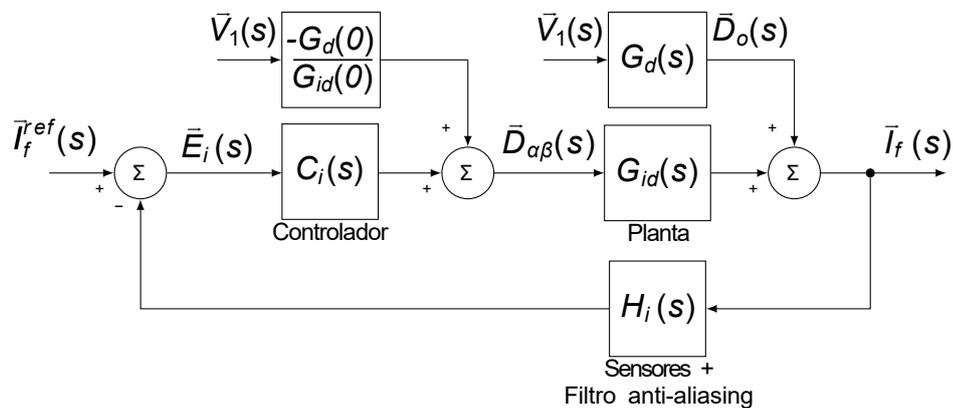
Fonte: O Autor.

Figura 51 – Validação do modelo que representa a dinâmica da corrente de saída do FAP. Comparação das correntes $i_{f\alpha}$ medida em simulação e obtida pelo modelo em $\alpha\beta$, em um período da fundamental.



Fonte: O Autor.

Figura 52 – Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente.



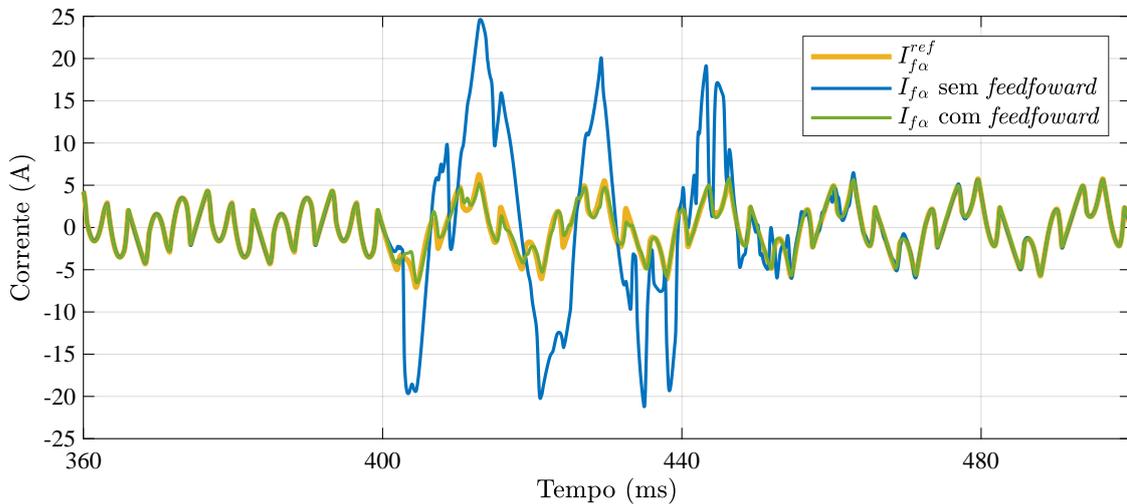
Fonte: O Autor.

Ao modificar o controlador para considerar apenas a ação *feedforward*, o impacto de $\vec{V}_1(s)$ na saída do sistema pode ser avaliado ao assumir que a saída do controlador $C_i(s)$ é nula (Figura 52). Dessa forma, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{\vec{I}_f(s)}{\vec{V}_1(s)} &= G_d(s) - \frac{G_d(s)}{G_{id}(s)} G_{id}(s) \\ &= G_d(s) - \frac{1}{V_{cc}} G_{id}(s) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (106)$$

O impacto da ação *feedforward* no sistema de controle é demonstrado na Figura 53, onde foi realizado o controle da corrente $i_{f\alpha}$. Na simulação, um distúrbio foi aplicado em 400 ms. A ação *feedforward* reduziu o efeito da perturbação durante o transitório do controle, sem interferir no resultado em regime permanente.

Figura 53 – Controle da corrente $i_{f\alpha}$ durante um distúrbio na tensão do PCC em 400 ms.



Fonte: O Autor.

4.2 Conclusões Parciais

Conforme definido em capítulos anteriores, a aplicação alvo deste trabalho é o controle das correntes de saída de um FAP trifásico em paralelo. Para isso, optou-se pela conexão de uma fonte CC ao barramento do inversor do FAP, eliminando a necessidade de controle de sua tensão. Dessa forma, o controle do conversor foi inteiramente focado em uma única malha de controle de corrente, sem o uso da convencional malha externa de tensão.

Para o controle da corrente, foi implementado um gerador de referências baseado na teoria de potência $p - q$ modificada, cujo estudo aprofundado foi realizado por Arcanjo (2013), que obteve resultados satisfatórios. O planta da malha de controle de corrente foi devidamente modelada e validada a partir de simulações em *MATLAB/Simulink*. Com o sistema modelado, optou-se pelo uso de uma ação *feedforward* para minimizar os distúrbios de saída da planta gerados

pela tensão $\vec{V}_1(s)$. Essa ação foi validada em simulação, reduzindo o erro durante o transitório do sistema.

Agora, de posse do modelo dinâmico que representa a planta do sistema, é necessário apresentar como foi feito o projeto dos controladores implementados no estudo comparativo realizado para este trabalho, o que é abordado no capítulo seguinte. Por meio da revisão da literatura sobre controle de FAPs em paralelo e da planta trabalhada, foram selecionados os seguintes controladores para comparação com a abordagem proposta neste trabalho: P + múltiplos SOGIs em paralelo; controlador repetitivo para harmônicas ímpares, proposto por Escobar et al. (2006); controlador complexo $6k + 1$ RC, proposto por Neto, Neves e Souza (2020).

5 PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

Este capítulo é voltado ao projeto dos controladores de corrente do FAP trifásico, e são utilizadas cinco estratégias de controle distintas, as quais são comparadas em diferentes cenários no capítulo seguinte. No Capítulo 3 foram expostas as ideias principais para o controlador proposto, contudo, para uma melhor análise do desempenho do controlador, é necessário compará-lo com outras estratégias de controle já consolidadas. A abordagem para o projeto dos controladores já consolidados na literatura é baseada na abordagem apresentada por Neto (2018).

Para o projeto dos controladores, são utilizados os parâmetros da Tabela 7 a fim de calcular $G_{id}(s)$, modelada no Capítulo 4, de forma que o modelo dinâmico para a planta utilizada seja

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{V_{cc}}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f}s} = \frac{\frac{400}{307.5 \cdot 10^{-3}}}{1 + \frac{2.563 \cdot 10^{-3}}{307.5 \cdot 10^{-3}}s} = \frac{400}{0.3075 + 0.002563s}. \quad (107)$$

O método de discretização escolhido para discretizar a planta foi o método de ZOH, que introduz ao sistema uma dinâmica similar àquela obtida com o uso de PWM com portadora triangular, incluindo também o atraso proveniente do PWM. Em seguida, foi adicionado o atraso (z^{-1}) devido a implementação do controle digital (BUSO; MATTAVELLI, 2022).

Tabela 7 – Parâmetros para projeto dos controladores.

V_{cc} (V)	L_f (mH)	R_f (m Ω)	f_s (Hz)
400	2.563	307.5	17280

Fonte: O Autor.

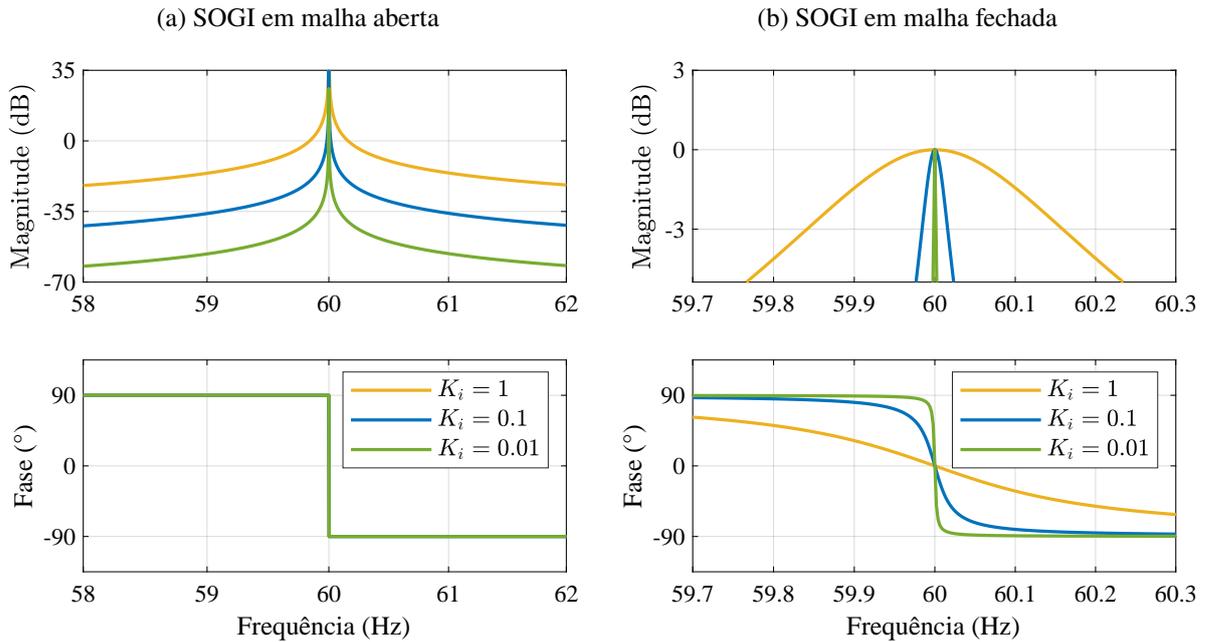
5.1 Controlador 1 – Associação em Paralelo de Controladores P + Múltiplos SOGIs

A função de transferência do controlador SOGI, apresentada no Capítulo 2, é descrita por

$$C_{(SOGI)}^{\pm\omega_0}(s) = \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (108)$$

onde w_0 é a frequência em que se deseja ganho elevado. Na Figura 54a, é apresentado o diagrama de Bode da função de transferência um controlador SOGI utilizando $\omega_0 = 2\pi 60$ e diferentes valores de K_i . Como pode-se observar, o ganho K_i do controlador SOGI impacta diretamente na faixa de frequências em que o controlador aplica ganho elevado. A Figura 54b mostra o diagrama de Bode do controlador em malha fechada, considerando planta unitária e realimentação unitária, onde se percebe que o controlador funciona como um filtro passa-faixa em um sistema de controle com realimentação.

Figura 54 – Comparação de controladores SOGI em malha aberta e em malha fechada.



Fonte: O Autor.

Devido à linearidade dos controladores SOGIs, é possível realizar o projeto de cada um individualmente e somá-los através da superposição, resultando em um controlador SOGI com diversos picos de ressonância. A metodologia escolhida para o projeto de controladores P + múltiplos SOGIs foi utilizada em (YEPES et al., 2010; YEPES et al., 2011). Inicialmente, realiza-se a modelagem da planta a ser controlada; em seguida, é projetado o ganho proporcional do controlador, de forma a obter o tempo de resposta do sistema de controle. De fato, o ganho K_p é responsável pela definição da frequência de cruzamento por 0 dB da função de transferência de malha aberta (FTMA) do sistema. Após a escolha de K_p , realiza-se a sintonia dos controladores SOGIs discretos em paralelo; por fim, caso necessário, realiza-se a compensação de atrasos nos controladores SOGIs.

Para grandes valores de ω_0 , o atraso causado pela implementação digital do controle afeta a performance do sistema e pode causar instabilidades (YEPES et al., 2010). Com a finalidade de compensar os atrasos do controle discreto, a seguinte função de transferência é utilizada:

$$C_{SOGI}^{\pm\omega_0} = 2K_i \frac{s \cdot \cos(\phi_h) - \omega_0 \cdot \text{sen}(\phi_h)}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (109)$$

proposta por Bojoi et al. (2005), que consegue aplicar um avanço de fase de ϕ_h na frequência $\omega_0 = h \cdot \omega_1$ (ω_1 representa a frequência da componente fundamental). Reescrevendo ϕ_h em relação ao número de amostras precisam ser compensadas (N_{comp}) e ω_0 em função da harmônica h da frequência fundamental (ω_1) que ela representa, a função de transferência resulta em:

$$C_{SOGI}^{\pm h\omega_1} = 2K_i \frac{s \cdot \cos(h\omega_1 N_{comp} T_s) - h\omega_1 \cdot \text{sen}(h\omega_1 N_{comp} T_s)}{s^2 + h^2 \omega_1^2}. \quad (110)$$

Em (LIMONGI et al., 2009), foram realizados testes com diferentes valores de N_{comp} e concluiu-se que o valor ótimo para a aplicação é de $N_{comp} = 2$.

5.1.1 Projeto do Controlador P + Múltiplos SOGIs

Para o projeto do controlador P + múltiplos SOGIs, é desejado que ele seja capaz de compensar até a 30ª harmônica. Como as harmônicas necessárias para o FAP trifásico são aquelas pertencentes a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ e o controlador P + múltiplos SOGIs é um controlador real, ele precisa ter ganhos elevados nas harmônicas da família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$. Com isso, a frequência projetada do cruzamento por 0 dB ($f_{P-SOGIs}$) deve ser maior que a frequência da 29ª harmônica, ou seja,

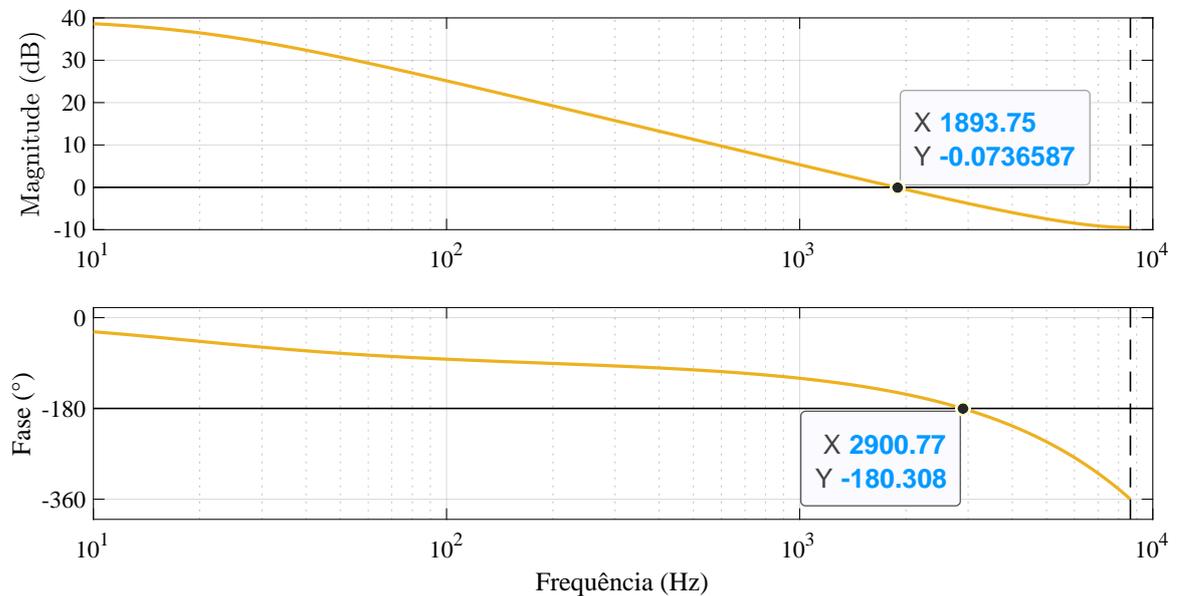
$$f_{P-SOGIs} > 1740Hz. \quad (111)$$

Seguindo as etapas indicadas previamente, é realizado o projeto do ganho K_p . Este ganho é calculado considerando a planta discretizada pelo método ZOH, isto é,

$$G_{id}(z) = \frac{8.9986}{z - 0.9931} \cdot \frac{1}{z} = \frac{8.9986}{z^2 - 0.9931z}, \quad (112)$$

onde a fração $1/z$ se deve ao atraso da implementação do controlador discreto. Ao escolher o ganho de $K_p = 0.0741$ (ainda sem SOGIs), obteve-se o diagrama de Bode da FTMA apresentado na Figura 55, onde a frequência de cruzamento por 0 dB respeita a Equação (111).

Figura 55 – Diagrama de Bode da FTMA considerando apenas um controlador proporcional.



Fonte: O Autor.

Após a escolha de K_p , é realizado o projeto para os controladores SOGIs discretos. A função de transferência discreta adotada para a implementação do controlador SOGI é dada por:

$$C_{SOGI}^{\pm h\omega_1}(z) = 2K_i \cdot \left\{ \frac{\frac{1}{2}(1 - z^{-2})\cos(h\omega_1 N_{comp}T_s)\text{sen}(h\omega_1 T_s)}{h\omega_1 [1 - 2z^{-1}\cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}]} - \frac{(1 + 2z^{-1} + z^{-2})\text{sen}(h\omega_1 N_{comp}T_s)\text{sen}^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)}{h\omega_1 [1 - 2z^{-1}\cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}]} \right\}, \quad (113)$$

para a qual foi utilizado o método de discretização de Tustin com *prewarping*. Segundo Yepes et al. (2010), esta discretização apresenta as seguintes características positivas:

- Ganho infinito nas frequências desejadas;
- Boa precisão na posição dos zeros;
- Acurácia na compensação do atraso; e
- Não apresenta desvio na frequência de ressonância.

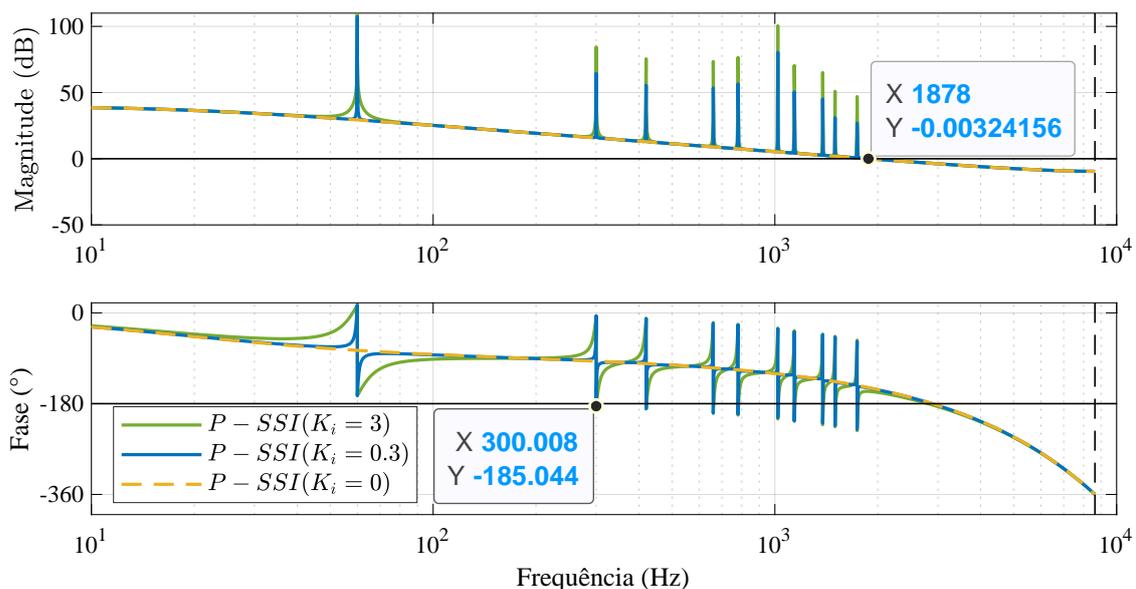
Ao considerar $N_{comp} = 0$, a Equação (113) é reduzida para

$$C_{SOGI}^{\pm h\omega_1}(z, N_{comp} = 0) = 2K_i \frac{\text{sen}(h\omega_1 T_s)}{2h\omega_1} \frac{(1 - z^{-2})}{1 - 2z^{-1}\cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}}. \quad (114)$$

Dessa forma, inicialmente considera-se a Equação (114) para o projeto dos controladores SOGIs e, apenas quando necessário, utiliza-se a Equação (113).

O ganho K_i é projetado de forma que a magnitude e a fase adicionadas por um controlador à FTMA não interfira nos outros controladores. Na Figura 56, é apresentada uma comparação entre os controladores “P + múltiplos SOGIs” com diferentes ganhos K_i . É perceptível que o controlador segue a dinâmica proposta por K_p , contudo, quando $K_i = 0$ (ou seja, há apenas ganho proporcional), não há picos de ressonância. Por outro lado, se o ganho for muito grande ($K_i = 3$), as ressonâncias começam a interferir umas nas outras. Por fim, se $K_i = 0.3$, o controlador apresenta ganhos elevados nas frequências desejadas, sem interferência entre os SOGIs.

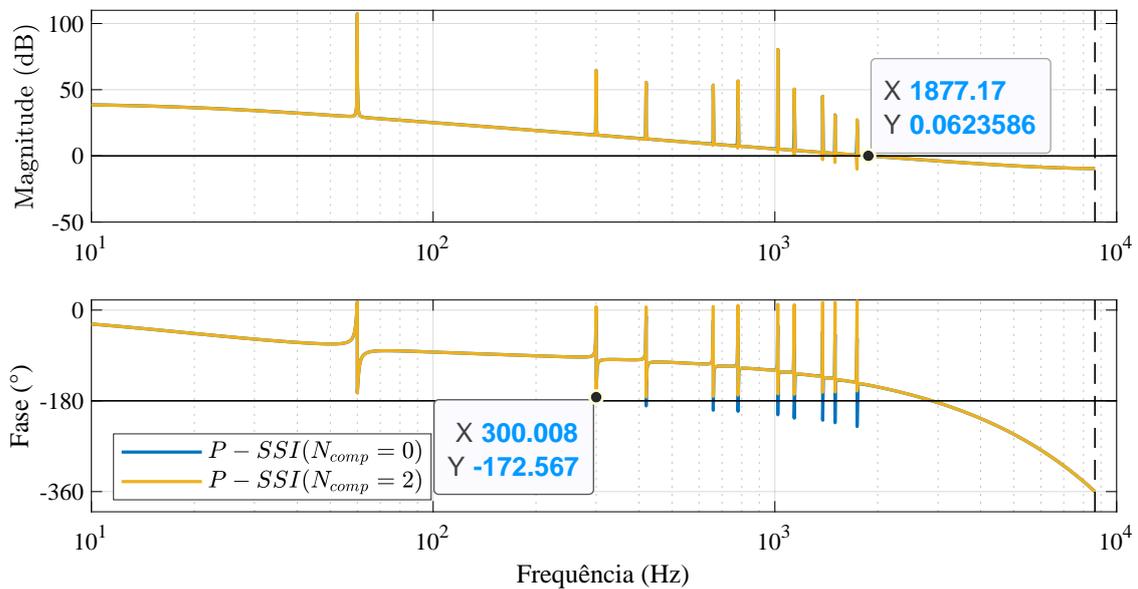
Figura 56 – Diagrama de Bode da FTMA considerando um controlador “P + múltiplos SOGIs” em comparação com apenas o uso do K_p projetado.



Fonte: O Autor.

Contudo, como a compensação dos atrasos ainda não foi realizada, ou seja, neste caso ainda é utilizada a Equação (114) para implementação dos SOGIs, percebe-se que, a partir de $h = 5$, a fase entra na região de instabilidade nas frequências de ressonância dos SOGIs. Para mitigar esse comportamento, faz-se necessário implementar os SOGIs utilizando a Equação (113). Ao compensar os atrasos para as harmônicas, com exceção da primeira, e definindo $N_{comp} = 2$, como proposto por Limongi et al. (2009), foi possível tornar o sistema estável. Na Figura 57, é ilustrada a diferença entre os controladores ‘‘P + múltiplos SOGIs’’, com e sem a compensação do atraso.

Figura 57 – Diagrama de Bode da FTMA considerando um controlador ‘‘P + múltiplos SOGIs’’ com e sem a compensação de atraso nos SOGIs.



Fonte: O Autor.

Dessa forma, o diagrama do controlador P + múltiplos SOGIs projetado é descrito na Figura 58, onde K_p e K_i são 0.0741 e 0.3, respectivamente. Como discutido anteriormente, o controlador ‘‘P + múltiplos SOGIs’’ apresenta ganhos elevados nas componentes harmônicas pertencentes à família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$, onde, para $k > 1$, foi necessária a compensação do atraso computacional.

5.2 Controlador 2 – Controlador Repetitivo $2k + 1$ (ESCOBAR et al., 2006)

O controlador proposto por Escobar et al. (2006) tem como objetivo obter um ganho elevado nas harmônicas ímpares (família componentes representada por $H = \{2k + 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$), sendo definido por:

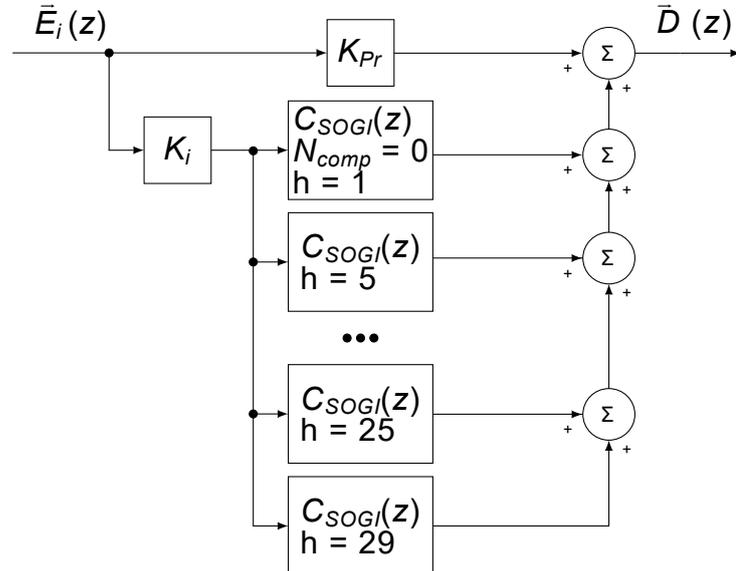
$$G_c(s) = \frac{1}{1 + K_{rc} \cdot e^{-sL}}, \quad (115)$$

onde $L = \pi/\omega_1$. Ao realizar a discretização por *zero-pole matching*, ou seja, $z = e^{sT_s}$, obtém-se:

$$G_c(z) = \frac{1}{1 + K_{rc} \cdot z^{-\frac{T_s}{2T_s}}}, \quad (116)$$

em que T_1 é o período da fundamental. O diagrama de blocos desse controlador é apresentado na Figura 59, no qual foi adicionado um filtro LPF para auxiliar na estabilidade do sistema.

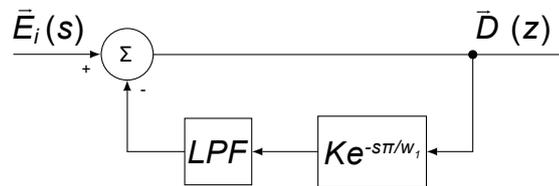
Figura 58 – Diagrama de blocos do controlador “P + múltiplos SOGIs”.



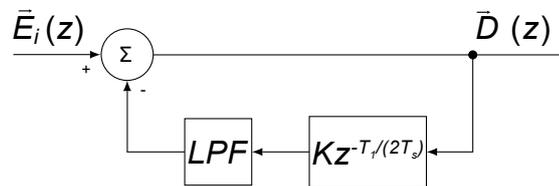
Fonte: O Autor.

Figura 59 – Diagramas de blocos do controlador repetitivo $2k + 1$, proposto por Escobar et al. (2006), para avaliação em tempo contínuo e discreto.

(a) Definição para tempo contínuo.



(b) Definição para tempo discreto.



Fonte: O Autor.

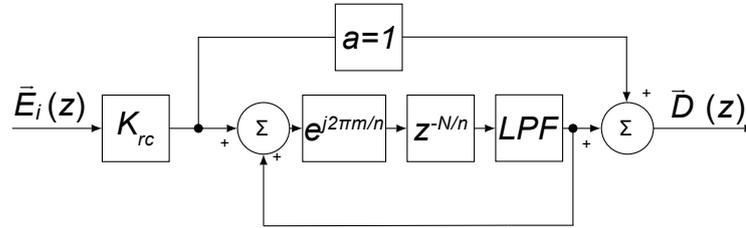
Em (NETO et al., 2018), é apresentada a célula PRC na qual todos os controladores repetitivos têm uma equivalência. Com base nessa forma de representação, este controlador pode ser representado como

$$G_c(z) = K_{rc} \cdot \vec{C}_{PRC}^{(2k+1)}(a = 1, z). \quad (117)$$

Portanto, outra forma de representar o controlador proposto por Escobar et al. (2006) é ilustrada na Figura 60. Os parâmetros utilizados para sua implementação são: $n = 2$, $m = 1$, $a = 1$ e

$N = f_s/f_1$, em que f_1 é a frequência fundamental do sinal. Dessa forma, os dois diagramas têm resultados idênticos (NETO; NEVES; SOUZA, 2021).

Figura 60 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo $2k + 1$, proposto por Escobar et al. (2006), utilizando a representação baseada em PRC.



Fonte: O Autor.

5.2.1 Projeto de Controlador Repetitivo

O projeto de controladores repetitivos $nk + m$, de forma generalizada, pode ser dividido em algumas etapas:

- Determinação dos parâmetros m , n e N ;
- Projeto do filtro LPF ($Q(z)$) utilizado para ampliar o domínio de estabilidade do controlador repetitivo;
- Projeto do ganho K_{rc} ; e
- Avaliação da implementação de um avanço de fase ($H_l(z)$) na saída do controlador.

Para o controlador proposto por Escobar et al. (2006), a primeira etapa já foi determinada anteriormente, em que $N = 288$, considerando $f_s = 17280$ Hz, conforme determinado na Tabela 7. Como discutido na Seção 2.3.3, o LPF escolhido é um filtro FIR, projetado como um filtro de ordem $2L = 6$ e frequência de corte $f_c = 1.8$ kHz. Esse filtro, utilizado neste e nos outros controladores repetitivos, foi projetado utilizando o algoritmo e a ferramenta propostos por Lima et al. (2023) e é dado por:

$$Q(z) = 0.01269z^3 + 0.07715z^2 + 0.2415z + 0.3372 + 0.2415z^{-1} + 0.07715z^{-2} + 0.01269z^{-3}. \quad (118)$$

Em seguida, foi realizada a sintonia do ganho K_{rc} e um avanço de fase $H_l(z)$ baseado no trabalho de Zimann et al. (2018), resultando em:

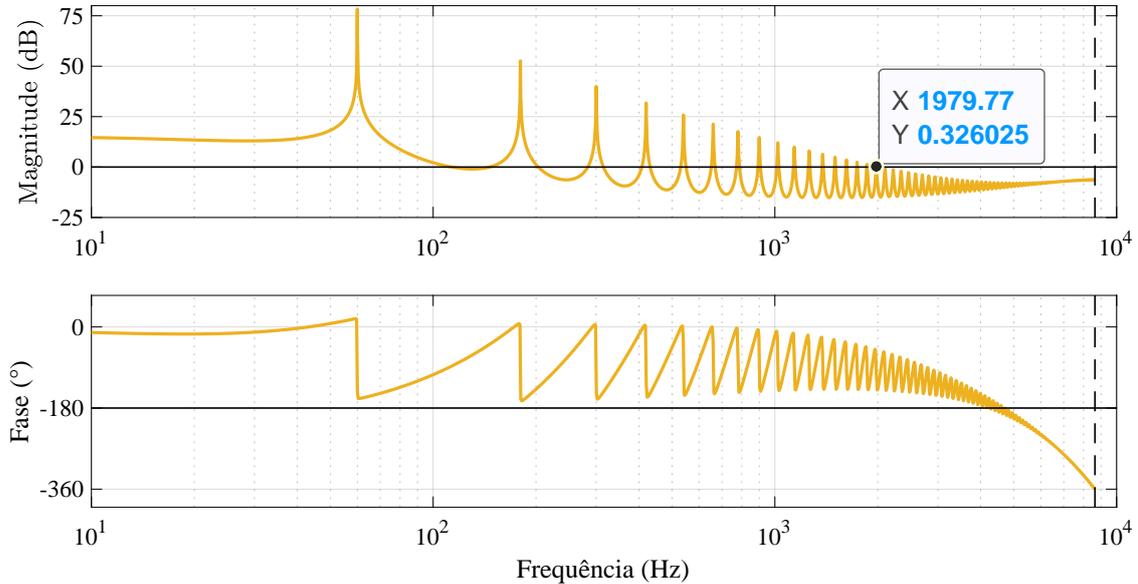
$$K_{rc} = 0.06 \quad (119)$$

e

$$H_l(z) = \frac{0.7364 - 0.5437z^{-1}}{1 + 0.2801z^{-1}}. \quad (120)$$

Com o controlador projetado, o diagrama de Bode da FTMA do sistema é ilustrado na Figura 61.

Figura 61 – Diagrama de Bode da FTMA considerando o controlador repetitivo $2k + 1$ proposto por Escobar et al. (2006).

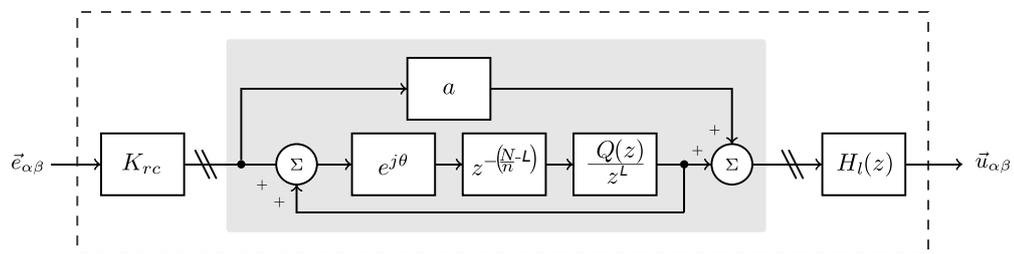


Fonte: O Autor.

5.3 Controlador 3 – Controlador Repetitivo $6k + 1$ (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)

Em (NETO; NEVES; SOUZA, 2020), é proposta uma estrutura genérica de controle repetitivo complexo para atuação na família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, a qual foi aplicada em um FAP trifásico e precisou ser sintonizada em $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. O diagrama de blocos do controlador usado é apresentado na Figura 62, onde, para uma implementação em tempo discreto, o atraso positivo (z^+) não faz sentido, razão pela qual o filtro $Q(z)$, calculado em (118), precisou ser adaptado.

Figura 62 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo $nk + m$, proposto por Neto, Neves e Souza (2020).



Fonte: Adaptado de (NETO; NEVES; SOUZA, 2020).

Para a adaptação, o filtro utilizado foi dividido por z^L e, de forma equivalente, a célula de atraso do controlador repetitivo foi multiplicada pelo mesmo fator, garantindo que o filtro implementado seja calculado, de forma genérica, por

$$Q_2(z) = \frac{Q_L(z)}{z^L} = b_0 z^0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_L z^{-L} + \dots + b_1 z^{-(2L-1)} + b_0 z^{-2L}, \quad (121)$$

e, conseqüentemente, o filtro $Q_2(z)$ projetado a partir de (118) é dado por

$$Q_2(z) = 0.01269 + 0.07715z^{-1} + 0.2415z^{-2} + 0.3372z^{-3} + 0.2415z^{-4} + 0.07715z^{-5} + 0.01269z^{-6}. \quad (122)$$

Além disso, o ângulo θ do controlador repetitivo é calculado por:

$$\theta = 2\pi \frac{m}{n}, \quad (123)$$

o que permite a escolha da harmônica m para que o controlador RC aplique ganhos elevados na família $H_s = \{nk + mk \in \mathbb{Z}\}$.

5.3.1 Projeto de Controlador Repetitivo

O controlador complexo proposto por Neto, Neves e Souza (2020) é utilizado no controle de um FAP trifásico com carga retificada, cenário de estudo deste trabalho. Os parâmetros do controlador (n, m, a) são mantidos conforme o trabalho original, sendo:

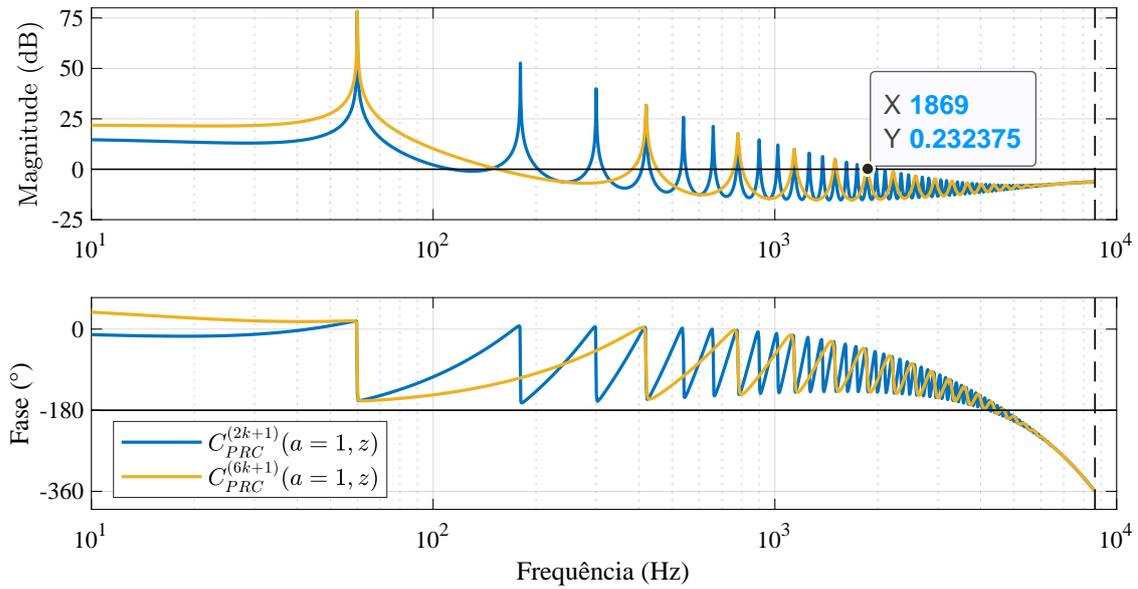
- $n = 6$;
- $m = 1$;
- $a = 1$; e
- $N = 288$.

No projeto do ganho K_{rc} , buscou-se uma dinâmica próxima à do controlador apresentado na Seção 5.2. Com isso, foi escolhido o ganho $K_{rc} = 0.06$, cujo diagrama de Bode da FTMA é mostrado na Figura 63. Dessa forma, os controladores apresentam dinâmicas semelhantes, o que facilita na comparação entre eles. Além disso, foi adotado o mesmo avanço de fase para ambos os controladores.

5.4 Controlador 4 – Controlador Repetitivo Adaptativo em Estrutura

O controlador proposto no presente trabalho é uma estrutura de controle complexo de ordem $nk + m$, cujos parâmetros variam para melhor acompanhar as referências de corrente calculadas pelo gerador de referências. Contudo, quando aplicado a um FAP trifásico com carga retificada (e tensões da rede balanceadas), é necessário compensar as harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Sendo assim, foi aproveitado o projeto desenvolvido na seção anterior, que abordou o controlador repetitivo $6k + 1$, e analisado o comportamento para diferentes valores de n . Posteriormente, realizou-se uma avaliação da implementação de dois controladores RC em paralelo que, juntos, compunham a mesma família de componentes harmônicas.

Figura 63 – Comparação do diagrama de Bode do sistema com o controlador $2k + 1$ e $6k + 1$.



Fonte: O Autor.

No Capítulo 3, foram apresentadas as funções dos algoritmos adaptativos do controlador proposto, e nele foram definidas algumas limitações:

- O atraso $z^{-\left(\frac{N}{n}-L\right)}$ deve ser um atraso de número inteiro;
- O número máximo de controladores em paralelo (N_{ctrl}) utilizados é dois; e
- O valor de m deve ser positivo e menor que n ($0 \leq m < n$);

A partir dessas limitações, é feita a análise do controlador proposto, sempre considerando que as correntes de referência possuem componente na frequência fundamental (60 Hz).

5.4.1 Análise para Variação de n

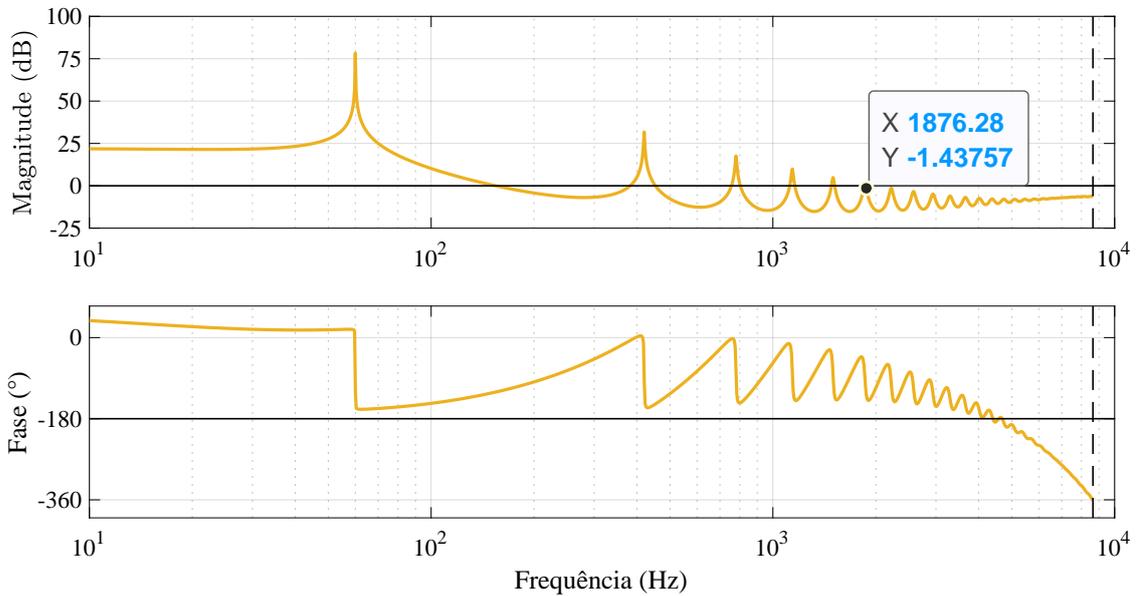
A priori, o projeto do controlador foi realizado considerando seu funcionamento como um controlador $6k + 1$ RC não adaptativo, ou seja, seus os seguintes parâmetros: $n = 6$, $m = 1$, $a = 1$ e $N = 288$. Com base nesses valores, conclui-se que o ganho $K_{rc} = 0.06$, idêntico ao projeto apresentado na seção anterior, é adequado para a aplicação.

A Figura 64 apresenta o diagrama de Bode da FTMA utilizando o controlador proposto para as harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Considerando as limitações impostas pelo algoritmo, tem-se que n pode ser qualquer número inteiro positivo que respeite as condições:

$$\frac{N}{n} \in \mathbb{N}, \quad \frac{N}{n} \geq L, \quad (124)$$

caso contrário, o sistema operaria com atrasos fracionários ou seria não causal. Ao considerar $N = 288$, $L = 3$ e a frequência de corte do filtro FIR como $f_c = 1.8kHz \approx 30 \cdot 60Hz$, o parâmetro n pode assumir os seguintes valores [1, 2, 3, 4, 6, 8, 9, 12, 16, 18, 24]. Para valores superiores, o primeiro ganho do controlador após a fundamental ocorreria em frequências maiores que a frequência de corte do filtro. Caso seja calculado um valor de n diferente dos permitidos, é aplicado o controlador repetitivo $1k + 0$ (equivalente ao conversor repetitivo convencional), que respeita as restrições estabelecidas e aplica ganho elevado em todas harmônicas.

Figura 64 – Resposta em frequência do controlador proposto para atuação na família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: O Autor.

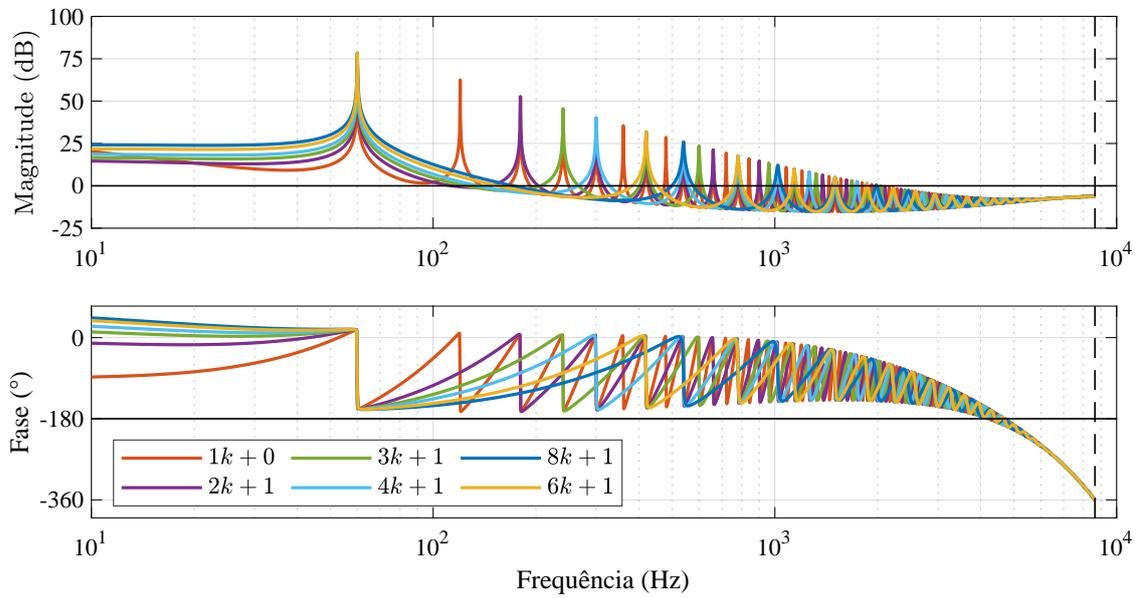
Como o projeto foi realizado para a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, os resultados obtidos para essa família são comparados com os das demais famílias. A Figura 65 apresenta a comparação da resposta em frequência do sistema utilizando o controlador proposto para diferentes valores de n , até $n = 8$.

Para valores mais elevados para n , obtém-se a resposta do sistema mostrada da Figura 66. Percebe-se que, para os valores de n estudados, a resposta do sistema respeita os mesmos limites delimitados pela resposta do controlador repetitivo convencional. Embora ocorra uma variação no ponto de cruzamento por 0 dB, o sistema continua estável.

5.4.2 Análise para Variação de K_{rc}

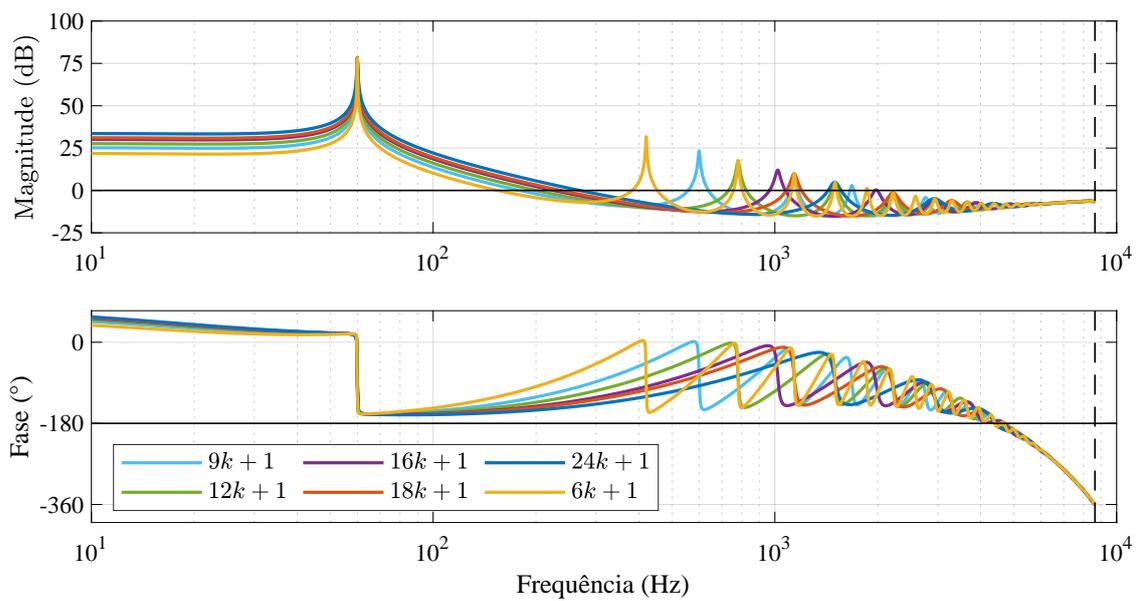
Outra parte importante do algoritmo é o P&O do ganho K_{rc} , e nesta seção é realizado um estudo para limitar os valores desta variável com o objetivo de evitar a instabilidade do sistema ou uma resposta muito lenta. A partir da análise da variação de n no controlador pode-se assumir que o controlador $1k + 0$ é um representante, aproximado, do caminho que os outros controladores

Figura 65 – Comparação resposta em frequência para diferentes valores de n , considerando o intervalo $1 \leq n \leq 8$.



Fonte: O Autor.

Figura 66 – Comparação resposta em frequência para diferentes valores de n , considerando o intervalo $9 \leq n \leq 24$.

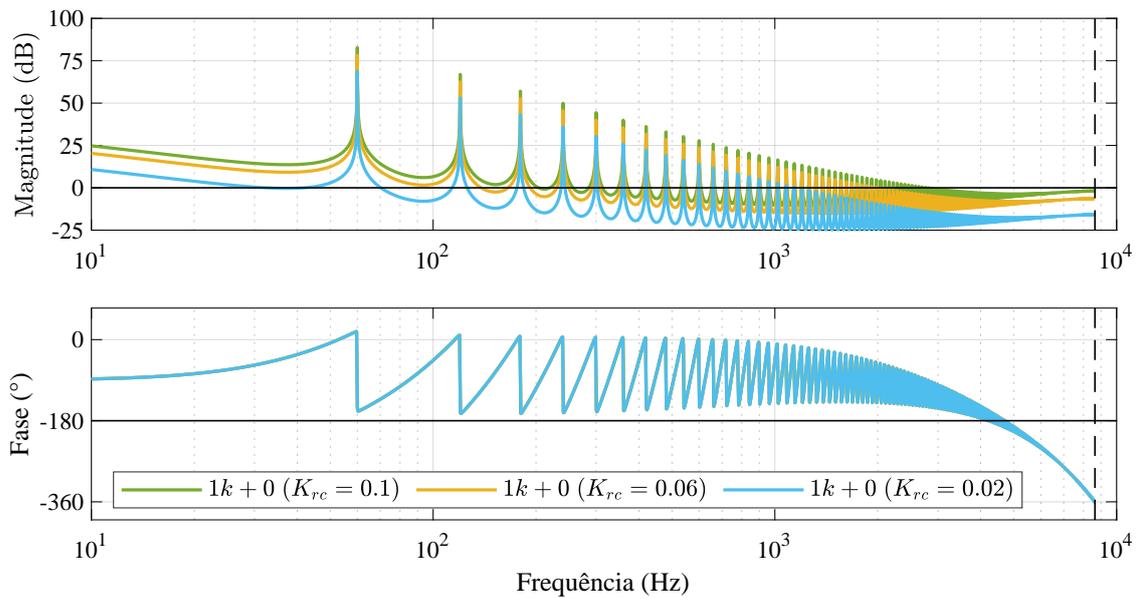


Fonte: O Autor.

seguem, e apresenta uma menor afastamento entre os picos de ressonância. Por isso, a análise da variação de K_{rc} utiliza ele como representante do controlador proposto.

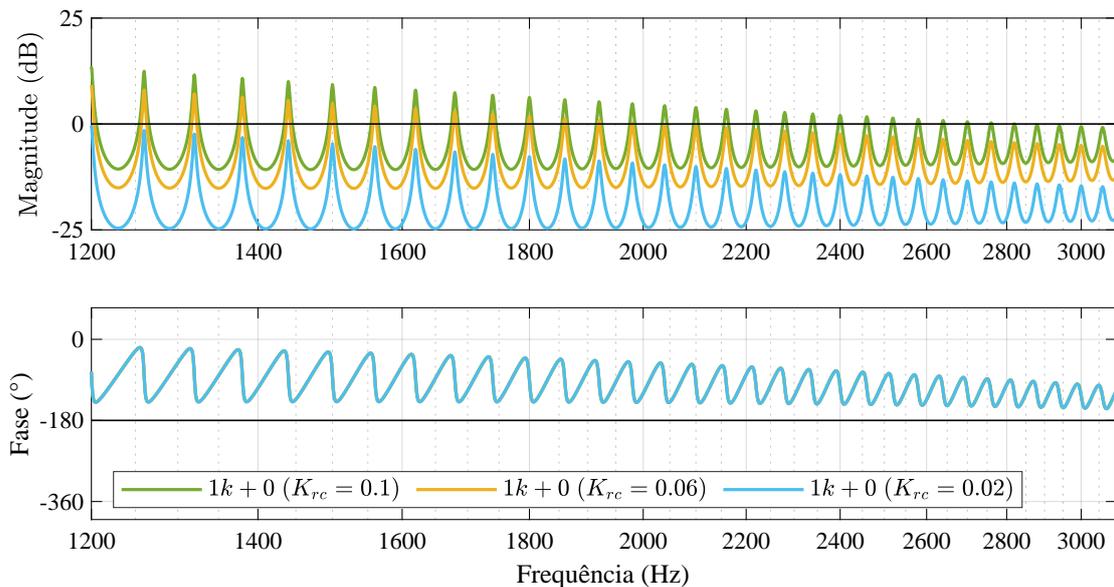
Para validação, foram utilizados os seguintes valores $K_{rc} = \{0.02, 0.06, 0.1\}$, foi obtido o diagrama de Bode para esses valores de ganho, que é apresentado na Figura 67, nesse intervalo de K_{rc} o sistema continua estável, como é mostrado na Figura 68. Além disso, este ganho interfere na quantidade de harmônicas em que o controlador tem ganho elevado, o que interfere no VTHD da corrente da rede.

Figura 67 – Resposta do sistema $1k + 0$ para uma variação de K_{rc} .



Fonte: O Autor.

Figura 68 – Cruzamento por 0 dB do sistema $1k + 0$ para uma variação de K_{rc} .



Fonte: O Autor.

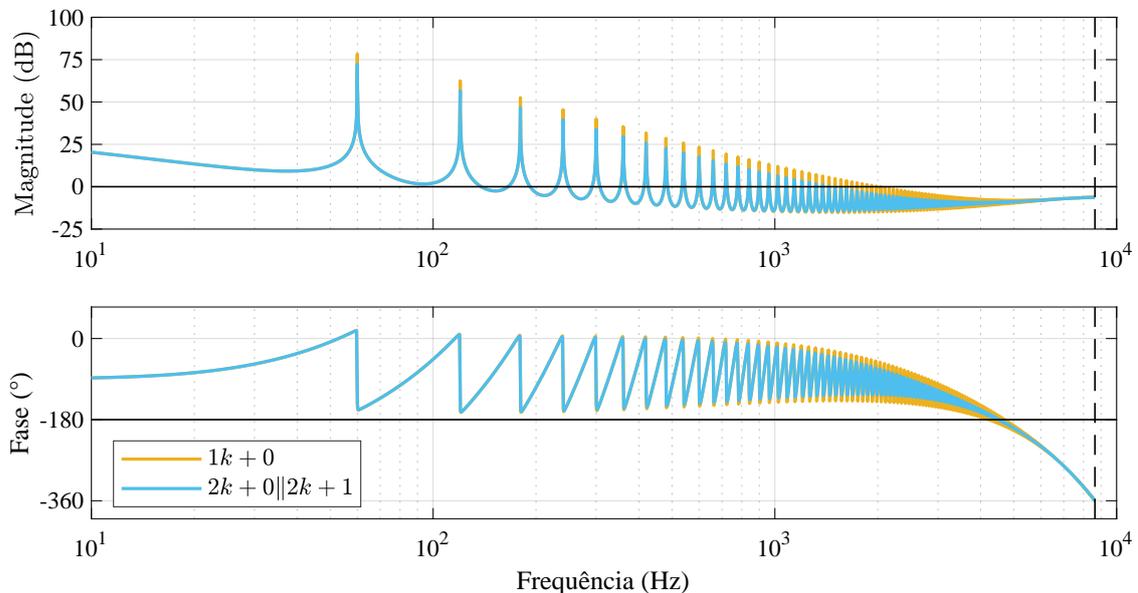
O algoritmo de P&O do ganho K_{rc} limitará o ganho entre os valores estudados nesta seção, possibilitando a minimização do VTHD da corrente da rede, como descrito na Seção 3.2, e evitando que o sistema entre em instabilidade ou tenha uma resposta muito lenta.

5.4.3 Análise para Variação do Número de Controladores em Paralelo

Na Seção 3.3, foi apresentada a análise matemática do uso de múltiplos controladores PRCs em paralelo para representar um único controlador RC. Nesta seção, é realizado o estudo do comportamento do sistema utilizando o controlador proposto juntamente com o filtro e o avanço de fase. Como este trabalho apresenta limitações quanto ao uso de atrasos inteiros, à utilização de dois controladores PRCs em paralelo e à condição de que $z^{-\left(\frac{N}{2n}-L\right)}$ permaneça sendo um atraso inteiro, é necessário que $2n$ assuma os mesmos valores definidos para n na Seção 5.4.1.

Utilizando o controlador $1k + 0$ RC e comparando-o com o controlador composto por $2k + 0$ RC e $2k + 1$ RC, obtém-se o resultado mostrado na Figura 69. Nela, é perceptível que as respostas são diferentes, o que pode ser explicado pela falta de adaptação do filtro utilizado. Conseqüentemente, quando dois controladores estão em paralelo, a resposta do sistema, para altas frequências, apresenta uma variação reduzida, tanto na magnitude quanto na fase, resultando em uma resposta mais lenta e mais estável.

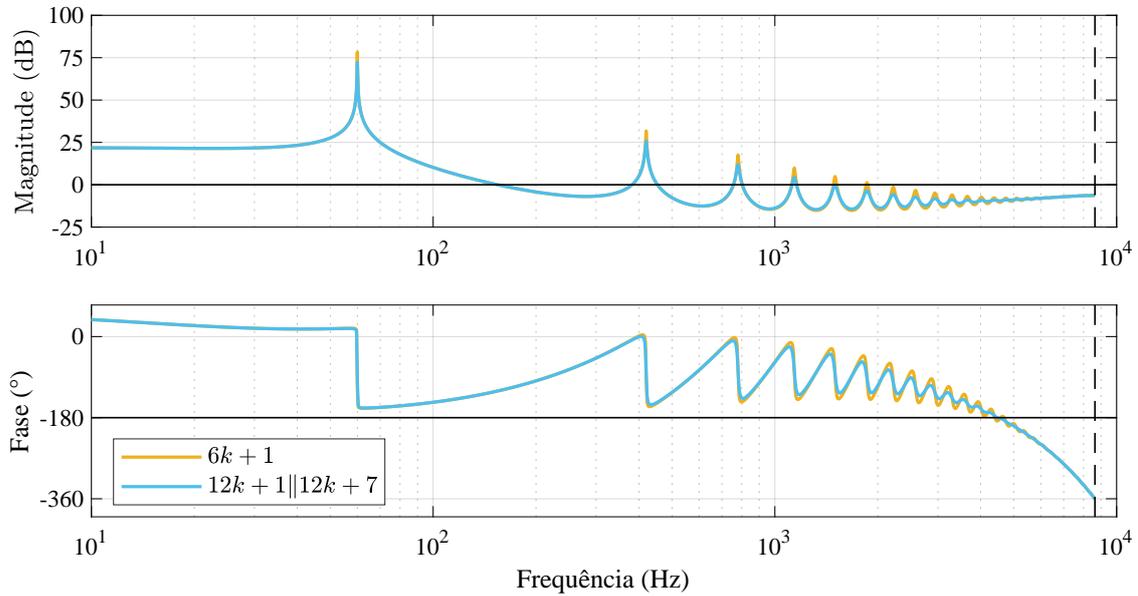
Figura 69 – Comparação do sistema com 1 controlador ou dois em paralelo para $H = \{1k + 0k \in \mathbb{N}\}$.



Fonte: O Autor.

Esse comportamento é observado nas outras famílias de harmônicas. Considerando a família $H_s = \{6k + 1k \mid k \in \mathbb{Z}\}$, a comparação entre os controladores é ilustrada na Figura 70. Para os resultados mostrados nas Figuras 69 e 70, o ganho dos controladores em paralelo é metade do ganho quando se utiliza um único controlador, como foi demonstrado na Seção 3.3.

Figura 70 – Comparação do sistema com 1 controlador ou dois em paralelo para $H_s = \{6k + 1k \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: O Autor.

Mesmo com a mudança no diagrama de Bode da resposta do sistema, a variação do ganho K_{rc} pelo P&O não leva o sistema à instabilidade. Por isso, todos os sistemas com esse controlador conseguem operar em harmonia.

5.5 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentadas três estruturas de controle que serão usadas para comparar com o controlador proposto, além da metodologia adotada para o projeto de cada controlador.

O primeiro controlador avaliado é o P + múltiplos SOGIs, que consiste em uma associação em paralelo de um ganho proporcional com integradores SOGIs, projetado conforme proposto em (YEPES et al., 2010; YEPES et al., 2011). O controlador para harmônicas ímpares $2k + 1$, proposto por Escobar et al. (2006), foi implementado e projetado considerando a célula PRC proposta em (NETO et al., 2018). A estratégia repetitiva complexa $nk + m$ foi implementada e projetada conforme a proposta em (NETO; NEVES; SOUZA, 2020).

O controlador proposto é baseado na célula PRC proposta por Neto et al. (2018). A partir dela, foi feita a adaptabilidade de seus parâmetros por meio de algoritmos, para os quais é necessário estudar os limites de estabilidade do sistema em relação à saturação dos parâmetros. A partir do projeto dos controladores, é necessária a realização de uma comparação entre eles com base nos resultados obtidos em um sistema controlado.

Embora os resultados em simulação sirvam como bons parâmetros para o funcionamento do sistema, os resultados obtidos a partir de uma planta física em laboratório apresentam maior

fidelidade. Em um sistema físico, há limitações no poder computacional do controlador, além de imperfeições no circuito, como pequenas variações ou erros de medição nos valores dos elementos, e a presença de ruídos. No próximo capítulo, é apresentada a bancada experimental e os resultados obtidos.

6 COMPARAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLADOR PROPOSTO E DE CONTROLADORES DA LITERATURA

Neste capítulo, é apresentada a bancada experimental e os resultados experimentais dos controladores de corrente projetados em operando no FAP trifásico em três cenários para as tensões da rede: tensões equilibrada, tensões com afundamento monofásico e com elevação monofásica. Posteriormente, é apresentada a comparação do desempenho dos controladores para os cenários adotados.

6.1 Descrição da Bancada Experimental

Os controladores foram comparados numa bancada experimental do laboratório do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) na UFPE, o circuito da montagem original é composto por dois inversores trifásicos conectados *back-to-back* que operam como FAPs, série e paralelo numa linha que conecta duas tomadas trifásicas. Para a adaptação da montagem para o circuito deste trabalho, foi necessário algumas modificações:

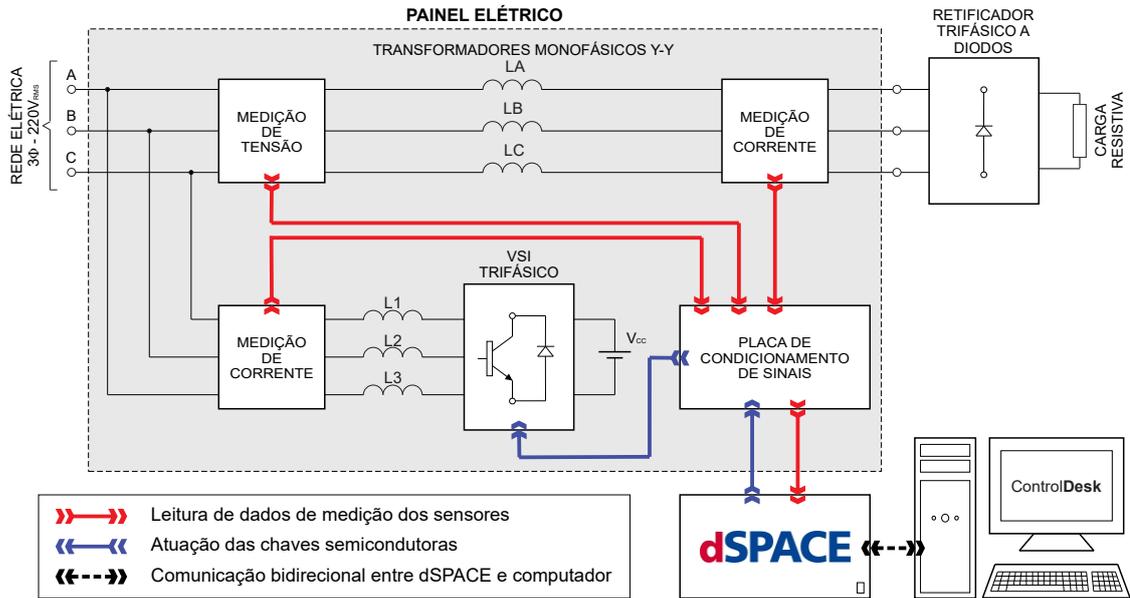
- Troca dos transformador trifásico por indutores;
- Separação do barramento dos inversores;
- Conexão de 2 fios nos terminais do barramento para ligação com a fonte CC;
- Substituição do inversor, que operava como FAP série, por um retificador a diodo conectado com uma carga resistiva;
- Desconectar os capacitores trifásicos e os indutores do circuito do FAP série.

Essas modificações foram feitas para aproveitar os circuitos de medição da bancada, sem a necessidade de criar novos circuitos de medição, as figuras dos circuitos original e modificado são apresentadas no Apêndice A.

As estratégias de controle são implementadas no *Simulink* e, posteriormente, gravadas no dSPACE, esta ferramenta envia e recebe os sinais da placa de condicionamento de sinais, a qual serve como interface entre o dSPACE e os sensores e atuadores da planta, convertendo, bidirecionalmente, os sinais digitais e analógicos. Por fim, o dSPACE se comunica com o computador pelo *ControlDesk* que opera como supervisor do sistema, a representação dessa comunicação é apresentada na Figura 71.

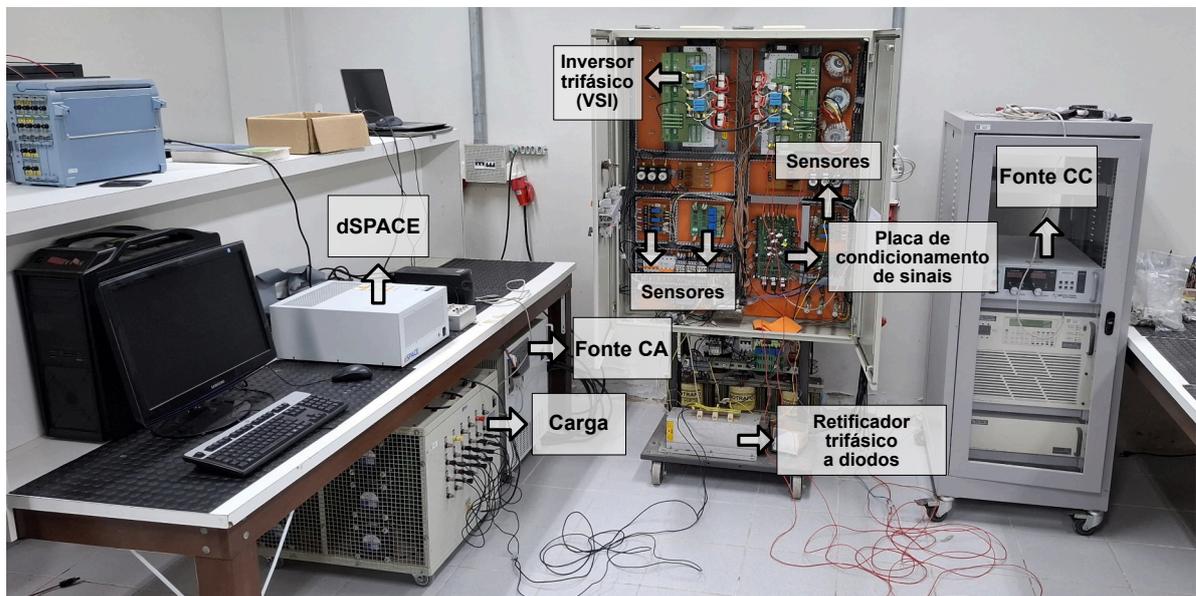
Após as modificações realizadas e todas as conexões feitas, a montagem utilizada para os resultados experimentais é apresentada nas Figura 72. Os principais parâmetros utilizados são mostrados na Tabela 8, para a rede elétrica foi utilizado uma fonte trifásica controlada e seus valores de tensão determinado por *software* no computador.

Figura 71 – Esquemático simplificado da bancada experimental.



Fonte: Adaptado de (NETO, 2018).

Figura 72 – Apresentação da bancada experimental.



Fonte: O Autor.

Tabela 8 – Parâmetros para projeto dos controladores.

Rede Elétrica			Filtro FAP		Linha	Carga	Bar. CC		Amostragem
$V_{g(ff)}$ (V)	L_g (μH)	R_g ($m\Omega$)	L_f (mH)	R_f ($m\Omega$)	L_l (mH)	R_{carga} (Ω)	V_{cc} (V)	C (mF)	f_s (kHz)
220	187.17	31.7	2.563	307.5	2.75	48.4	400	4.7	17.28

Fonte: O Autor.

Da Tabela 8, as indutâncias de linha (L_l), que fica entre a rede e a carga, e as impedâncias do filtro FAP (L_f e R_f) foram medidas a partir de ensaios experimentais dos indutores, a impedância da rede (L_g e R_g) é estimada como a impedância série do transformador trifásico que conecta o laboratório experimental à rede elétrica, para $Z = 4\%$ e $X/R = 2.2138$.

6.1.1 Inicialização da Bancada Experimental

Nesta seção é explicada a rotina de inicialização da bancada para evitar problemas de curto-circuito ou danos aos componentes da bancada. Por isso, o procedimento de inicialização é descrito a seguir:

- Os IGBTs do VSI são inicializados como chaves abertas. O capacitor é carregado pela fonte cc, a qual inicia em rampa até a tensão desejada, sem transferência de potência para a carga ou rede;
- Uma vez que a tensão do barramento estiver na tensão desejada são ligadas as chaves $D1$ e $K1$ (Figura 100), ao fazer isso a tensão da rede fornece energia para a carga e para o VSI, que com as chaves abertas opera como retificador;
- Ao manter a tensão do barramento estável fecha-se $K2$ (Figura 100) e inicia-se o controle de corrente.

Ao seguir esses passos, são reduzidas as chances de gerar um curto-circuito ou problemas com o capacitor do barramento.

6.2 Resultados do Controle de Corrente

Nesta seção, é analisado o comportamento dos controladores vistos no Capítulo 5 quando as tensões da rede estão equilibradas, em regime (Seção 6.2.1), e quando há um transitório no sistema. Os transitórios analisados são: a inicialização do controle (Seção 6.2.2), o afundamento monofásico de 30% da fase A (Seção 6.2.3) e a elevação monofásica de 30% da fase A (Seção 6.2.4).

Devido a complexidade do controlador proposto, este precisa de uma rotina de inicialização, primeiramente é habilitado o gerador de referência juntamente com o algoritmo de cálculo de n , m e do número de controladores em paralelo que serão usados, após alguns testes foi escolhido um limiar de 10% da fundamental para a detecção dos harmônicos da referência. Neste momento o ganho K_{rc} é iniciado como 0.06 como foi projetado no Capítulo 5, em seguida o chaveamento do inversor é liberado, e por fim é ativado o algoritmo de P&O. Além disso, em sua implementação, inicialmente, os cálculos computacionais não eram concluídos em um período de chaveamento, o que resultava em erro no $dSpace$. Para solucionar este problema, foi necessário restringir a análise das componentes harmônicas da corrente da rede, pelo P&O, às harmônicas ímpares até a 50ª harmônica.

6.2.1 Tensões Equilibradas (Regime)

Em regime permanente, o filtro FAP, quando ideal, forneceria todas as componentes harmônicas exigidas pela carga, o que resulta na corrente de rede (i_{ra} , i_{rb} e i_{rc}) contribuindo, apenas, com FFPS. Mas, pelo fato do filtro ser um inversor chaveado, acarreta na presença de ondulação, e erros associados às não idealidades.

Para a análise das componentes harmônicas do sinal é usada a norma IEEE Std 519-2014 (IEEE..., 2014) que delimita os limites das componentes harmônicas de corrente na rede, como mostrado na Tabela 9. Pelo fato do experimento ocorrer utilizando uma fonte de tensão controlada como rede, os critérios utilizados para avaliação são definidos por $T < 20$.

Tabela 9 – Parâmetros para projeto dos controladores.

Distorção harmônica total em porcentagem da fundamental (I_l)						
Ordem harmônica h (para harmônicas ímpares) ^{a,b}						
$T = I_{SC}/I_l$	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	THD
$T < 20^c$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < T < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < T < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < T < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$1000 < T$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

^a Harmônicas pares é limitada a 15% da componente ímpar superior

^b Distorções que resultem em componente CC não são toleradas

^c Todos os equipamentos geradores de potência são limitados a esses valores, independente de T

I_{SC} = máxima corrente de curto-circuito em PCC

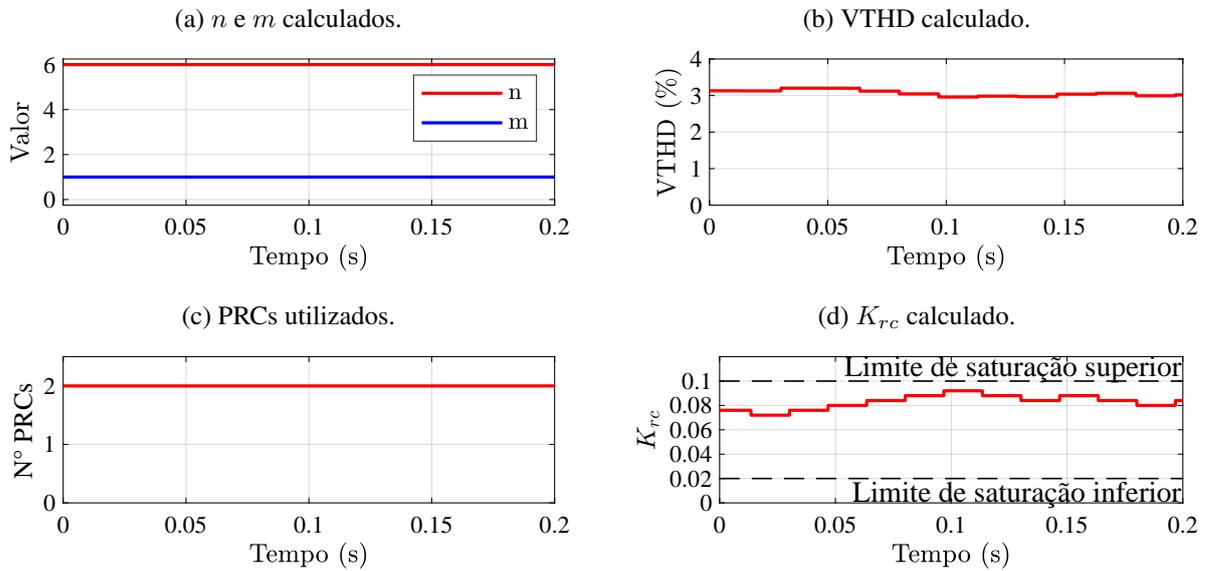
I_l = máxima componente fundamental de corrente demandada pela carga

Fonte: Adaptada de (IEEE..., 2014).

Com os controladores projetados no Capítulo 5 foi realizado o experimento de controle do FAP. Na Figura 73a, percebe-se que o algoritmo identificou que a referência contém harmônicas em $H_s = \{6k + 1k \mid k \in \mathbb{Z}\}$ e pelo valor de n optou pelo uso de 2 controladores PRCs, Figura 73c, fazendo cada um ser $H_s = \{12k + 1k \mid k \in \mathbb{Z}\}$ e $H_s = \{12k + 7k \mid k \in \mathbb{Z}\}$. O algoritmo de P&O também tenta minimizar o VTHD da corrente da rede, Figura 73b, gerando o ganho K_{rc} , mostrado na Figura 73d, que por estar usando 2 PRCs, o ganho de cada PRC é metade do calculado. Percebe-se, também, que devido ao algoritmo do P&O para otimização da função custo, cálculo do VTHD, o valor do ganho (K_{rc}) não é constante, e sofre flutuações.

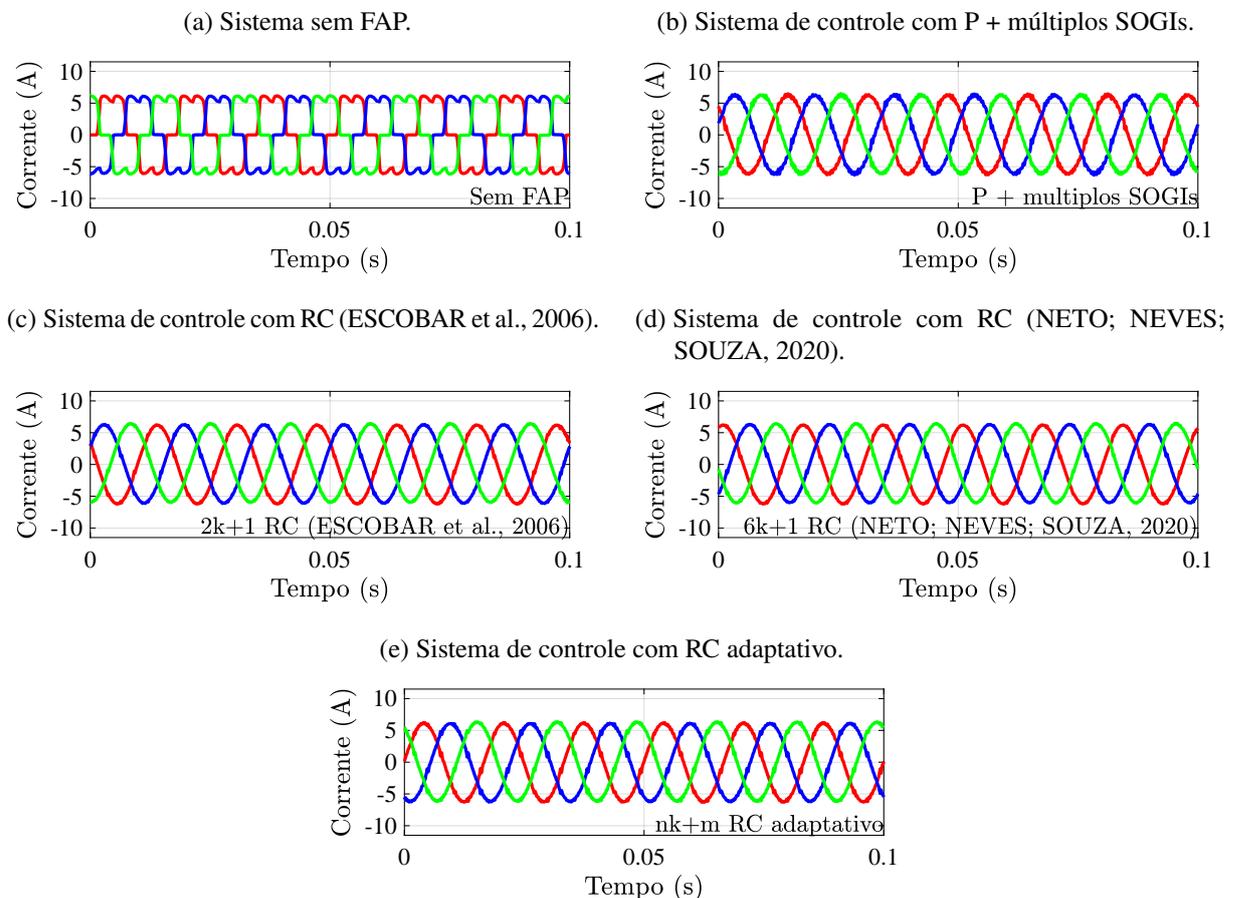
As correntes trifásicas da rede com o controle em regime é apresentado na Figura 74, da qual é realizada uma análise de componentes harmônicas, a qual é ilustrada na Figura 75. A partir desse resultados percebe-se que o controlador RC adaptativo proposto respeita a norma de THD máximo proposta por (IEEE..., 2014), contudo a partir da 23ª harmônica todos os controladores apresentaram magnitudes superiores as permitidas pela norma.

Figura 73 – Parâmetros do controlador em regime.



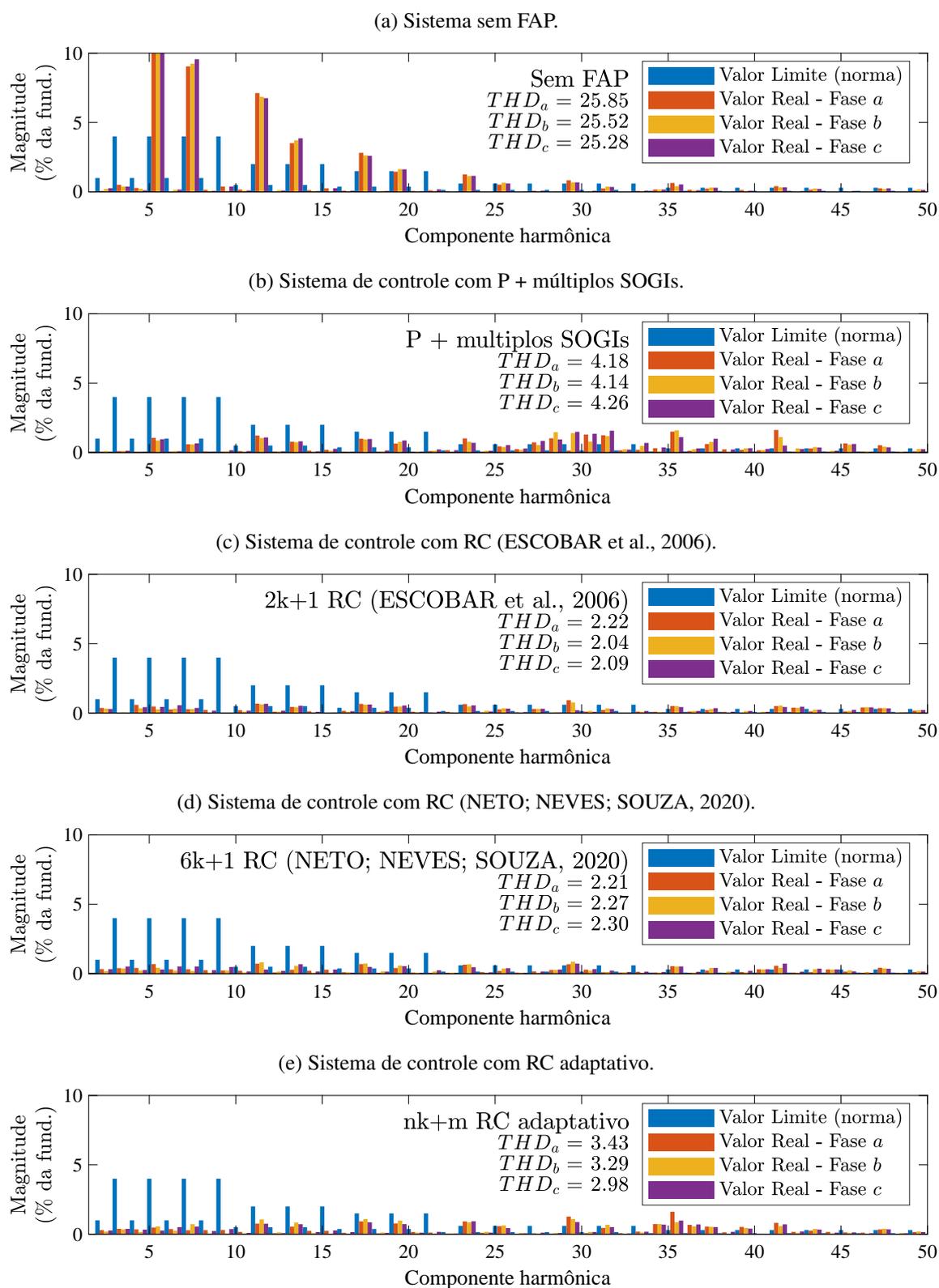
Fonte: O Autor.

Figura 74 – Corrente trifásica da rede com tensões equilibradas.



Fonte: O Autor.

Figura 75 – Espectro harmônico e THD da corrente com tensões equilibradas.



Fonte: O Autor.

6.2.2 Inicialização do Controle

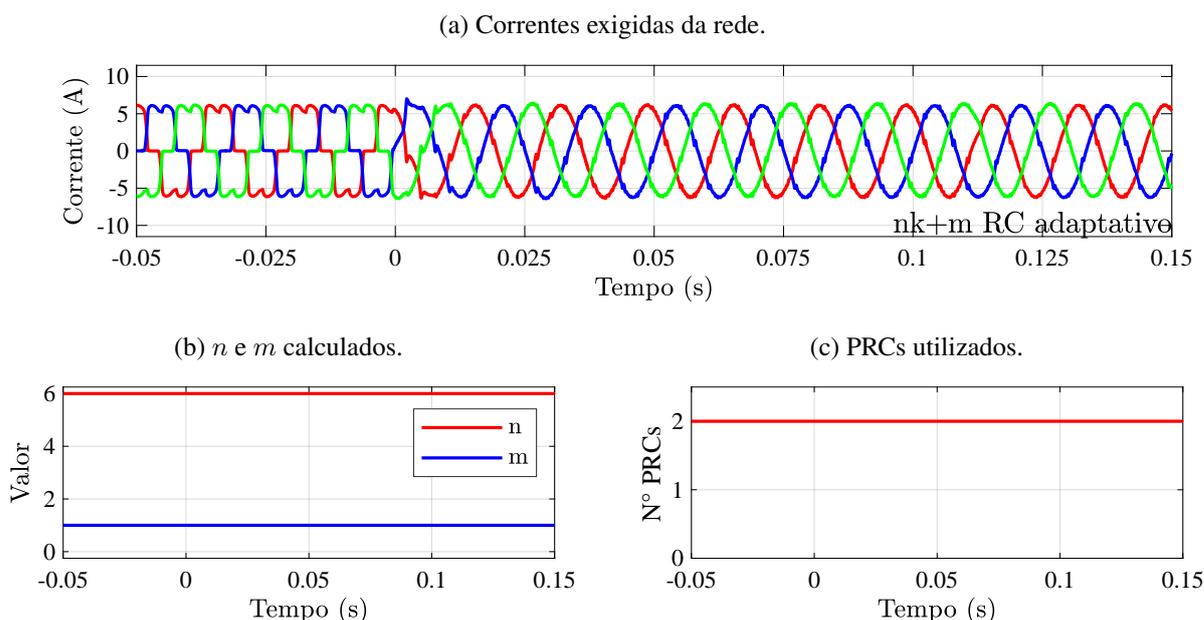
Nesta subseção é analisado o desempenho do sistema de controle durante a inicialização do próprio, ou seja, é analisado no momento em que começa o chaveamento do inversor. Neste cenário, as tensões das redes estão equilibradas, dentre os critérios avaliados estão: os valores de THD e componentes harmônicas após a entrada em regime com o distúrbio da tensão da rede e o valor absoluto do erro no referencial $\alpha\beta$ calculado por

$$\|\vec{E}_{\alpha\beta}\| = \sqrt{E_{\alpha}^2 + E_{\beta}^2}, \quad (125)$$

onde E_{α} e E_{β} são as componentes α e β do erro.

Na Figura 76 são apresentados os resultados do cenário descrito acima para as correntes fornecidas pela rede, durante o uso do controlador $nk + m$ RC adaptativo proposto, além de alguns dos parâmetros do controlador, como descrito anteriormente, na inicialização deste controlador, o ganho K_{rc} é constante, logo, não há a análise do ganho nem VTHD das correntes da rede pelo algoritmo.

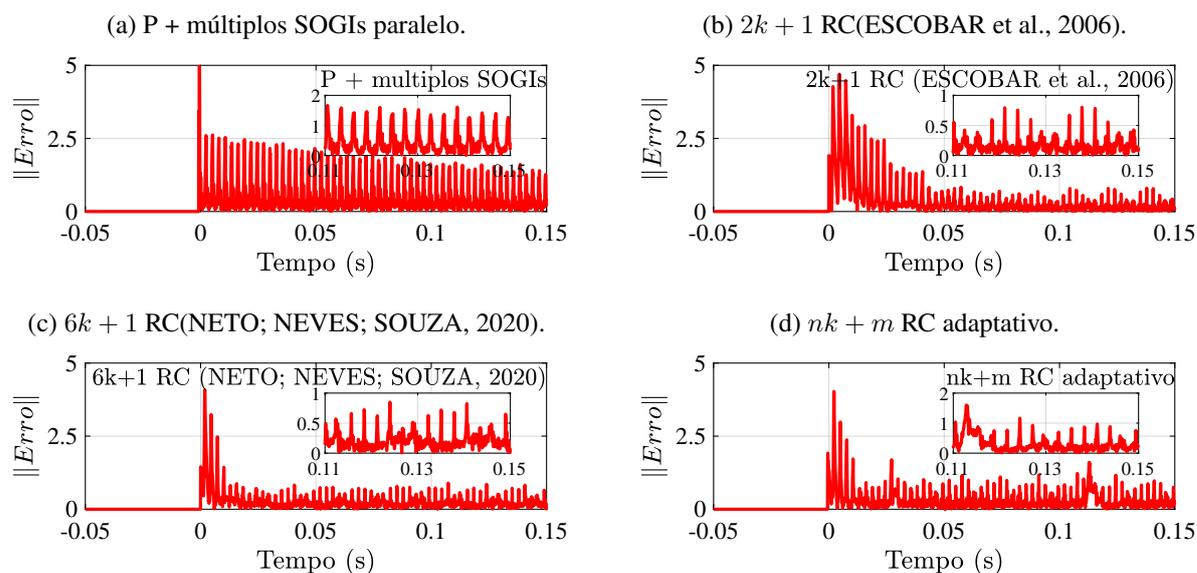
Figura 76 – Início do controle para o $nk + m$ RC adaptativo proposto.



Fonte: O Autor.

A partir da análise do erro, apresentada na Figura 77, é possível inferir que o controlador projetado tem um pico da magnitude do médio similar ao pico no controlador proposto por Neto, Neves e Souza (2020) e inferior às demais estratégias de controle. Por outro lado, quando o assunto é velocidade, o controlador $6k + 1$ possui a dinâmica mais rápida, enquanto que o P + múltiplos SOGIs a mais lenta, a dinâmica apresentada pelo controlador $nk + m$ RC adaptativo é semelhante ao controlador $6k + 1$.

Figura 77 – Magnitude do erro durante o início do chaveamento.

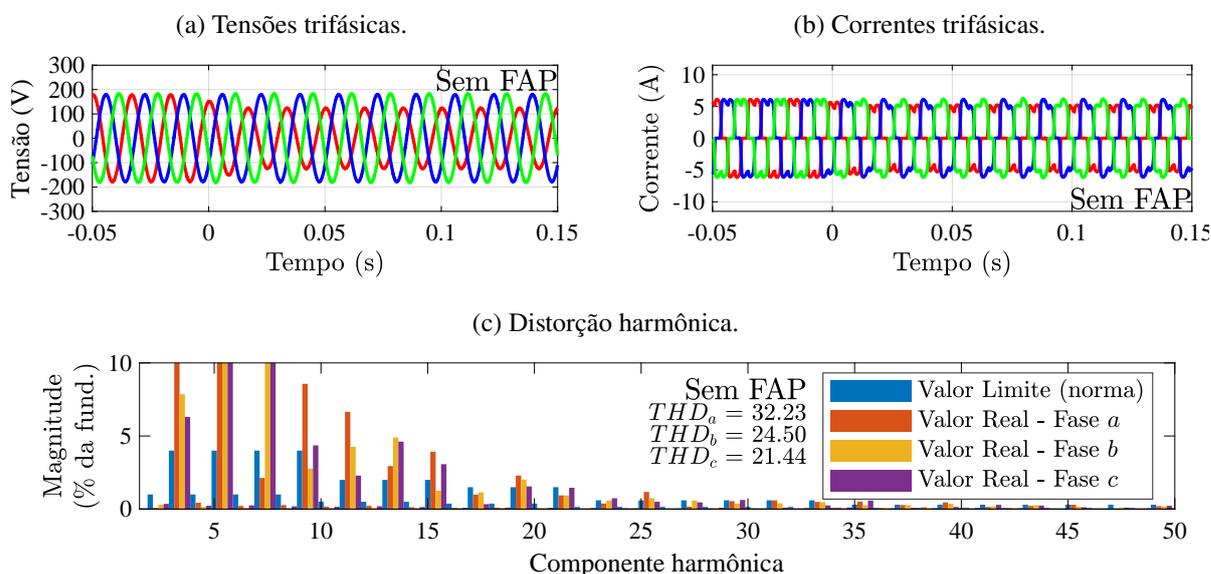


Fonte: O Autor.

6.2.3 Afundamento Monofásico

Na ocorrência de um afundamento monofásico, surgem componentes harmônicas múltiplas da 3^o ordem, o que implica que controladores $6k + 1$ RC não são mais capazes de compensar todas harmônicas exigidas. As tensões da rede, suas correntes e as componentes harmônicas da corrente da rede são apresentadas na Figura 78, onde foram medidas sem a presença do FAP. Não há normas que ditem limites de componentes harmônicas durante condições anormais, por isso, apenas como referência, o uso da norma IEEE Std 519-2014 (IEEE..., 2014) é mantida.

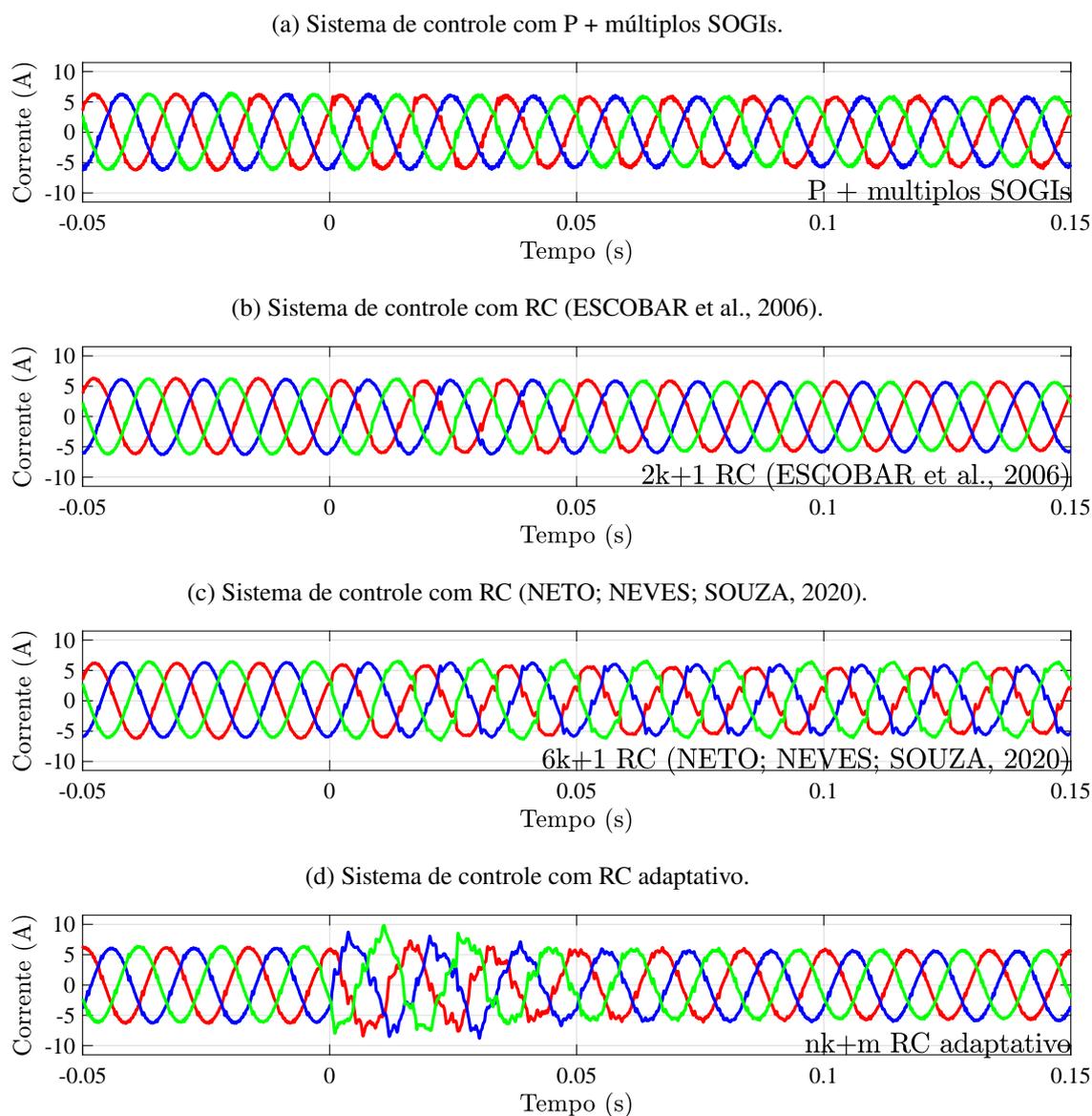
Figura 78 – Medições de parâmetros da rede durante o afundamento monofásico de 30% sem ação de controle.



Fonte: O Autor.

O comportamento das correntes trifásicas da rede durante o afundamento monofásico é ilustrada na Figura 79, onde o afundamento ocorre em $t = 0$. Percebe-se que o controlador $nk + m$ RC adaptativo possui a pior dinâmica entre os sistemas de controles testados, isso é causado pela sua variação de parâmetros, os quais são mostrados na Figura 80, para adaptar-se ao novo sinal de referência.

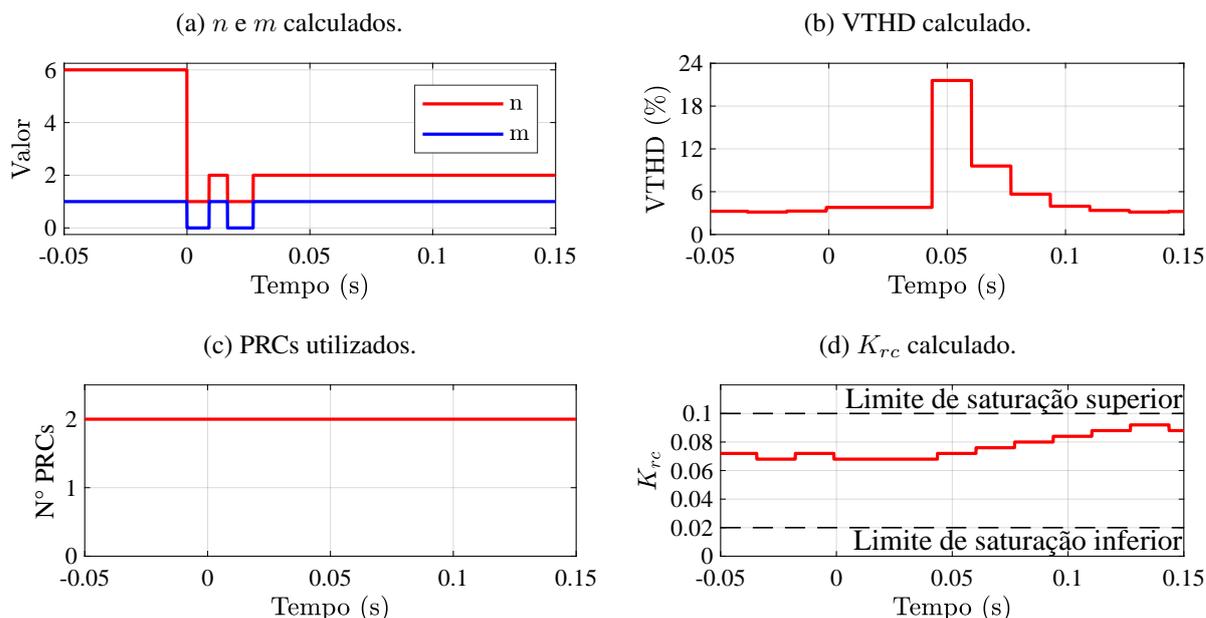
Figura 79 – Medições das correntes da rede durante o afundamento monofásico de 30%.



Fonte: O Autor.

O algoritmo levou cerca de 30 ms para estabilizar os cálculos de n e m , Figura 80a, durante esse tempo ficou alternando entre o controle $1k + 0$ RC e $2k + 1$ RC, ao final desse tempo foi identificado que o controlador $2k + 1$ RC supre as harmônicas desejadas pelo gerador de referência. Além disso, o cálculo do P&O estava atuando como desejado reduzindo a distorção harmônica da corrente da rede. Na Figura 81 é apresentado o erro durante o período estudado. Por fim, a Figura 82 mostra a distorção harmônica da última fundamental das correntes da rede

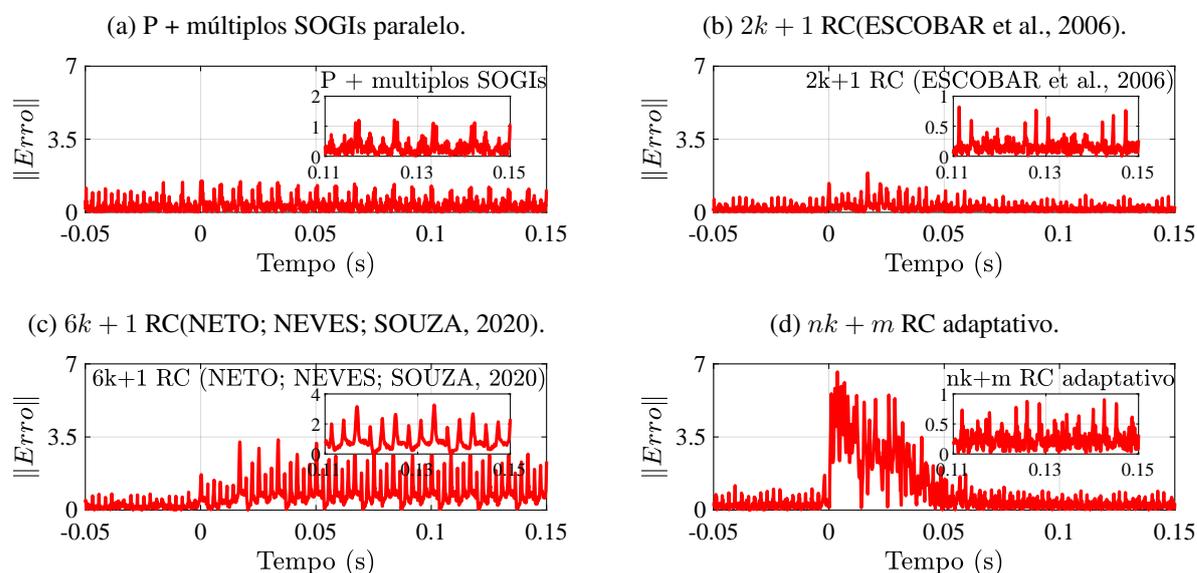
Figura 80 – Parâmetros do controlador durante o afundamento monofásico de 30%.



Fonte: O Autor.

apresentadas na Figura 79.

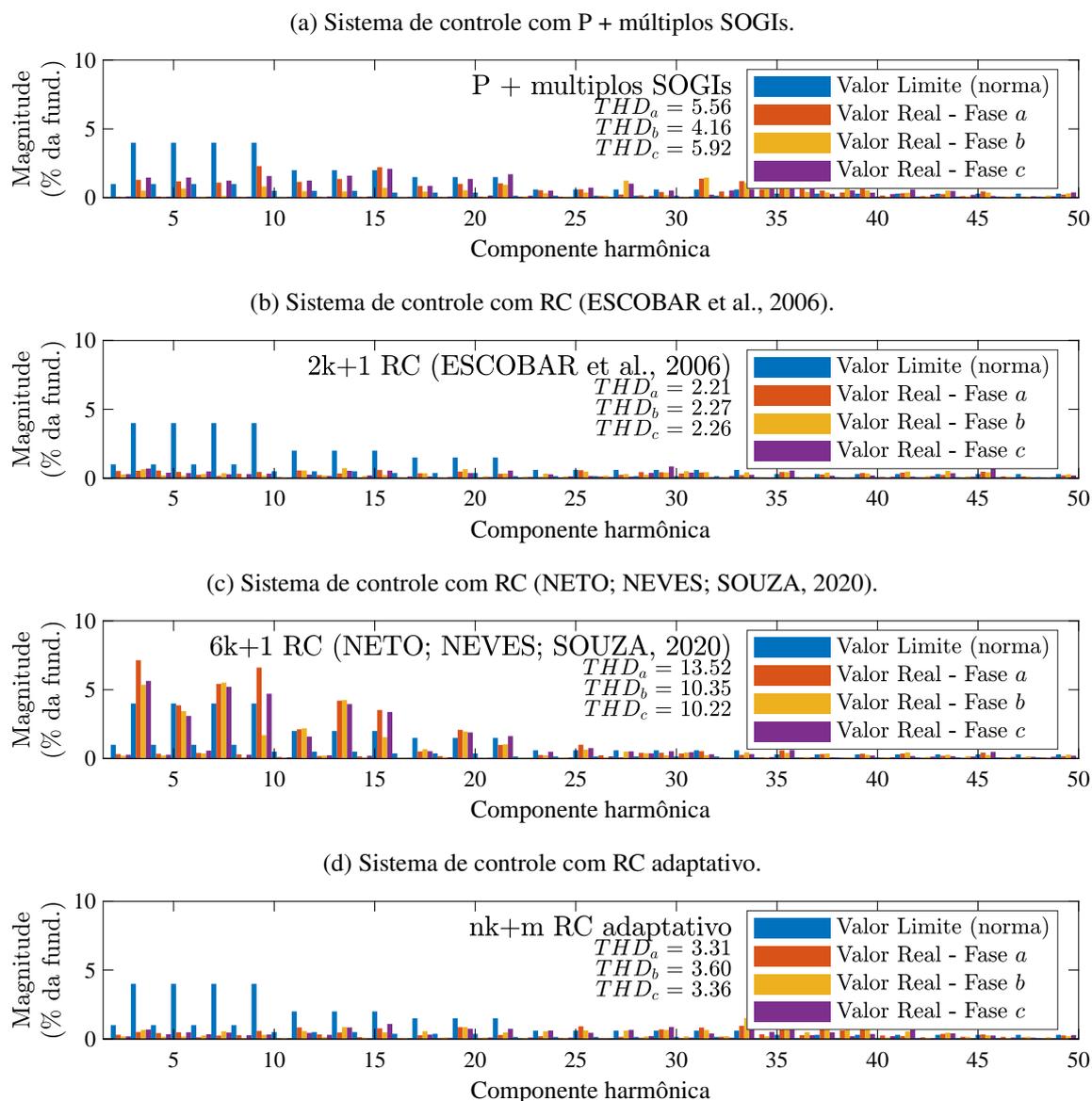
Figura 81 – Magnitude do erro durante o afundamento monofásico de 30%.



Fonte: O Autor.

Durante o afundamento, somente os controladores $2k + 1$ RC (ESCOBAR et al., 2006) e o $nk + m$ RC adaptativo obtiveram THD inferiores a 5%, o que é esperado pelo princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975).

Figura 82 – Distorção harmônica e THD das correntes da rede durante o afundamento monofásico de 30%.



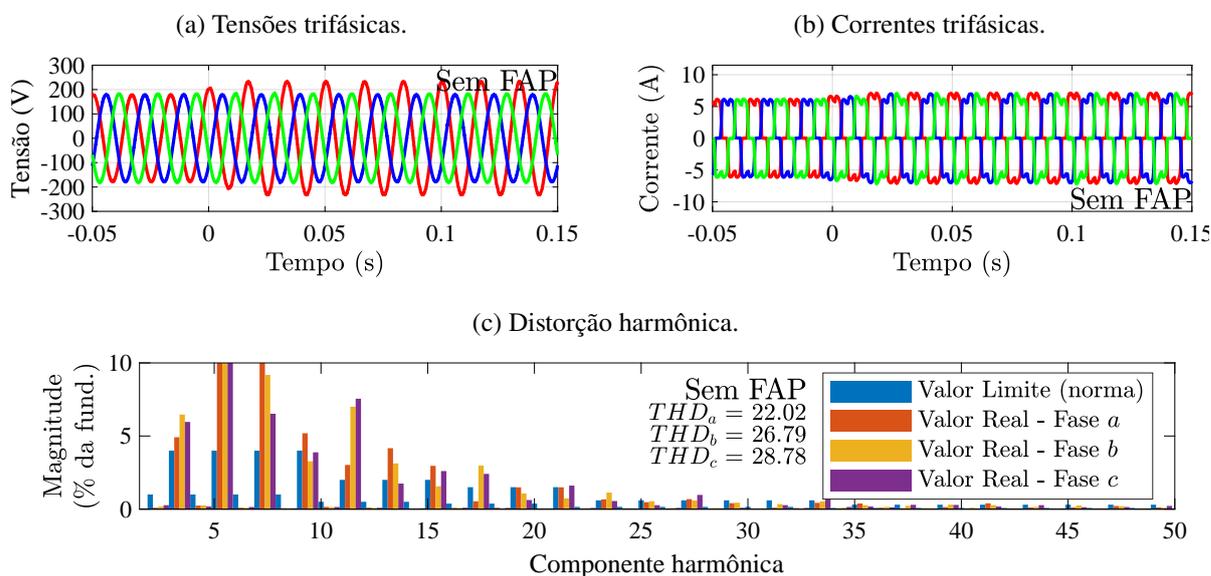
Fonte: O Autor.

6.2.4 Elevação Monofásica

O cenário de uma elevação monofásica é similar ao de um afundamento monofásico, em ambos os casos há o surgimento de harmônicas múltiplas da 3°. As tensões, correntes e distorção harmônica da rede, sem a presença do FAP, é mostrada na Figura 83.

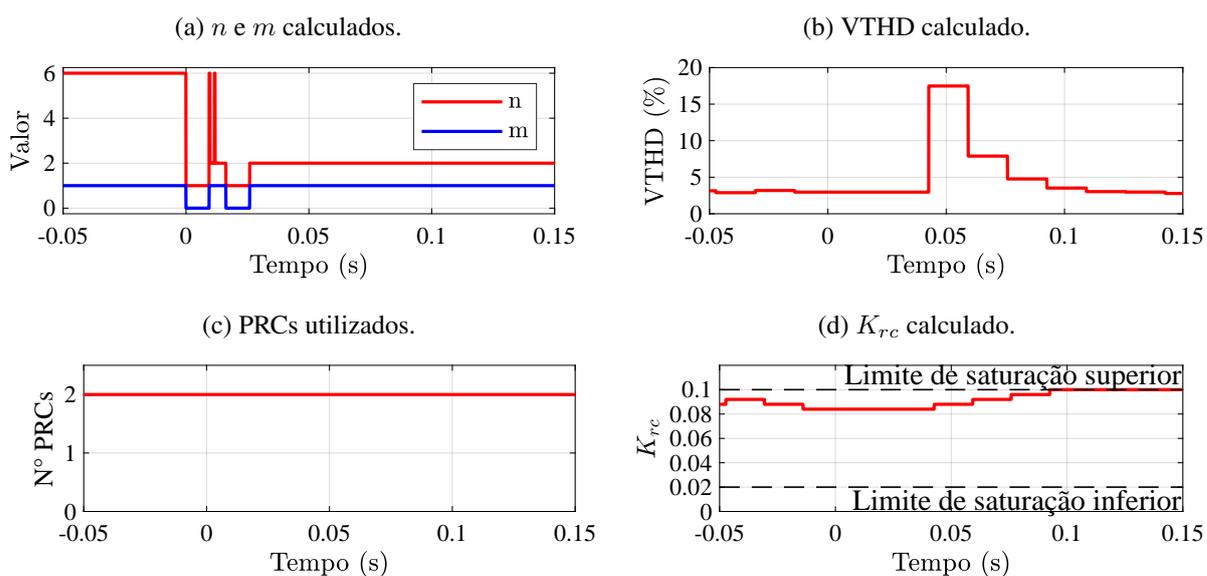
Ao considerar a elevação monofásica, os parâmetros do controlador $nk+m$ RC adaptativo é apresentado na Figura 84, observa-se que durante o transitório em houve uma transição para o controlador $6k+1$ RC, o que significa que a magnitude de algumas harmônicas detectada pela transformada discreta de Fourier do algoritmo foi menor que o limiar (Seção 3.1). Isso é explicado pela diferença da magnitude das harmônicas múltiplas da 3° durante o afundamento (Figura 78c) e durante a elevação (Figura 83c).

Figura 83 – Medições de parâmetros da rede durante a elevação monofásica de 30% sem ação de controle.



Fonte: O Autor.

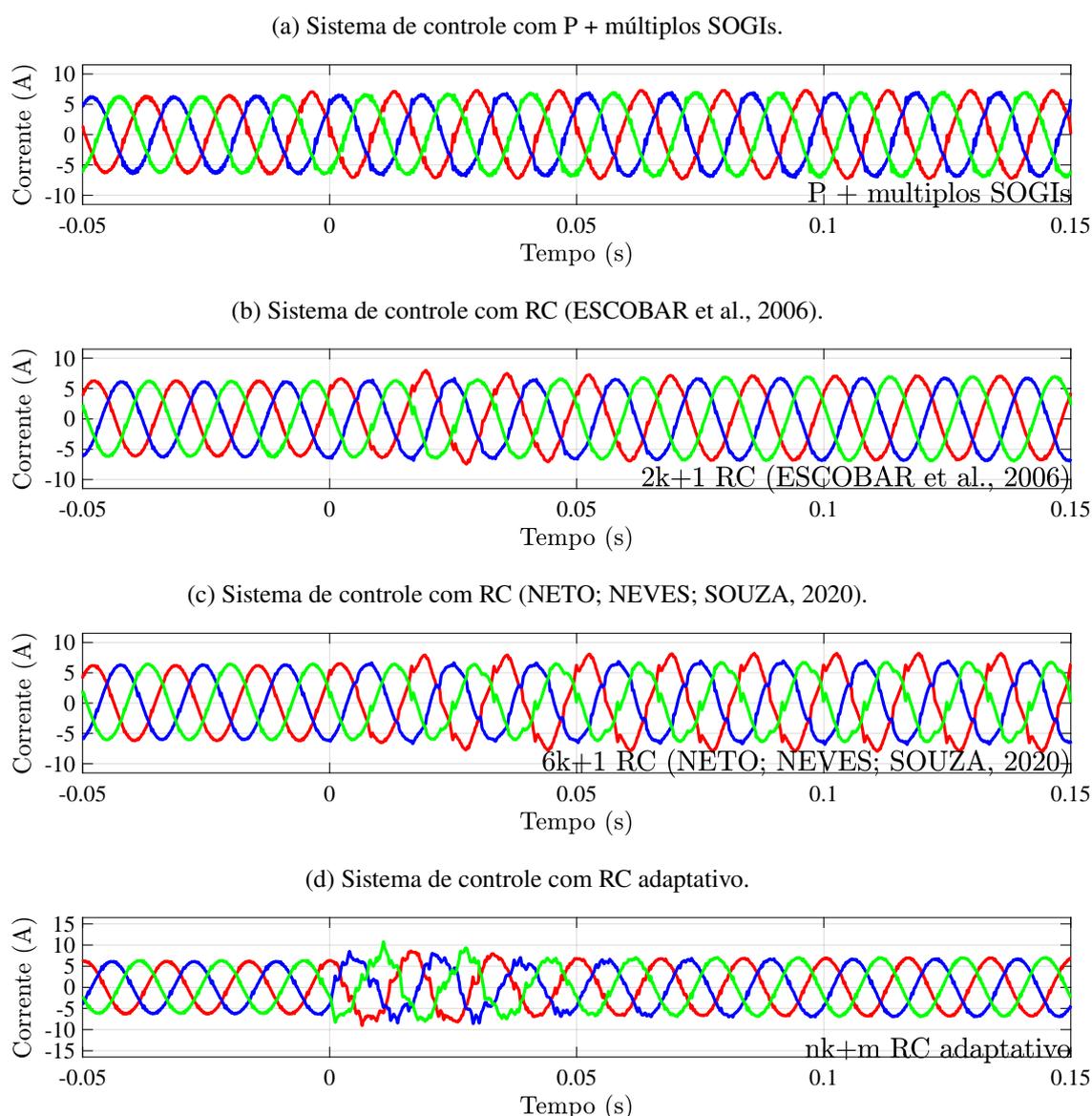
Figura 84 – Parâmetros do controlador durante a elevação monofásica de 30%.



Fonte: O Autor.

Ao aplicar os controladores analisados, as correntes da rede e sua distorção harmônica são apresentadas nas Figura 85 e Figura 86, respectivamente. No caso da elevação monofásica não foi possível manter o início da elevação no mesmo ponto para todas as estratégias de controle, contudo ao analisar o erro (Figura 87) percebe-se que o início da elevação (aumento repentino do erro) ocorre nas proximidades de $t = 0$.

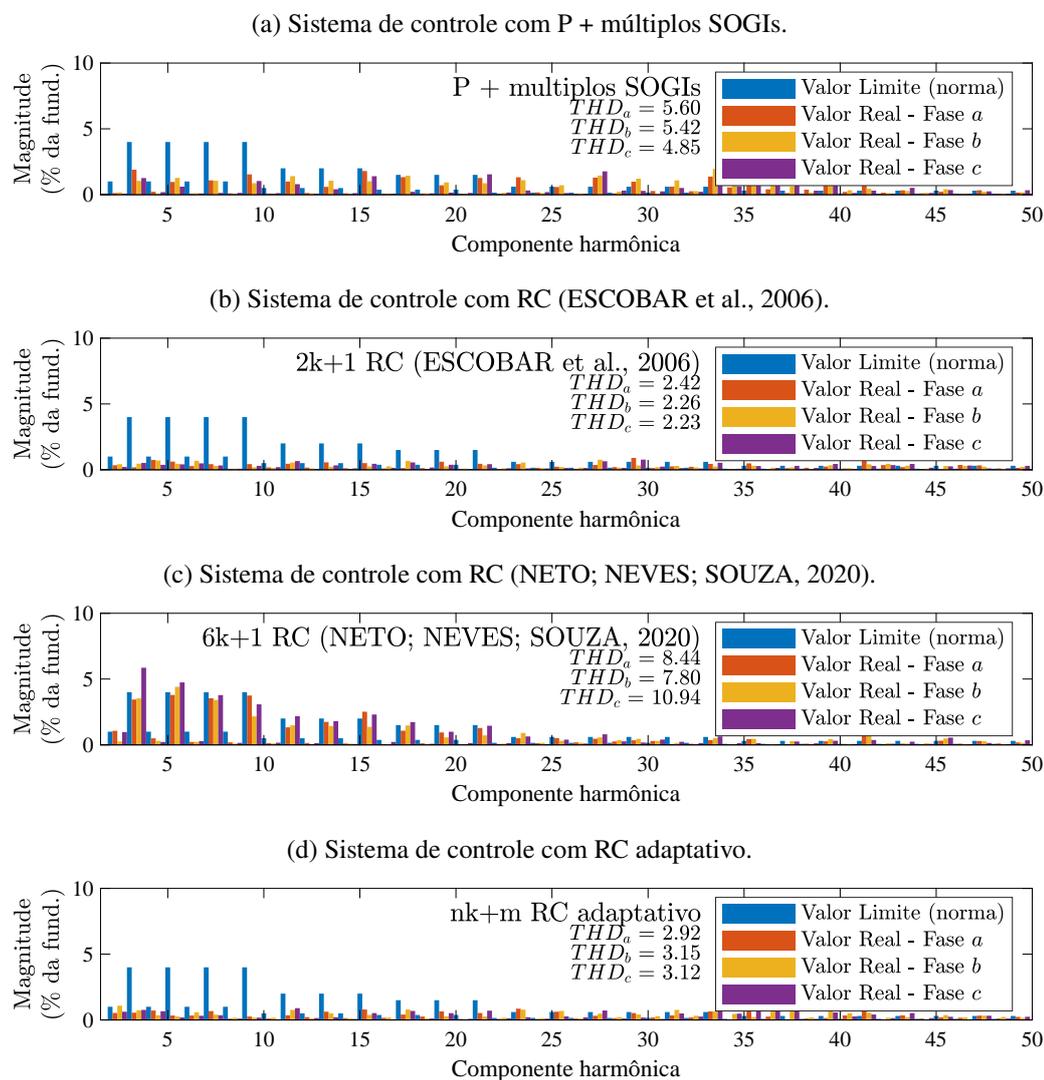
Figura 85 – Medições das correntes da rede durante a elevação monofásica de 30%.



Fonte: O Autor.

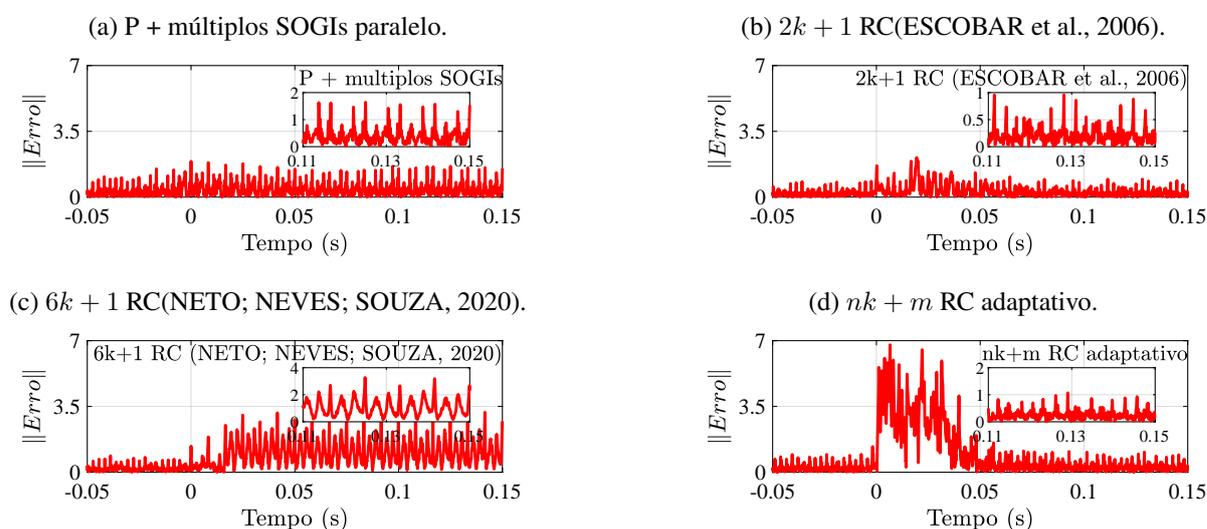
O controlador $nk + m$ RC adaptativo conseguiu detectar as novas harmônicas, adaptando-se para $2k + 1$ RC, e convergir seu erro, enquanto que os outros controladores apresentaram uma dinâmica com menores picos do erro.

Figura 86 – Distorção harmônica e THD das correntes da rede durante a elevação monofásica de 30%.



Fonte: O Autor.

Figura 87 – Magnitude do erro durante a elevação monofásica de 30%.



Fonte: O Autor.

6.3 Comparação das Estratégias de Controle

Os resultados obtidos nas seções anteriores, para a rede com perturbação de tensão ou sem, são sumarizados na Tabela 10, onde percebe-se que o controlador proposto não demonstrou um bom transitório, por mais que apresente desempenho satisfatório no regime com as perturbações estudadas.

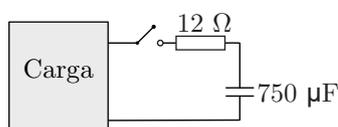
Nos cenários estudados, o controlador $nk + m$ RC adaptativo não conseguiu superar o controlador $2k + 1$ RC (ESCOBAR et al., 2006), mesmo após a sua adaptação para o mesmo ($2k + 1$ RC), o que mostra a importância dos parâmetros dos algoritmos, principalmente o P&O. Pela análise do erro, percebe-se que, mesmo tendo picos elevados, o controlador consegue convergir os valores de n e m , além de reduzir o erro, em aproximadamente 50 ms após a perturbação da tensão da rede.

Como visto ao longo deste capítulo, todos os transitórios analisados resultaram em harmônicas ímpares o que foi favorável ao controlador $2k + 1$ RC (ESCOBAR et al., 2006) e como verificado ele obteve os menores valores de THD dos controladores testados. Por outro lado, obtiveram bons resultados enquanto a corrente exigida era da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, sendo o controlador $6k + 1$ RC (NETO; NEVES; SOUZA, 2020) o que teve dinâmica mais rápida durante a inicialização, enquanto que o P + múltiplos SOGIs teve menor variações entre os testes realizados.

6.4 Resultados com Carga com Filtro Capacitivo

A fim de gerar maior estresse na solução proposta foram obtidos novos resultados após a adição de um filtro capacitivo de $750 \mu F$ e 12Ω em paralelo com a carga resistiva de 48.4Ω , Figura 88. Após a adição do filtro capacitivo na carga, novos resultados foram obtidos a partir dos mesmos distúrbios da tensão da rede apresentados na Seção 6.2.

Figura 88 – Conexão da carga capacitiva.



Fonte: O Autor.

6.4.1 Tensões Equilibradas

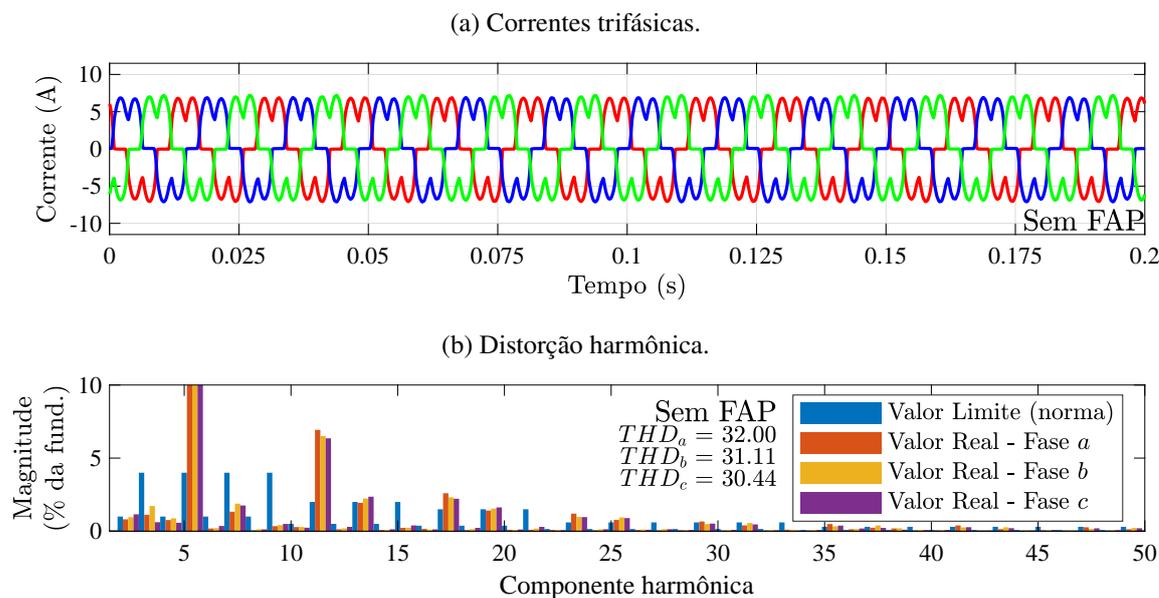
Com a presença do capacitor as correntes que a rede fornece, sem a atuação do controle no inversor, tal como sua distribuição harmônica são apresentadas na Figura 89. As correntes são semelhantes às apresentadas na ausência do capacitor, contudo estas indicam maiores distorções das componentes harmônicas.

Tabela 10 – Resumo dos resultados para as estratégias de controle comparadas.

Início do controle/tensões equilibradas				
Estratégias de controle	$\ Erro\ $ máximo	THD_a	THD_b	THD_c
Sem FAP		25,85%	25,52%	25,28%
P + múltiplos SOGIs	4,96	4,18%	4,14%	4,26%
2k+1 (ESCOBAR et al., 2006)	4,69	2,22%	2,04%	2,09%
6k+1 (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)	4,08	2,21%	2,27%	2,30%
nk+m RC adaptativo	4,03	3,43%	3,29%	2,98%
Afundamento monofásico				
Estratégias de controle	$\ Erro\ $ máximo	THD_a	THD_b	THD_c
Sem FAP		32,23%	24,505%	21,44%
P + múltiplos SOGIs	1,51	5,56%	4,16%	5,92%
2k+1 (ESCOBAR et al., 2006)	1,89	2,21%	2,27%	2,26%
6k+1 (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)	3,37	13,52%	10,35%	10,22%
nk+m RC adaptativo	6,62	3,31%	3,60%	3,36%
Elevação monofásica				
Estratégias de controle	$\ Erro\ $ máximo	THD_a	THD_b	THD_c
Sem FAP		22,02%	26,79%	28,78%
P + múltiplos SOGIs	1,91	5,60%	5,42%	4,85%
2k+1 (ESCOBAR et al., 2006)	2,10	2,42%	2,26%	2,23%
6k+1 (NETO; NEVES; SOUZA, 2020)	3,27	8,44%	7,80%	10,94%
nk+m RC adaptativo	6,78	2,92%	3,15%	3,12%

Fonte: O Autor.

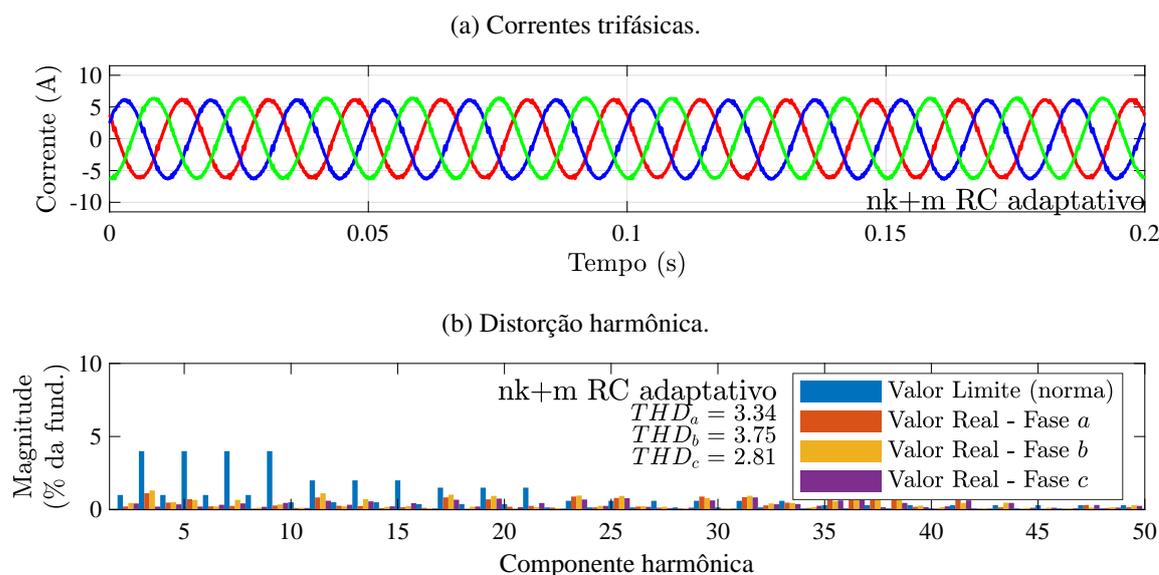
Figura 89 – Correntes e THD da rede sem ação de controle com carga capacitiva.



Fonte: O Autor.

A estratégia de controle proposta conseguiu controlar as correntes de saída do inversor fazendo com que as correntes da rede ficassem senoidais como ilustradas na Figura 90, dessa forma, a rede teve seu THD reduzido para margens inferiores a 5%. Contudo, apresenta conteúdo harmônico em altas frequências, a partir da 23^o harmônica, superiores às permitidas pela norma IEEE Std 519-2014 (IEEE..., 2014).

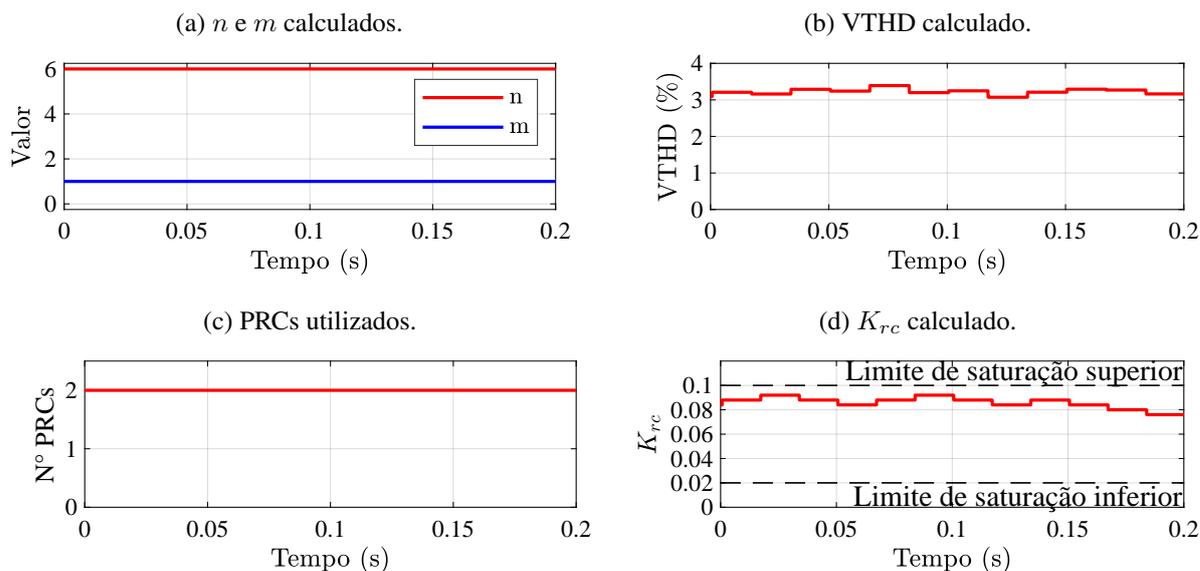
Figura 90 – Correntes e THD da rede com controlador proposto com carga capacitiva.



Fonte: O Autor.

Os parâmetros do controlador $nk+m$ RC, Figura 91, mostram que a presença do capacitor não alterou as componentes detectadas na referência das correntes ($H_s h = \{6k + 1k \mid k \in \mathbb{Z}\}$), bem como o ganho do controlador é estabilizado próximo a 0.08.

Figura 91 – Parâmetros do controlador com controlador proposto com carga capacitiva.

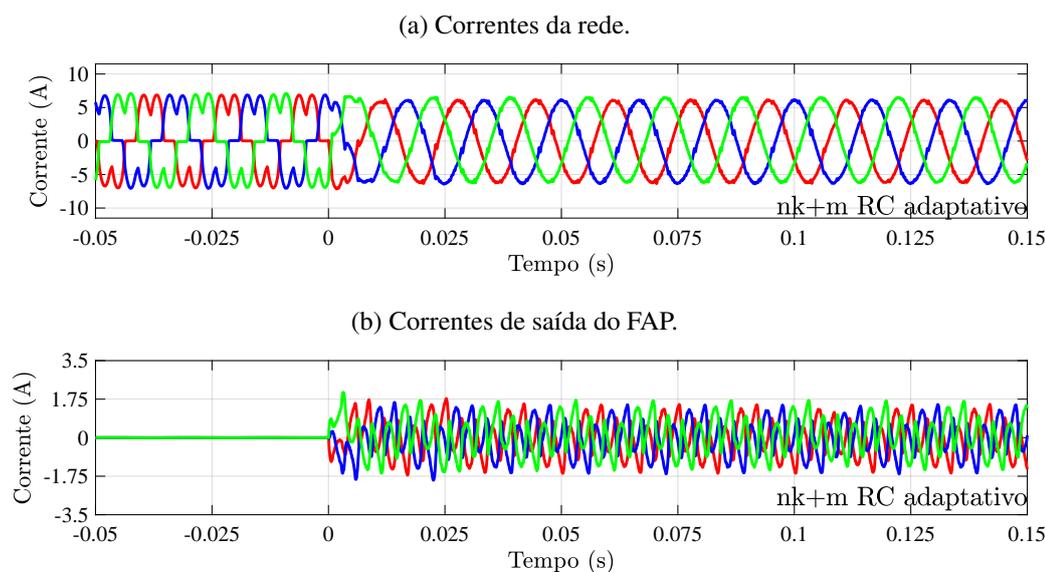


Fonte: O Autor.

6.4.2 Transitórios

Nesta seção são apresentados os resultados de todos os transitórios abordados na Seção 6.2, dessa forma, é feito a análise do impacto de cargas mais exigentes na estratégia de controle proposta. As correntes da rede tal como as correntes de saída do inversor, durante a inicialização do controle, são mostradas na Figura 92.

Figura 92 – Correntes da rede e do inversor durante o início do chaveamento.

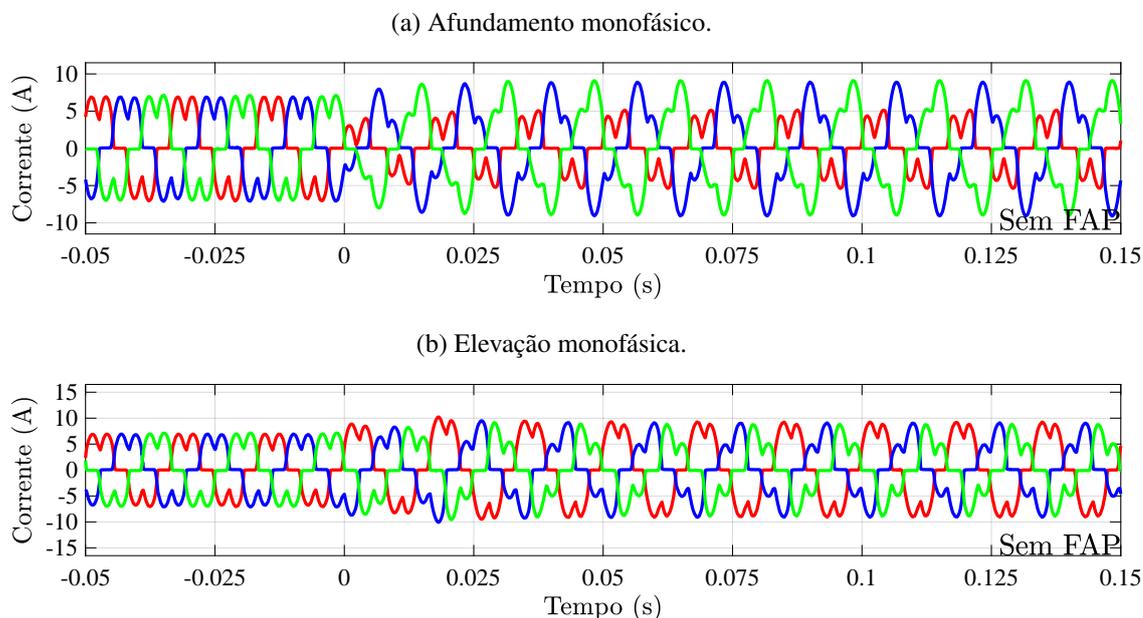


Fonte: O Autor.

Durante o afundamento e elevação as correntes da rede são descritas na Figura 93, na qual é perceptível o impacto do capacitor que impacta, negativamente, as componentes harmônicas da rede, Figura 94. Ao utilizar a estratégia proposta para controlar as correntes de saída do FAP

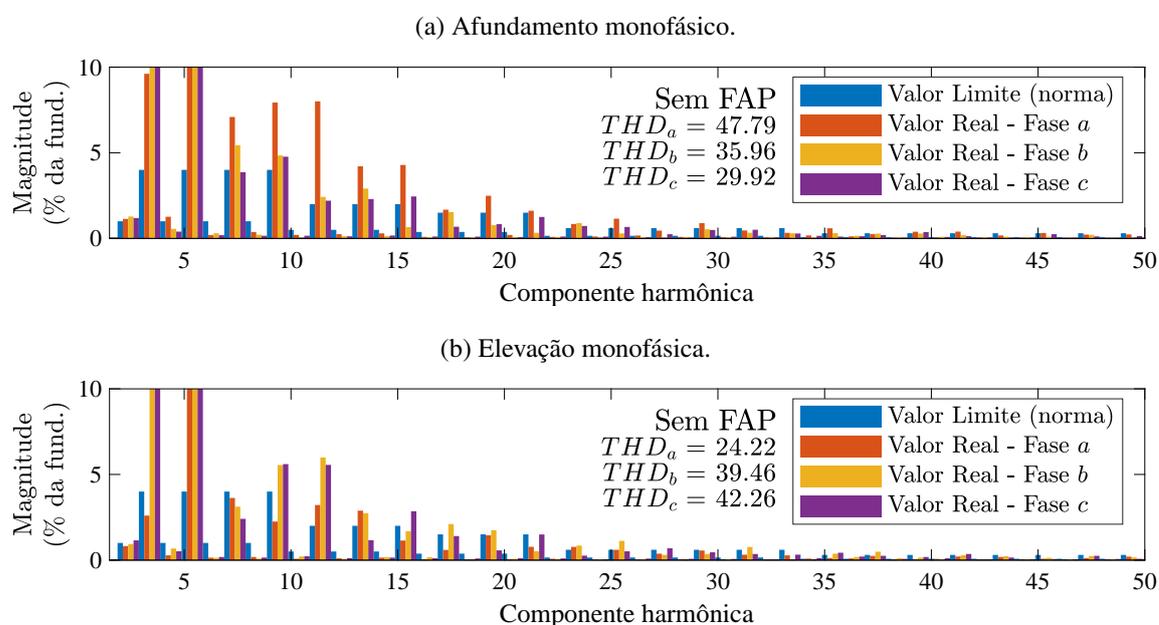
para compensar as componentes harmônicas da Figura 94, obteve-se os seguintes resultados para as correntes da rede, Figura 95, e sua distribuição harmônica, Figura 96.

Figura 93 – Correntes da rede durante o transitório sem o FAP.



Fonte: O Autor.

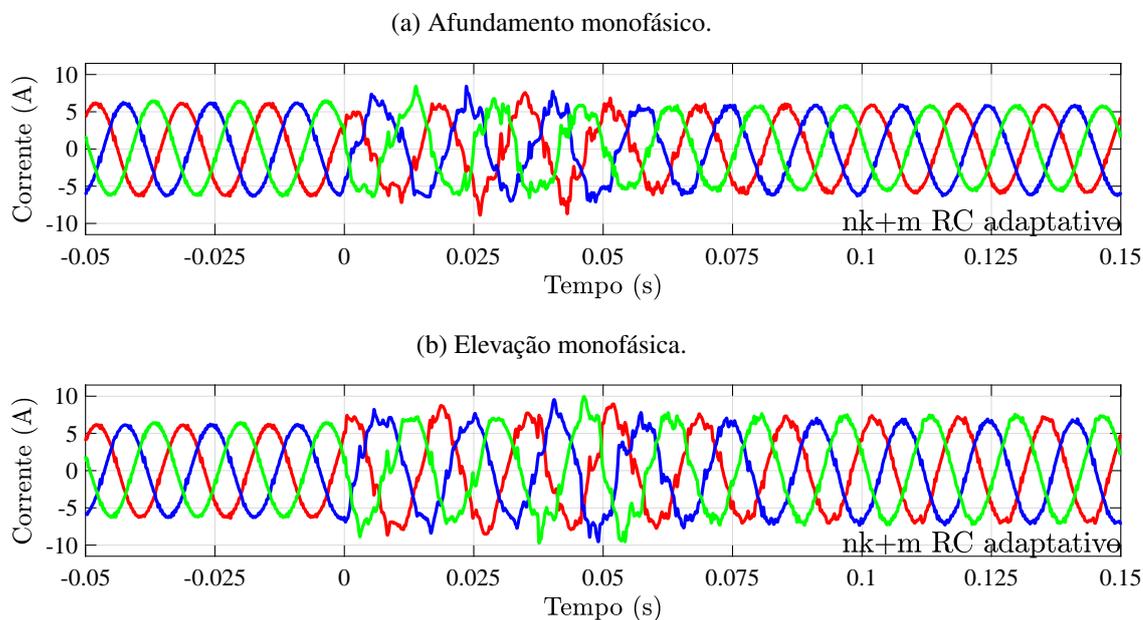
Figura 94 – Distribuição harmônica e THD das correntes da rede durante o transitório sem o FAP.



Fonte: O Autor.

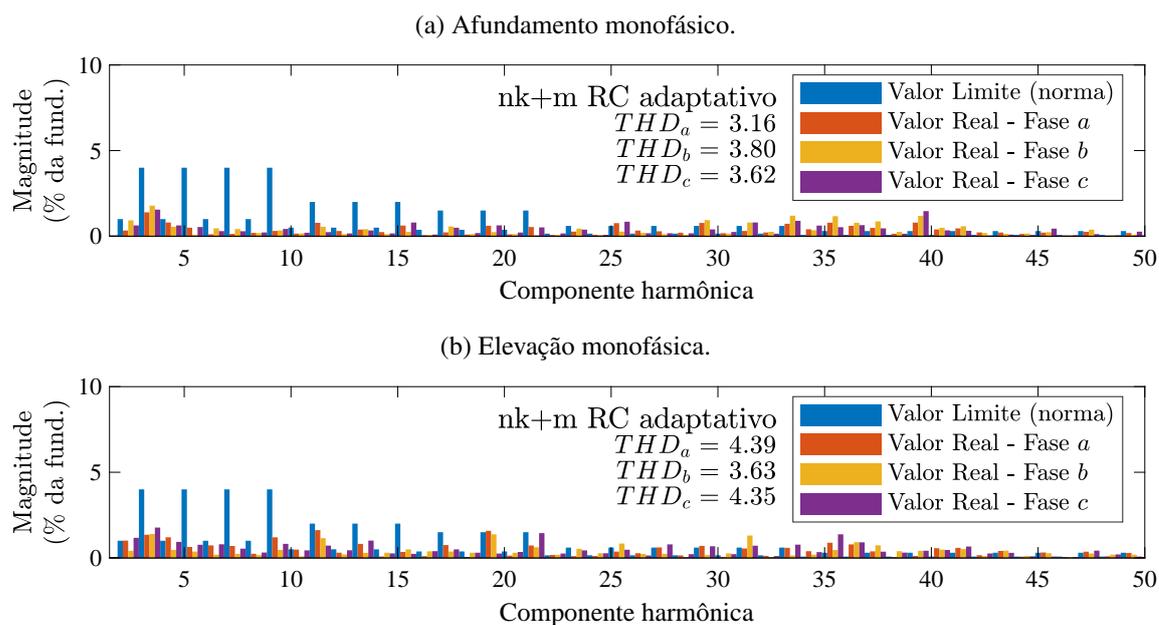
A presença do filtro capacitivo em paralelo com a carga resistiva resulta em uma compensação harmônica, para o filtro ativo, mais exigente. Contudo a estratégia de controle proposta foi capaz de se adaptar aos transitórios com a carga capacitiva e de controlar as correntes de saída do filtro para melhorar a qualidade das correntes da rede.

Figura 95 – Correntes da rede durante o transitório.



Fonte: O Autor.

Figura 96 – Distribuição harmônica e THD das correntes da rede durante o transitório.



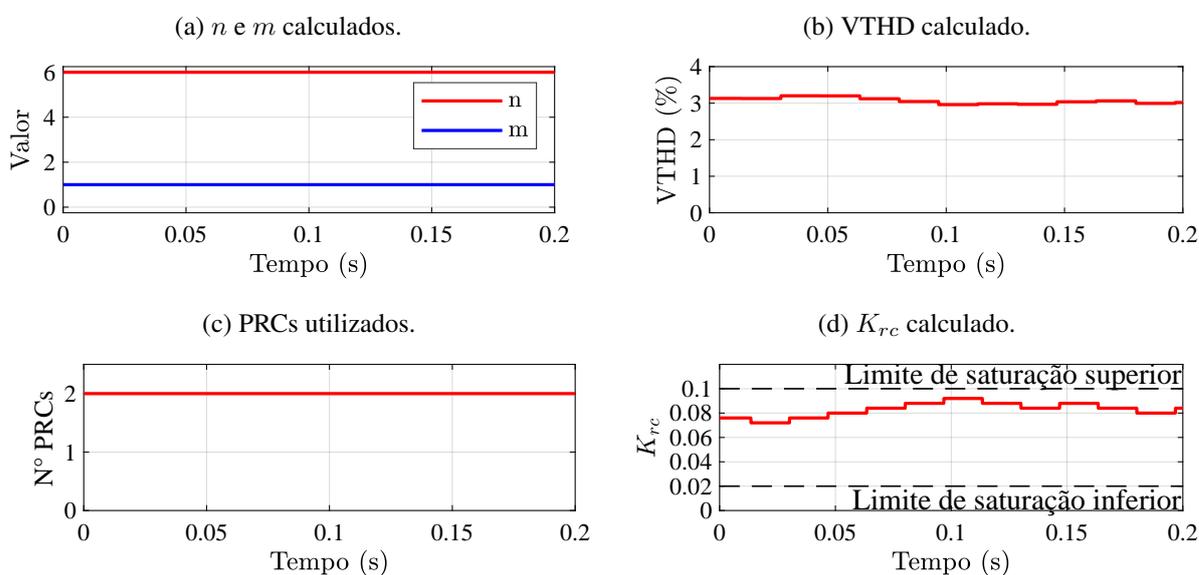
Fonte: O Autor.

6.5 Problemática dos Algoritmos

Os parâmetros de configuração dos algoritmos são importantes para o desempenho da estratégia de controle proposta. A escolha do limiar, do algoritmo de detecção de harmônicas da referência, e a quantidade de harmônicas medidas, no algoritmo do P&O, tal como o passo de aumento ou decréscimo do ganho K_{rc} implicam num melhor ou pior desempenho do sistema.

Com relação ao algoritmo do P&O, inicialmente foram utilizadas todas as harmônicas ímpares, até a 143ª de sequência positiva e negativa, para o cálculo do VTHD. Para estes parâmetros do algoritmo, o desempenho da estratégia de controle foi inferior, na Figura 97 são apresentados os parâmetros enviados dos algoritmos para o controlador em regime, para o caso em que as tensões da rede encontram-se equilibradas.

Figura 97 – Parâmetros do controlador com os novos parâmetros e rede equilibrada.



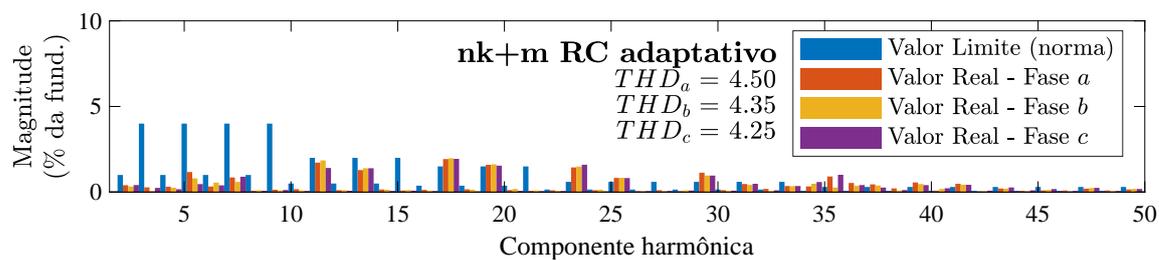
Fonte: O Autor.

É perceptível que com a mudança no cálculo do VTHD, o cálculo de n e m continuou funcionando, contudo o valor de K_{rc} convergiu para próximo a 0.02 o que implicou na piora da compensação das harmônicas como pode ser comprovada na Figura 98. Neste cenário há um incremento de 1%, em média, do THD da corrente da rede, além das componentes a partir da 17ª harmônica não respeitar mais a norma IEEE Std 519-2014 (IEEE..., 2014).

6.6 Conclusões Parciais

De modo geral, o controlador $nk + m$ RC adaptativo apresentou resultados satisfatórios nos cenários estudados, mesmo havendo um transitório com maiores picos de erro. Ao entrar em regime durante as perturbações das tensões, as distorções harmônicas nas correntes da rede foram atenuadas. Além disso, a estratégia proposta é capaz de controlar sistemas com cargas mais exigentes, como demonstrado na Seção 6.4, conseguindo manter baixo THD na rede.

Figura 98 – THD das correntes da rede com os novos parâmetros e rede equilibrada.



Fonte: O Autor.

Para os distúrbios estudados, o controlador $2k + 1$ RC (ESCOBAR et al., 2006) obteve os menores valores de distorção harmônica das correntes da rede, o que mostra o verdadeiro potencial do controlador proposto. Pelo fato de a solução proposta alternar os parâmetros do controlador, e como apresentado neste capítulo, após a perturbação, o controlador converge para o controlador $2k + 1$ RC. Assim, ele tem o potencial de obter resultados similares ou superiores aos controladores comparados, após otimizações dos algoritmos.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi explorado o controle de corrente de um FAP paralelo, conectado a uma rede trifásica, com uma carga não linear. Para isso, inicialmente, foi realizada uma pesquisa voltada para trabalhos que controlassem as correntes trifásicas de FAPs paralelos com conteúdo harmônico $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, como foi o caso de (LIMONGI et al., 2009). Em seguida, foram adicionados à revisão trabalhos sobre controladores RC, desde as primeiras publicações (HARA; OMATA; NAKANO, 1985) até o trabalho de Neto, Neves e Souza (2021), onde foi proposta a unificação dos controles RC por meio da célula PRC.

A partir do estudo da célula PRC, foi realizado um estudo da DFT, que permitiu calcular as componentes harmônicas do sinal de referência e, posteriormente, implementar ganhos elevados nessas frequências por meio da modificação dos parâmetros da célula PRC. Por fim, a DFT foi utilizada para avaliar a corrente da rede, por meio do cálculo do VTHD, o que serviu de base para o desenvolvimento dos algoritmos propostos.

Com a planta devidamente modelada, foi possível projetar os controladores, sendo eles: P + múltiplos SOGIs em paralelo no referencial estacionário; $nk + m$ RC para harmônicas ímpares (ESCOBAR et al., 2006); $6k + 1$ RC proposto por Neto, Neves e Souza (2020); e o $nk + m$ RC adaptativo proposto neste trabalho. O ponto de operação, no qual os controladores foram projetados, corresponde a uma tensão trifásica equilibrada na rede. No entanto, os controladores foram estressados com perturbações nas tensões da rede, o que gerou outras componentes harmônicas além de $H_s = 6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}$.

Em regime estacionário, com as tensões equilibradas, todos os controladores utilizados apresentaram THDs inferiores a 5% (exigido pela norma IEEE Std 519-2014 (IEEE..., 2014)), sendo os controladores $2k + 1$ RC e $6k + 1$ RC os que demonstraram os menores valores de THD. Ao considerar os distúrbios de tensão (afundamento monofásico e elevação monofásica), apenas o controlador proposto, $nk + m$ RC adaptativo, e o $2k + 1$ RC apresentaram THDs inferiores a 5%, o que era esperado devido ao princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975).

Por outro lado, a estratégia proposta, nos transitórios em que houve mudança nas componentes harmônicas da referência, exibiu altos valores de erro, enquanto as outras estratégias apresentaram um transitório mais suave, mesmo que algumas manifestassem erros em regime superiores. Todavia, a estratégia proposta foi capaz de adaptar sua estrutura, baseando-se em sua referência, inclusive na presença de cargas mais exigentes, com filtro capacitivo.

7.1 Trabalhos Futuros

Sugere-se o estudo para realizar a divisão do filtro $Q(z)$ em duas ou mais células PRCs mantendo a equivalência da função transferência idêntica à função transferência de uma única

célula PRC com filtro $Q(z)$. Dessa forma, a divisão de um controlador em vários será aprimorada, e espera-se que o desempenho da estratégia proposta melhore.

Sugere-se um estudo mais aprofundado do parâmetro a do PRC e de como ele pode ser modificado, em tempo real, para obter resultados melhores para a estratégia utilizada. Sugere-se também, ampliação dos algoritmos utilizados para detecção de mudança na frequência fundamental, tal como a adaptabilidade do controlador para diferentes frequências.

Sugere-se o estudo sobre o uso de inteligência artificial no auxílio do algoritmo para amenizar o transitório do sistema, além de acelerar e melhorar a precisão dos algoritmos. A partir dessa implementação, espera-se que os algoritmos consigam detectar famílias de harmônicos diferentes ao invés de detectar uma única família e dividir em dois PRCs como foi implementado nesta dissertação.

REFERÊNCIAS

- ABDELSALAM, A. K. et al. High-performance adaptive perturb and observe mppt technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 4, p. 1010–1021, 2011. Citado na página 60.
- AKAGI, H. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: *Proc. Int. Power Electronics Conf., 1983*. [S.l.: s.n.], 1983. p. 1375–1386. Citado na página 72.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 3, p. 625–630, 1984. Citado na página 72.
- AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; KIM, H. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: IEEE. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*. [S.l.], 1999. v. 1, p. 431–439. Citado na página 72.
- ARCANJO, M. A. d. C. Controle discreto de sinais trifásicos distorcidos e desbalanceados baseado na transformada de fourier de vetores espaciais. 2013. Citado na página 80.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z. *Power electronics for modern wind turbines*. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006. Citado na página 20.
- BOJOI, R. 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, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 83.
- BOJRUP, M. et al. Multiple rotating integrator controller for active filters. In: EPE ASSOCIATION. *EPE 99*. [S.l.], 1999. Citado na página 41.
- BRIONES, P. G. H. *A repetitive-based controller for the compensation of 6l+/-1 harmonic components*. Dissertação (Mestrado), 2007. Citado na página 48.
- BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. Citado na página 77.
- BUSADA, C. A. et al. Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 59, n. 7, p. 2898–2909, 2011. Citado na página 43.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital control in power electronics*. [S.l.]: Springer Nature, 2022. Citado na página 82.
- CAVALCANTI, M. C. et al. Modulation techniques to eliminate leakage currents in transformerless three-phase photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 4, p. 1360–1368, 2010. Citado na página 24.
- CHAKRABORTY, S. et al. Fault-tolerant control of active power filter with balanced three-phase line currents. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 72, n. 3, p. 2233–2243, 2025. Citado na página 21.

CHAUHAN, A.; SINGH, K. M. Recursive sliding dft algorithms: A review. *Digital Signal Processing*, v. 127, p. 103560, 2022. ISSN 1051-2004. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1051200422001774>>. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

COSTA-CASTELLO, R.; GRINO, 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, 2004. Citado na página 22.

DOUBABI, H. et al. Voltage control of dc-dc three level boost converter using ts fuzzy pi controller. In: IEEE. *2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. [S.l.], 2019. p. 1266–1271. Citado na página 50.

DUDA, K. Accurate, guaranteed stable, sliding discrete fourier transform [dsp tips tricks]. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 27, n. 6, p. 124–127, 2010. Citado na página 35.

DUESTERHOEFT, W.; 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*, IEEE, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951. Citado na página 26.

DUGAN, R. C. et al. *Electrical power systems quality*. mcgraw-Hill New York, 1996. Citado na página 20.

ELÉTRICA, P. d. D. de E. no sistema elétrico nacional (prodist): Módulo 8-qualidade da energia elétrica. *ANEEL Resolução Normativa*, v. 469, 2012. Citado na página 37.

ESCOBAR, G. et al. A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 53, n. 4, p. 1383–1386, 2006. Citado 23 vezes nas páginas 9, 19, 22, 45, 48, 81, 86, 87, 88, 89, 96, 102, 103, 105, 106, 107, 108, 110, 111, 112, 113, 119 e 120.

ESCOBAR, G. et al. A repetitive based controller for a shunt active filter to compensate for reactive power and harmonic distortion. In: IEEE. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.], 2005. p. 6480–6485. Citado na página 48.

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, 1918. Citado na página 26.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied mathematics and optimization*, Springer, v. 2, n. 2, p. 170–194, 1975. Citado 6 vezes nas páginas 22, 38, 40, 51, 107 e 120.

GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de tecnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática. [S.l.: s.n.], 2010. p. 12–16. Citado na página 41.

HABETLER, T. et al. Direct torque control of induction machines using space vector modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 5, p. 1045–1053, 1992. Citado na página 24.

HARA, S.; OMATA, T.; NAKANO, M. Synthesis of repetitive control systems and its application. In: IEEE. *1985 24th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.], 1985. p. 1387–1392. Citado 6 vezes nas páginas 7, 22, 44, 46, 47 e 120.

HARA, S. et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on automatic control*, IEEE, v. 33, n. 7, p. 659–668, 1988. Citado 3 vezes nas páginas 7, 44 e 48.

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, 2014. Citado 5 vezes nas páginas 101, 105, 114, 118 e 120.

JACOBSEN, E.; LYONS, R. The sliding dft. *IEEE Signal Processing Magazine*, IEEE, v. 20, n. 2, p. 74–80, 2003. Citado na página 35.

KILLI, M.; SAMANTA, S. Modified perturb and observe mppt algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 9, p. 5549–5559, 2015. Citado na página 60.

LANDERA, Y. G. et al. A review of grid connection requirements for photovoltaic power plants. *Energies*, MDPI, v. 16, n. 5, p. 2093, 2023. Citado na página 20.

LANGELLA, R. et al. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. In: *IEEE recommended practice*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 37.

LEONHARD, W. *Control of electrical drives*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2001. Citado na página 25.

LIMA, P. V. de et al. Zero-phase fir filter design algorithm for repetitive controllers. *Energies*, MDPI, v. 16, n. 5, p. 2451, 2023. Citado na página 88.

LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 20–31, 2009. Citado 10 vezes nas páginas 39, 40, 41, 42, 43, 44, 53, 83, 86 e 120.

LIMONGI, L. R. Filtros ativos de potência para compensação de harmônicos de corrente e potência reativa. *UFPE, Diss. Mestr*, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 77.

LU, W.; ZHOU, K. A novel repetitive controller for $nk \pm m$ order harmonics compensation. In: IEEE. *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*. [S.l.], 2011. p. 2480–2484. Citado na página 48.

LU, W.; ZHOU, K.; WANG, D. General parallel structure digital repetitive control. *International Journal of Control*, Taylor & Francis, v. 86, n. 1, p. 70–83, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 67.

LU, W. et al. A general parallel structure repetitive control scheme for multiphase dc–ac pwm converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 8, p. 3980–3987, 2012. Citado na página 67.

LU, W. et al. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for pwm converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1516–1527, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 48.

LUO, Z. et al. A repetitive control scheme aimed at compensating the $6k + 1$ harmonics for a three-phase hybrid active filter. *Energies*, MDPI, v. 9, n. 10, p. 787, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 48.

MOLINA, M. G.; ALVAREZ, J. M. G. Technical and regulatory exigencies for grid connection of wind generation. *Wind Farm-Technical Regulations, Potential Estimation and Siting Assessment*, China: Intech, p. 29, 2011. Citado na página 20.

MORAN, L.; DIXON, J.; WALLACE, R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 4, p. 402–408, 1995. Citado na página 21.

NABAE, A. An instantaneous distortion current compensator without any coordinate transformation. In: *Proceeding of IEEJ International Power Electronics Conference-Yokohama*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 1651–1655. Citado na página 72.

NETO, R. C. Controle repetitivo complexo baseado em gdsc aplicado a filtro ativo de potência. 2018. Citado 6 vezes nas páginas 74, 76, 77, 82, 99 e 128.

NETO, R. C. Controle repetitivo implementado por estruturas real e complexa: uma abordagem unificada. 2020. Citado na página 26.

NETO, R. C. et al. Structures of repetitive controllers based on gdsc with feedforward action. In: IEEE. *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2018. p. 533–538. Citado na página 48.

NETO, R. C.; NEVES, F. A.; SOUZA, H. E. d. Complex controllers applied to space vectors: A survey on characteristics and advantages. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, v. 31, n. 5, p. 1132–1152, 2020. Citado 4 vezes nas páginas 24, 29, 39 e 46.

NETO, R. C.; NEVES, F. A.; SOUZA, H. E. D. Unified approach to evaluation of real and complex repetitive controllers. *IEEE Access*, IEEE, v. 9, p. 47960–47975, 2021. Citado 11 vezes nas páginas 11, 46, 47, 48, 51, 52, 53, 55, 62, 88 e 120.

NETO, R. C.; NEVES, F. A.; SOUZA, H. E. de. Complex $nk + m$ repetitive controller applied to space vectors: Advantages and stability analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 36, n. 3, p. 3573–3590, 2020. Citado 22 vezes nas páginas 9, 19, 22, 45, 48, 49, 81, 89, 90, 96, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 110, 111, 112, 113 e 120.

NETO, R. C. et al. A review and performance evaluation of complex repetitive controllers in grid-connected inverters. In: *2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–8. Citado na página 21.

NETO, R. C. et al. A $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme with improved stability characteristics. In: IEEE. *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2018. p. 465–470. Citado 7 vezes nas páginas 7, 22, 45, 46, 48, 87 e 96.

NEVARANTA, N. et al. Online identification of a mechanical system in frequency domain using sliding dft. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 9, p. 5712–5723, 2016. Citado na página 37.

NEVES, F. et al. A space-vector discrete fourier transform for detecting harmonic sequence components of three-phase signals. In: IEEE. *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.], 2009. p. 3631–3636. Citado na página 25.

NEVES, F. A. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on power delivery*, IEEE, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, 2010. Citado na página 74.

- NEVES, F. A. et al. Digital filters for fast harmonic sequence component separation of unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 59, n. 10, p. 3847–3859, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 38.
- NEVES, F. A. S. et al. The svft-based control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 4152–4160, 2014. Citado na página 24.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector control and dynamics of AC drives*. [S.l.]: Oxford university press, 1996. v. 41. Citado na página 25.
- OGATA, K.; SOUZA, H. C. d.; TANNURI, E. A. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010. Citado na página 40.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Processamento em tempo discreto de sinais*. 2013. Citado 4 vezes nas páginas 30, 31, 32 e 34.
- RAI, K. B.; KUMAR, N.; SINGH, A. Three-phase grid connected shunt active power filter based on adaptive q-lmf control technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 39, n. 8, p. 10216–10225, 2024. Citado na página 21.
- RAIKER, G. A.; LOGANATHAN, U. et al. Current control of boost converter for pv interface with momentum-based perturb and observe mppt. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 57, n. 4, p. 4071–4079, 2021. Citado na página 60.
- RAMADGE, P. J.; WONHAM, W. M. The control of discrete event systems. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 77, n. 1, p. 81–98, 1989. Citado na página 50.
- RIEDEL, S. A.; NILSSON, J. W. *Circuitos Elétricos*. [S.l.]: Pearson Universidades, São Paulo, 2015. Citado na página 28.
- SHANNON, C. E. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 37, n. 1, p. 10–21, 1949. Citado na página 34.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999. Citado na página 21.
- TANG, Z.; YANG, Y.; BLAABJERG, F. Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, v. 8, n. 1, p. 39–52, 2022. Citado na página 20.
- TOGASAWA, S. et al. Reactive power compensation based on an novel cross vector theory. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical Engineers of Japan, v. 114, n. 3, p. 340–341, 1994. Citado na página 72.
- UBERTI, R. C.; SANTOS, R. S.; PLUCENIO, A. Controle adaptativo utilizando múltiplos modelos em uma rede fieldbus. In: *2o Congresso Brasileiro de P&D em Petróleo & Gás*. [S.l.: s.n.], 2003. Citado na página 50.
- WANG, X. et al. Multi-model direct adaptive decoupling control with application to the wind tunnel system. *ISA transactions*, Elsevier, v. 44, n. 1, p. 131–143, 2005. Citado na página 50.
- WU, Y.-K.; CHANG, S.-M.; MANDAL, P. Grid-connected wind power plants: A survey on the integration requirements in modern grid codes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 6, p. 5584–5593, 2019. Citado na página 20.

WU, Y.-K.; LIN, J.-H.; LIN, H.-J. Standards and guidelines for grid-connected photovoltaic generation systems: A review and comparison. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 4, p. 3205–3216, 2017. Citado na página 20.

YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 83, 85 e 96.

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*, IEEE, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 83 e 96.

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*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002. Citado na página 42.

ZENG, C.; ZHANG, L. Y.; ZENG, L. H. Multi-model predictive control with kalman filter on dc/dc converter. *Applied Mechanics and Materials*, Trans Tech Publ, v. 401, p. 1614–1618, 2013. Citado na página 50.

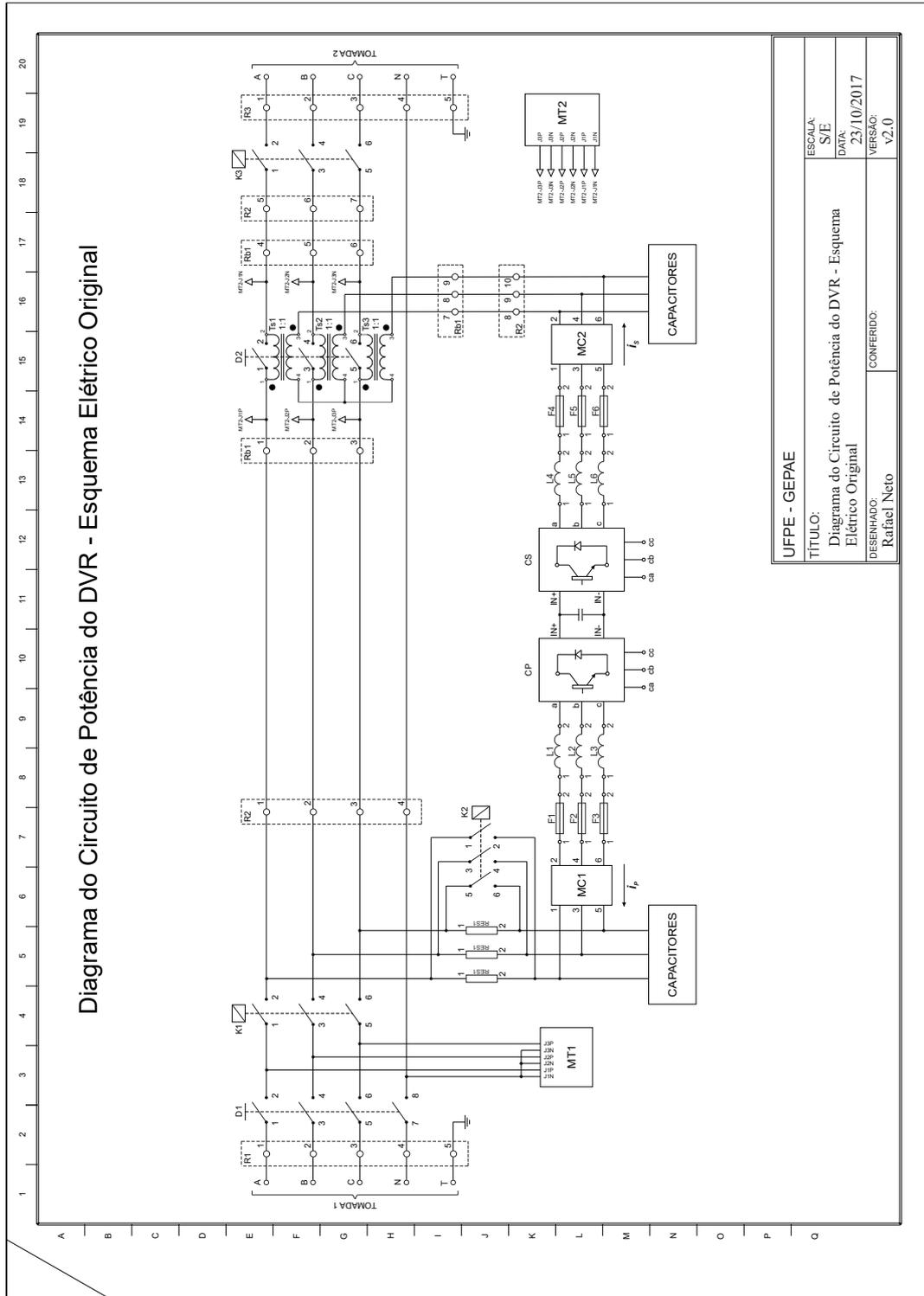
ZENG, Z. et al. Reduced order generalized integrators based selective harmonic compensation current controller for shunt active power filters. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1650–1655. Citado na página 43.

ZHOU, K. et al. Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 21, n. 1, p. 193–201, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 48.

ZIMANN, F. J. et al. A complex repetitive controller based on the generalized delayed signal cancelation method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 66, n. 4, p. 2857–2867, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 88.

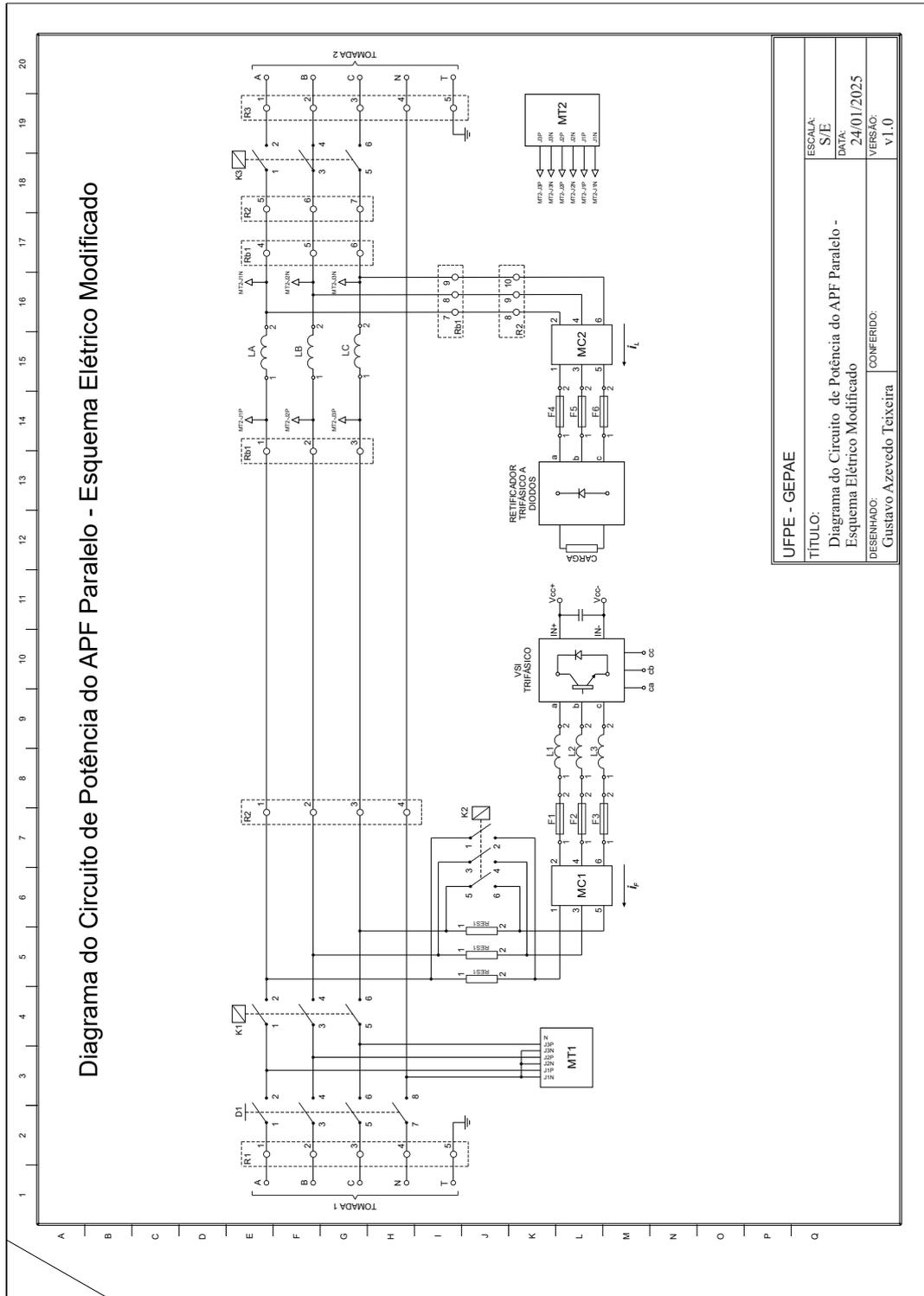
APÊNDICE A – DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DA BANCADA EXPERIMENTAL

Figura 99 – Diagrama do circuito de potência da bancada experimental original.



Fonte: (NETO, 2018).

Figura 100 – Diagrama do circuito de potência da bancada experimental modificada para obtenção dos resultados deste trabalho.



Fonte: O Autor.