

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Rafael Cavalcanti Neto

**Controle Repetitivo Complexo Baseado em GDSC
Aplicado a Filtro Ativo de Potência**

Recife

2018

Rafael Cavalcanti Neto

**Controle Repetitivo Complexo Baseado em GDSC
Aplicado a Filtro Ativo de Potência**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.

Coorientador: Prof. Dr. Helber Elias Paz de Souza.

Recife

2018

- C376c Cavalcanti Neto, Rafael.
Controle repetitivo complexo baseado em GDSC aplicado a filtro ativo de potência / Rafael Cavalcanti Neto. – Recife, 2018.
146 folhas, il., gráfs., tabs.
- Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.
Coorientador: Prof. Dr. Helber Elias Paz de Souza.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco.
CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.
Inclui Referências e Apêndices.
1. Engenharia Elétrica. 2. Qualidade de energia. 3. Filtro ativo de potência em paralelo. 4. Controle repetitivo. 5. Controlador complexo. I. Neves, Francisco de Assis dos Santos (Orientador). II. Souza, Helber Elias Paz de (Coorientador). III. Título.



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

RAFAEL CAVALCANTI NETO

TÍTULO

**“CONTROLE REPETITIVO COMPLEXO BASEADO EM GDSC
APLICADO A FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE, HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA, DI/IFPE e CASSIANO RECH, DEE/UFSM, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **RAFAEL CAVALCANTI NETO APROVADO**.

Recife, 23 de fevereiro de 2018.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA
Coorientador e Membro Titular Externo

**GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA
AZEVEDO**
Membro Titular Interno

CASSIANO RECH
Membro Titular Externo

Agradecimentos

Meus sinceros agradecimentos aos meus pais Ana e Aldemir, que sempre me apoiaram e acreditaram em mim, e ao meu irmão Rodrigo, que sempre esteve presente em minha vida.

A Daniela, pelo seu amor e compreensão nos momentos mais difíceis e desgastantes desta jornada. Sem sua paciência e cumplicidade, essa conquista seria ainda mais árdua.

Agradeço aos professores Francisco Neves e Helber de Souza, pela orientação, confiança, paciência, prestatividade e, principalmente, pela amizade durante todo o mestrado. Ao professor Cassiano Rech, pelo acolhimento e contribuição durante o período do mestrado sanduíche em Santa Maria e, posteriormente, por aceitar participar da banca examinadora. Ao professor Gustavo Azevedo, também por aceitar participar da banca examinadora e pelas contribuições feitas no processo.

Agradeço a Ygo Batista, pelo apoio e exemplo dado desde o início da minha jornada acadêmica. Agradeço também Felipe Zimann, pelo trabalho conjunto e prestatividade.

Agradeço a Felipe Manzoni e Rolando Gonzalez, pela amizade e convivência harmoniosa durante minha estadia em Santa Maria. Agradeço também a Aginaldo Junior e Marcos Bressan, pela amizade durante o mestrado sanduíche.

Aos professores membros do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, pelo convívio e ajuda cotidiana, entre eles Fabrício Bradaschia, Leonardo Limongi e Marcelo Cavalcanti. Aos professores membros do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) da UFSM, pela receptividade durante o período de mestrado sanduíche, especialmente a José Renes Pinheiro, Leandro Michels e Rafael Beltrame.

Agradeço aos amigos pesquisadores, Bruno Silva, Eduardo Barbosa, Eduardo Stangler, Leonardo Costa, Marcio Rodrigo, Márcio Réges, Murilo Araujo e demais amigos do GEPAE/UFPE. Agradeço também a André Meurer, Eder Bridi, Jonatan Zientarski, Leandro Tomé, Ronaldo Guisso, Tadeu Vargas, Tiago Faistel, Wagner Ayres e demais amigos do GEPOC/UFSM, pelo acolhimento durante o mestrado sanduíche.

Agradeço especialmente a Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia de Pernambuco (FACEPE) pela concessão da bolsa recebida durante 19 meses do curso, e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão da bolsa recebida durante 6 meses pelo Programa Nacional de Cooperação Acadêmica (PROCAD).

Aos demais amigos e colegas que direta ou indiretamente me apoiaram durante esta jornada.

Por fim, e mais importante de todos, a Deus, que propiciou todas as oportunidades da minha vida.

Resumo

A crescente utilização de cargas não-lineares conectadas à rede elétrica e a difusão de fontes de geração distribuída têm preocupado pesquisadores quanto a qualidade de energia dos sistemas de potência. De fato, problemas como a flutuação da tensão do sistema, o aumento da demanda de potência reativa e a contaminação harmônica podem gerar uma série de consequências indesejadas para rede de transmissão, de distribuição e para os consumidores. Devido a essas consequências, normas nacionais e internacionais atuais contêm requisitos de qualidade de energia que buscam regular o sistema de potência. Nesse contexto, filtros ativos de potência (APFs) em paralelo representam uma solução amplamente utilizada para a atenuação da contaminação harmônica e compensação de potência reativa. O desempenho deste tipo de APF pode ser aprimorado através do aperfeiçoamento do seu sistema de controle. Assim, esta dissertação apresenta um controlador repetitivo (RC) complexo de ordem genérica ($nk + m$ RC), baseado na função inversa do método generalizado de cancelamento por sinal atrasado (*generalized delayed signal cancellation* – GDSC). Em aplicações trifásicas, este controlador complexo pode ser projetado para controlar componentes harmônicas de sequências positiva e negativa distintas, para isso a ação de controle é calculada a partir do vetor espacial do sinal de erro. Como desdobramento desta pesquisa, foi desenvolvida uma metodologia de projeto para RCs que é fundamentada na avaliação da estabilidade relativa do sistema através das suas função de sensibilidade e margem de fase. Além disso, é apresentada uma estrutura de controle repetitivo elementar que facilita a análise de estabilidade de RCs mais elaborados. As propostas teóricas são validadas através de simulação e experimentos, que utilizam um APF em paralelo com uma rede elétrica trifásica para atenuar a distorção harmônica de corrente decorrente de um retificador a diodos. Finalmente, o controlador proposto e outras três soluções encontradas na literatura são avaliados em uma análise comparativa, a qual mostra que a solução proposta apresenta melhores tempo de resposta e desempenho em regime permanente.

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

Abstract

The increasing use of non-linear loads connected to the grid and the diffusion of distributed generation sources have concerned researchers about the power quality of power systems. In fact, problems such as the system voltage fluctuation, the increased reactive power demand and the harmonic contamination can generate several undesired consequences for transmission and distribution network, and for consumers. Due to these consequences, national and international standards contain power quality requirements to regulate the power system. In this context, parallel active power filters (APFs) represent a widely used solution for attenuation of harmonic contamination and reactive power compensation. The performance of this type of APF can be improved by refining its control system. Thus, this dissertation presents a complex repetitive controller (RC) of generic order ($nk + m$ RC), based on the inverse function of the generalized delayed signal cancellation (GDSC) method. In three-phase applications, this complex controller can be designed to control distinct positive- and negative-sequence harmonic components, for this the control action is calculated from the space-vector error signal. As additional result of this research, a design methodology was developed for RCs, which is based on the evaluation of the system's relative stability through its sensitivity function and phase margin. Besides that, an elementary repetitive control structure is introduced to facilitate the stability analysis of more elaborate RCs. The theoretical proposals are validated through simulation and experiments, which use a parallel APF applied to a three-phase electrical grid to attenuate the current harmonic distortion caused by a diode bridge rectifier. Finally, the proposed controller and three other solutions found in the literature are evaluated in a comparative analysis, which shows that the proposed solution presents better response time and steady-state performance.

Keywords: Power quality. Parallel active power filter. Repetitive control. Complex controller.

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Topologias de filtros ativos.	22
Figura 2 – Esquema básico de compensação de corrente harmônica de cargas não-lineares utilizando um APF em paralelo.	23
Figura 3 – Diagrama de polos e zeros e resposta em frequência do controlador PI.	27
Figura 4 – Diagrama de blocos do controlador PI-SRF.	28
Figura 5 – Diagrama de blocos do controlador PI-MRI para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	28
Figura 6 – Diagrama de blocos de controladores P-SSIs para compensação das harmônicas $H_s = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	30
Figura 7 – Diagrama de Bode dos SOGI e ROGI.	31
Figura 8 – Diagrama de blocos do controlador baseado em ROGIs para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	31
Figura 9 – Deslocamento da resposta em frequência do SOGI devido à utilização de SRF.	32
Figura 10 – Diagrama de blocos do controlador P-SSI-SRF para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	33
Figura 11 – Diagrama de blocos da estratégia de controle baseada em PI-PRES para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	33
Figura 12 – Núcleo gerador de sinais periódicos.	34
Figura 13 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo.	34
Figura 14 – Domínios de estabilidade para sistemas com RCs.	36
Figura 15 – Estrutura paralela de PRCs (PSRC).	37
Figura 16 – Controlador repetitivo primitivo proposto.	38
Figura 17 – Resposta em frequência do PRC proposto, para variações de n e θ	38
Figura 18 – $nk \pm m$ RC proposto por Lu e Zhou (2011).	39
Figura 19 – $nk \pm m$ RC proposto por Lu et al. (2014).	40
Figura 20 – Diagrama de blocos do SV-RC proposto por Luo et al. (2016).	41
Figura 21 – Diagrama de Bode da transformada GDSC que cancela as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	45
Figura 22 – Avaliação da variação do ganho complexo $\vec{a} = Ae^{j\theta_a}$	47
Figura 23 – Resposta em frequência da transformada GDSC para variações do parâmetro θ_r	48
Figura 24 – Resposta em frequência da transformada GDSC para variações do parâmetro i_d	48
Figura 25 – Diagrama de blocos detalhado do controlador iGDSC.	49
Figura 26 – Diagrama de blocos do SV-RC baseado em GDSC, utilizando estrutura com realimentação positiva e ação <i>feedforward</i>	50
Figura 27 – Módulo do ganho da transformada GDSC em função do parâmetro A	50
Figura 28 – Diagrama de blocos do SV-RC baseado em GDSC, utilizando a configuração 2.	51

Figura 29 – Diagrama de blocos do SV-RC baseado em GDSC, utilizando a configuração 3.	51
Figura 30 – Diagrama de blocos detalhado do SV-RC baseado em GDSC, utilizando a configuração 4 com $\vec{a} = 0,5$	52
Figura 31 – Diagramas de Bode das configurações apresentadas de SV-RCs baseados em GDSC.	53
Figura 32 – Diagrama de blocos de um sistema de controle com um SV-RC, utilizando amostradores com período de amostragem T_s	54
Figura 33 – Diagrama de polos e zeros do controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, com frequência de amostragem $f_s = 18$ kHz.	55
Figura 34 – Domínios de estabilidade para sistemas com SV-RC, baseados nos domínios de estabilidade propostos por Hara et al. (1988).	55
Figura 35 – Diagramas de Nyquist de um sistema de controle com SV-RCs baseados em GDSC, projetados para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$	56
Figura 36 – Diagrama de blocos da função de transferência do controlador iGDSC com LPF digital $Q(z)$	58
Figura 37 – Resposta em frequência do controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, com e sem filtro Butterworth (IIR).	59
Figura 38 – Resposta em frequência do controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ com e sem filtro FIR.	59
Figura 39 – Erro na alocação dos polos do controlador iGDSC em função da componente harmônica compensada.	60
Figura 40 – Avaliação de filtro FIR simétrico genérico utilizando notação vetorial.	61
Figura 41 – Magnitudes das respostas em frequência do controlador iGDSC: (I) sem filtro FIR; (II) com filtro FIR, porém sem compensação de deslocamento de fase; e (III) com filtro FIR e compensação do deslocamento de fase.	62
Figura 42 – Diagrama de blocos completo do controlador iGDSC.	63
Figura 43 – Múltiplos controladores iGDSC em paralelo.	64
Figura 44 – Diagrama do sistema analisado.	66
Figura 45 – Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada, com malha interna de corrente e malha externa de tensão.	67
Figura 46 – Estratégia de geração das referências de corrente.	69
Figura 47 – Validação do gerador de referência para um APF ideal.	70
Figura 48 – Sistema utilizado para modelagem da malha de corrente.	70
Figura 49 – Validação do modelo da planta $G_{id}(s)$. Corrente i_{fa} medida em simulação e corrente i_{fa} obtida através do modelo em abc	74
Figura 50 – Validação do modelo da planta $G_{id}(s)$. <i>Ripple</i> da corrente i_{fa} medida em simulação.	74
Figura 51 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle da malha de corrente.	75
Figura 52 – Sistema utilizado para modelagem da malha de tensão.	77
Figura 53 – Diagrama de blocos do sistema de controle da malha de tensão considerando ruído de medição d_m	79

Figura 54 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.	80
Figura 55 – Diagrama de blocos da malha externa simplificada.	81
Figura 56 – Conversões utilizadas para projeto de controlador digital utilizando a estratégia de aproximação de resposta em frequência.	82
Figura 57 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema.	83
Figura 58 – Estrutura do controlador da malha externa. Controlador PI com ação <i>anti-windup</i>	84
Figura 59 – Diagramas de Bode do controlador SSI para distintos ganhos integrais, para $h = 1$ e $\omega_1 = 60 \cdot 2\pi$ rad/s.	86
Figura 60 – Diagramas de Nyquist apresentando a diferença da resposta em frequência de um sistema com e sem controlador SSI.	88
Figura 61 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta sem compensação do atraso de tempo computacional. Resultados obtidos para controladores proporcional (azul) e P-SSIs em paralelo (verde) com $K_i = 0,6$	89
Figura 62 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com compensação do atraso de tempo computacional. Resultados obtidos para controladores proporcional (azul) e P-SSIs em paralelo (verde) com $K_i = 0,6$	90
Figura 63 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com compensação do atraso de tempo computacional. Resultados obtidos para controladores proporcional (azul) e P-SSIs em paralelo (verde) com $K_i = 6,0$	91
Figura 64 – Diagrama de blocos do RC modificado proposto por Lu e Zhou (2011) para compensação de componentes harmônicas da família $H = \{nk \pm m \mid k \in \mathbb{N}\}$	92
Figura 65 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 64 ($K_{rc} = 0,010$). Resultados para controlador sem avanço de fase $H_l(z)$ (azul) e com avanço de fase $H_l(z)$ (verde).	93
Figura 66 – RC proposto por Lu e Zhou (2011) em paralelo com ação proporcional.	94
Figura 67 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 66. Resultados para controlador com ganho repetitivo $K_{rc} = 0$, $K_{rc} = 0,001$ e $K_{rc} = 0,010$	94
Figura 68 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando o $nk \pm m$ RC <i>plug-in</i> , conforme apresentado por Lu et al. (2014).	95
Figura 69 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 68. Resultados para controlador com ganho repetitivo $K_{rc} = 0$, $K_{rc} = 0,100$ e $K_{rc} = 0,500$	96
Figura 70 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 68. Resultados para controlador com ganho repetitivo $K_{rc} = 0$ e $K_{rc} = 1,0$	97
Figura 71 – Diagrama de blocos completo do controlador iGDSC.	97
Figura 72 – Metodologia de projeto do controlador iGDSC.	98

Figura 73 – Espectro harmônico do vetor espacial das correntes trifásicas que alimentam a carga não linear utilizada no experimento.	98
Figura 74 – Diagrama de blocos do sistema utilizando controlador iGDSC.	100
Figura 75 – Sintonia do ganho repetitivo para "sistema sem atraso".	101
Figura 76 – Diagramas de Nyquist do "sistema sem atraso" (azul) e do "sistema não compensado" (verde).	101
Figura 77 – Diagramas de Nyquist de um sistema que apresenta múltiplos cruzamentos por 0 dB.	102
Figura 78 – Impacto do parâmetro ψ na resposta em frequência do "sistema compensado".	104
Figura 79 – Diagramas de Nyquist e Bode do "sistema compensado" em malha aberta. Resultados para controladores com avanço de fase $\psi = 37,65^\circ$ e ganhos repetitivos $K_{rc} = 0,030$ e $K_{rc} = 0,045$	106
Figura 80 – Representação simplificada da bancada experimental utilizada.	108
Figura 81 – Captura da tela do computador rodando o <i>software</i> ControlDesk.	108
Figura 82 – Apresentação da bancada experimental utilizada.	109
Figura 83 – Simulação - Tensão no barramento CC durante procedimento de inicialização.	110
Figura 84 – Experimento - Controle de tensão no barramento CC, dada uma variação em degrau no sinal de referência (550 V para 600 V).	111
Figura 85 – Experimento - Gráficos de erro e ação de controle da malha de tensão, dada uma variação em degrau no sinal de referência (550 V para 600 V).	111
Figura 86 – Experimento - Correntes drenadas da rede considerando: sistema sem APF (a); e controladores projetados para atuarem no ponto de operação I (b)-(e).	114
Figura 87 – Experimento - Correntes drenadas da rede considerando controladores projetados para atuarem no ponto de operação II (a)-(e).	115
Figura 88 – Experimento - Espectro harmônico e THD das correntes da rede para: sistema sem APF (a); e controladores projetados para ponto de operação I (b)-(e).	116
Figura 89 – Experimento - Espectro harmônico e THD das correntes drenadas da rede considerando controladores projetados para ponto de operação II (a)-(e).	117
Figura 90 – Experimento - Correntes drenadas da rede ao acionar a geração de referência do APF. Resultado obtido para controlador iGDSC sintonizado no ponto de operação II.	118
Figura 91 – Simulação - Erros dos eixos α e β da malha de corrente. Resultados obtidos para controlador iGDSC atuando no ponto de operação II.	119
Figura 92 – Simulação - Erros dos eixos α e β da malha de corrente. Resultados para o ponto de operação I.	120
Figura 93 – Simulação - Erros dos eixos α e β da malha de corrente. Resultados para o ponto de operação II.	121
Figura 94 – Representação de sistemas utilizando teorema de <i>Fortescue</i>	133
Figura 95 – Decomposição de um vetor $\vec{s}_{\alpha\beta}$ no referencial estacionário $\alpha\beta$	135
Figura 96 – Rotação dos eixos dq em relação ao referencial $\alpha\beta$	136
Figura 97 – Espectro harmônico da corrente da fase a medida na entrada de um retificador trifásico.	139

Figura 98 – Espectro harmônico do vetor espacial das correntes medidas na entrada de um retificador trifásico.	139
Figura 99 – Diagrama de blocos de sistema de controle.	140
Figura 100 – Diagramas de Nyquist e de Bode de um sistema estável com FTMA $L(s) = 30 \frac{(s+10)}{s(s^2+7s+50)}$	143
Figura 101 – Diagrama de Nyquist exibindo indicador de estabilidade relativa η	144
Figura 102 – Diagramas de Nyquist de dois sistemas de fase mínima estáveis que apresentam mesmas margens de ganho e fase.	144
Figura 103 – Diagrama do circuito de potência do esquema elétrico original.	145
Figura 104 – Diagrama do circuito de potência do esquema elétrico modificado.	146

Lista de Tabelas

Tabela 1	– Ordem e sequência das componentes harmônicas controladas pelo PI-MRI.	29
Tabela 2	– Configurações para utilização de RC.	35
Tabela 3	– Comparação das características estruturais de RCs.	57
Tabela 4	– Parâmetros para projeto do controlador de tensão.	81
Tabela 5	– Parâmetros para projeto do controlador de corrente.	85
Tabela 6	– Parâmetros para o projeto do controlador iGDSC.	99
Tabela 7	– Efeitos do ganho K_{rc} do controlador iGDSC no "sistema sem atraso" (<i>swd</i>).	103
Tabela 8	– Parâmetros do controlador iGDSC no "sistema compensado".	105
Tabela 9	– Parâmetros da montagem experimental.	109
Tabela 10	– Limites para distorção harmônica de corrente para sistemas de distribuição (120 V até 69 kV).	113
Tabela 11	– Resultados de simulação e experimentais para todas as estratégias de controle implementadas.	122

Lista de Abreviaturas e Siglas

APF	Filtro ativo de potência (<i>Active Power Filter</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CRC	Controlador repetitivo convencional (<i>Conventional Repetitive Controller</i>)
CSI	Inversor fonte de corrente (<i>Current Source Inverter</i>)
DSP	Processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
FFPS	Componente fundamental de sequência positiva (<i>Fundamental-Frequency Positive-Sequence</i>)
FIR	Resposta finita ao impulso (<i>Finite Impulse Response</i>)
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência em Malha Fechada
GDSC	Método generalizado de cancelamento por sinal atraso (<i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>)
GDSC-PLL	GDSC aplicado como pré-filtro para um PLL
GTO	Desligamento pelo <i>gate</i> (<i>gate-turn-off</i>)
iGDSC	Inverso da função de transferência da transformada GDSC (<i>Inverse transfer function of the Generalized Delayed Signal Cancellation transformation</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IIR	Resposta infinita ao impulso (<i>Infinite Impulse Response</i>)
LPF	Filtro passa-baixas (<i>Low-Pass Filter</i>)
MIMO	Múltiplas entrada e múltiplas saída (<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>)
P-SSI	Controlador Proporcional em paralelo com SSI
P-SSI-SRF	Controlador P-SSI em referencial síncrono (<i>P-SSI in Synchronous Reference Frame</i>)
PCC	Ponto de acoplamento comum (<i>Point of Common Coupling</i>)
PI	Controlador Proporcional-Integral

PI-MRI	Controlador PI em paralelo com integradores em múltiplos referenciais síncronos (<i>Proportional-Integral in parallel with Multiple Reference Integrator</i>)
PI-PRES	Controladores PI e PRES em referencial síncrono (<i>PI and PRES controllers in Synchronous Reference Frame</i>)
PI-SRF	Controlador PI em referencial síncrono (<i>PI controller in Synchronous Reference Frame</i>)
PLL	Malha de captura de fase (<i>Phase Locked Loop</i>)
PRC	Controlador repetitivo primitivo (<i>Primitive Repetitive Controller</i>)
PSRC	Estrutura em paralelo de controle repetitivo (<i>Parallel Structure Repetitive Control</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SISO	Única entrada e única saída (<i>Single-Input Single-Output</i>)
SOGI	Integrador generalizado de segunda ordem (<i>Second-Order Generalized Integrators</i>)
SPWM	Modulação por largura de pulso senoidal (<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
SSI	Integrador de sinais sinusoidais (<i>Sinusoidal Signal Integrator</i>)
SV-RC	Controlador repetitivo complexo aplicado a vetores espaciais (<i>Space-Vector Repetitive Controller</i>)
SVFT	Transformada de Fourier de vetores espaciais (<i>Space-Vector Fourier Transform</i>)
SVPWM	Modulação por vetores espaciais (<i>Space-Vector Pulse Width Modulation</i>)
RC	Controlador repetitivo (<i>Repetitive Controller</i>)
ROGI	Integrador generalizado de ordem reduzida (<i>Reduced-Order Generalized integrator</i>)
TDD	Máxima distorção harmônica permitida para corrente demandada (<i>Total Demand Distortion</i>)
THD	Distorção harmônica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UPQC	Condicionador unificado de qualidade de energia (<i>Unified Power Quality Conditioner</i>)
VSI	Inversor fonte de tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
ZOH	Retentor de ordem zero (<i>Zero-Order Hold</i>)

Lista de Símbolos

T_s	Período de amostragem
f_s	Frequência de amostragem
h	Componente harmônica de um sinal real
H	Conjunto de componentes harmônicas de um sinal real
h_s	Componente harmônica de um vetor espacial, com sinal indicando a sequência: positiva (+) ou negativa (-)
H_s	Conjunto de componentes harmônicas de um vetor espacial, com sinal indicando a sequência: positiva (+) ou negativa (-)
$a(s)$	Ganho da ação <i>feedforward</i> do controlador repetitivo convencional
K_p, K_i, K_{rc}	Ganhos das ações proporcional, integral e repetitiva
$[s_a, s_b, s_c]$	Conjunto de sinais trifásicos desequilibrados e distorcidos
$\vec{s}_{\alpha\beta}$	Vetor espacial obtido a partir de um conjunto de sinais trifásicos s_a, s_b e s_c
$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$	Vetor espacial referente a uma componente harmônica qualquer h_s que compõe $\vec{s}_{\alpha\beta}$
$\tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$	Fasor de uma componente harmônica qualquer h_s de um conjunto de sinais trifásicos s_a, s_b e s_c
$S_{\alpha\beta}^{(h_s)}$	Magnitude de $\tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$
$\text{sgn}(h_s)\varphi^{(h_s)}$	Fase de $\tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$
θ_d	Ângulo de atraso da transformada GDSC
$\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$	Vetor espacial $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ atrasado em θ_d
θ_r	Ângulo de deslocamento da transformada GDSC
\vec{a}	Ganho complexo constante da transformada GDSC
N	Número de amostras por período da componente de frequência fundamental
i_d	Quantidade de amostras atrasadas que fornece um ângulo de atraso θ_d radianos
$\vec{G}_{gdsc}(z)$	Função de transferência da transformada GDSC
$\vec{C}_{gdsc}(z)$	Função de transferência do controlador baseado na transformada GDSC
b	Ganho da ação <i>feedforward</i> do controlador repetitivo baseado em GDSC

$Q(z)$	Função de transferência de um filtro passa-baixas com resposta finita ao impulso (FIR)
L	Ordem do filtro FIR $Q(z)$
f_c	Frequência de corte do filtro FIR $Q(z)$
i'_d	Quantidade de amostras atrasadas que fornece um ângulo de atraso θ_d radianos, corrigido para compensar efeito do filtro FIR $Q(z)$
$H_l(z)$	Controlador por avanço de fase
Z	Zero do controlador por avanço de fase
P	Polo do controlador por avanço de fase
$[i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}]$	Correntes de saída do filtro ativo de potência
\vec{i}_f	Vetor espacial obtido a partir das correntes i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}
$[v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}]$	Tensões de saída do filtro ativo de potência
\vec{v}_f	Vetor espacial obtido a partir das tensões v_{fa} , v_{fb} e v_{fc}
$[v_{1a}, v_{1b}, v_{1c}]$	Tensões trifásicas no ponto de acoplamento comum
\vec{v}_1	Vetor espacial obtido a partir das tensões v_{1a} , v_{1b} e v_{1c}
v_{cc}	Tensão no barramento de corrente contínua do filtro ativo de potência
$G_{id}(s)$	Função de transferência da planta da malha interna de corrente
$G_{vp}(s)$	Função de transferência da planta da malha externa de tensão
$p_{3\phi}^c$	Potência ativa entregue ao capacitor do barramento CC através do controlador da malha externa de tensão
\vec{i}_f^c	Vetor espacial das correntes de referência da malha interna responsável pelo controle da tensão no capacitor do barramento CC
\vec{i}_f^*	Vetor espacial das correntes de referência da malha interna responsável pela atuação do filtro ativo de potência
$p_{3\phi}(G_{vp})$	Potência entregue planta da malha externa de tensão
MF	Margem de fase
MG	Margem de ganho
η	Inverso do pico da função sensibilidade
THD_i	Distorção harmônica total das fases a , b e c , para $i = a, b, c$
$TA_{5\%}$	Tempo de assentamento de 5%

Sumário

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA	21
1.1.1	Classificação das Topologias de APF	21
1.1.2	Funcionamento e Controle de Corrente do APF Paralelo Trifásico	23
1.2	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	24
2	SOLUÇÕES NO CONTROLE DE CORRENTE PARA APF	26
2.1	CONTROLADOR PI EM REFERENCIAL SÍNCRONO	26
2.2	ESTRUTURAS DE CONTROLE BASEADAS EM INTEGRADOR SENOIDAL	29
2.3	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE BASEADAS NA UTILIZAÇÃO DE INTEGRADORES SENOIDAIS EM REFERENCIAL SÍNCRONO	32
2.4	CONTROLADOR REPETITIVO	34
2.4.1	Configurações do Controlador Repetitivo	35
2.4.2	RC de Ordem Genérica	36
2.4.3	RC Complexo Aplicado a Vetores Espaciais	40
2.5	CONCLUSÕES	41
3	CONTROLE REPETITIVO COMPLEXO BASEADO EM GDSC	42
3.1	TRANSFORMADA GDSC	42
3.1.1	Representação de \vec{G}_{gdsc} no domínio da transformada z	44
3.2	SV-RCs BASEADOS EM GDSC	45
3.2.1	Análise de Parâmetros da Transformada GDSC	46
3.2.1.1	<i>Análise do Ganho Complexo \vec{a}</i>	46
3.2.1.2	<i>Análise do Ângulo de Deslocamento θ_r</i>	47
3.2.1.3	<i>Análise do Ângulo de Atraso em Número de Amostras i_d</i>	47
3.2.2	Estruturas de Implementação do Controlador	48
3.2.2.1	<i>Estrutura Baseada na Transformada GDSC Inversa - Configuração 1 (C1)</i>	48
3.2.2.2	<i>Estrutura Baseada na Transformada GDSC com Realimentação Positiva e Ação Feedforward</i>	49
3.2.2.3	<i>Comparação das Respostas em Frequência</i>	52
3.2.2.4	<i>Domínios de Estabilidade</i>	54
3.3	CONTROLADOR iGDSC	56
3.3.1	Ampliação dos Domínios de Estabilidade	57
3.3.2	Compensação de Deslocamento de Fase	59
3.3.3	Implementação com Notação Escalar	62
3.3.4	Associação de SV-RCs em paralelo	63
3.4	CONCLUSÕES	64
4	MODELAGEM E CONTROLE DO APF TRIFÁSICO	66

4.1	MODELAGEM DO APF TRIFÁSICO	66
4.1.1	Geração de Referência	67
4.1.2	Malha Interna de Corrente	70
4.1.2.1	<i>Sensibilidade paramétrica</i>	76
4.1.3	Malha Externa de Tensão	77
4.1.3.1	<i>Sensibilidade paramétrica</i>	78
4.1.3.2	<i>Rejeição a distúrbios de medição</i>	78
4.2	CONTROLE DA CORRENTE DA SAÍDA DO APF	79
4.3	REGULAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC	79
4.4	CONCLUSÕES	84
5	PROJETO DE CONTROLADORES PARA MALHA DE CORRENTE	85
5.1	ESTRATÉGIA 1 – ASSOCIAÇÃO EM PARALELO DE CONTROLADORES P-SSIs	86
5.1.1	Projeto dos Controladores P-SSIs	88
5.2	ESTRATÉGIA 2 – CONTROLADOR $6k \pm 1$ RC PROPOSTO POR LU E ZHOU (2011)	91
5.2.1	Projeto do Controlador Repetitivo	92
5.3	ESTRATÉGIA 3 – CONTROLADOR $6k \pm 1$ RC PROPOSTO POR LU ET AL. (2014)	94
5.3.1	Projeto do Controlador Repetitivo	96
5.4	ESTRATÉGIA 4 – CONTROLADOR $iGDSC$ COM ATRASO COMPUTACIONAL COMPENSADO POR CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE	96
5.4.1	Compensação do Atraso de Tempo Computacional	99
5.4.1.1	<i>Sintonia de K_{rc} e Projeto de $H_l(z)$</i>	102
5.4.1.2	<i>Resultados Teóricos para o Ponto de Operação Selecionado</i>	105
5.5	CONCLUSÕES	106
6	RESULTADOS	107
6.1	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM	107
6.2	MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO	108
6.2.1	Procedimento de Inicialização	109
6.2.2	Análise de Regime Permanente e Transitório	110
6.3	MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE	112
6.3.1	Análise de Regime Permanente	112
6.3.2	Análise de Regime Transitório	118
6.4	COMPARAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE IMPLI- MENTADAS	122
6.5	CONCLUSÕES	123
7	CONCLUSÃO	124
7.1	CONTRIBUIÇÕES DO AUTOR	125
7.2	TRABALHOS FUTUROS	126
7.3	PUBLICAÇÕES RESULTANTES DO MESTRADO	126

	REFERÊNCIAS	128
	APÊNDICE A – ANÁLISE VETORIAL DE SINAIS TRIFÁSICOS	133
A.1	TEOREMA DE FORTESCUE	133
A.2	VETORES ESPACIAIS E TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS	134
A.3	REPRESENTAÇÃO DE SINAIS TRIFÁSICOS PERIÓDICOS UTILIZANDO NOTAÇÃO VETORIAL	136
A.4	VETORES ESPACIAIS COMO REFERÊNCIAS COMPLEXAS PARA SISTEMAS DE CONTROLE	138
	APÊNDICE B – ANÁLISE DE ESTABILIDADE ATRAVÉS DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	140
B.1	MARGEM DE GANHO E MARGEM DE FASE	142
B.2	FUNÇÃO SENSIBILIDADE E INDICADOR η	143
	APÊNDICE C – DIAGRAMAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO PAINEL ELÉTRICO	145

1 INTRODUÇÃO

Com o avanço da microeletrônica, os dispositivos semicondutores tornaram-se cada vez mais presentes em equipamentos de controle de potência para instalações e máquinas elétricas. O funcionamento desses equipamentos eletroeletrônicos, para essa finalidade, causa perturbações no sistema elétrico em que estão conectados, isso decorre do fato de serem vistos pelo sistema como cargas não lineares (RIBEIRO, 2003). Devido a essas perturbações, estudos relacionados à manutenção da qualidade de energia, seja na rede de transmissão, de distribuição ou em consumidores industriais e residenciais, tornaram-se cada vez mais relevantes no meio científico.

Dugan et al. (2003) definem problemas em qualidade de energia como distúrbios manifestados na tensão, corrente ou frequência, que resultam em falha ou mau funcionamento de equipamentos. Dentre os problemas mais frequentes, destacam-se a flutuação da tensão do sistema e a contaminação harmônica. Contudo, este último têm gerado maior preocupação para especialistas em sistema de potência devido aos seus efeitos em diversos tipos de cargas elétricas e no sistema de distribuição de energia. De fato, as componentes harmônicas de corrente aumentam as perdas de potência do sistema, aumentam a demanda de potência reativa, causam aumento excessivo da temperatura em máquinas rotatórias, podem criar interferências significativas em circuitos de comunicação, e podem gerar ruído na regulação e controle de circuitos, causando operação errada de tais equipamentos (MORAN; DIXON; WALLACE, 1995).

Buscando atenuar esses problemas, torna-se essencial a compensação das componentes harmônicas de corrente. Para tal objetivo, filtros passivos indutivo-capacitivo (LC) representam uma solução amplamente utilizada, o que ocorre devido a sua simplicidade e ao seu reduzido custo de produção. Os filtros passivos são utilizados para gerar um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas sintonizadas, fazendo essas correntes fluírem pelo filtro ao invés de fluírem pela rede. Entretanto, em aplicações práticas esses filtros apresentam as seguintes desvantagens (MORAN; DIXON; WALLACE, 1995; LIMONGI, 2006):

1. A impedância da rede afeta fortemente as características do filtro passivo;
2. Uma variação de frequência da rede causa a perda de sintonia dos filtros;
3. O filtro deve ser projetado considerando as componentes harmônicas e fundamental de corrente, visto que ambas fluem pelo mesmo;
4. Quando as componentes harmônicas de corrente aumentam, o filtro pode ser sobrecarregado;
5. Filtros passivos podem entrar em anti-ressonância com a carga em uma determinada frequência harmônica;

6. Filtros passivos podem entrar em ressonância com a rede em uma determinada frequência harmônica.

Assim, buscando uma forma de contornar essas desvantagens, filtros ativos de potência (*active power filter* – APF) surgiram como uma alternativa para compensação de componentes harmônicas.

1.1 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

Ao decorrer da década de 70, Sasaki e Machida (1971), Gyugyi e Strycula (1976) e Mohan et al. (1977) propuseram soluções para eliminação da contaminação harmônica utilizando filtros ativos. Apesar de demonstrarem a eficácia de tais soluções, a inexistência de chaves suficientemente rápidas impediu a aplicação prática dessa ideia. Segundo Akagi (1994), esse gargalo tecnológico foi superado em 1982, quando foram utilizados inversores fonte de corrente (*current source inverter* – CSI) com tiristores GTO (*gate-turn-off*) para construção de um APF.

Desde então, diversos trabalhos desenvolveram configurações variantes de APFs, estratégias de controle e dispositivos de estado sólido que constantemente reafirmam as vantagens de utilizar-se APFs. De fato, a utilização desses filtros possibilita ao projetista (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999):

1. Atenuar a contaminação harmônica de corrente;
2. Compensar potência reativa;
3. Regular a corrente de neutro em redes de corrente alternada (CA);
4. Regular a tensão de sistemas trifásicos;
5. Balancear correntes e tensões.

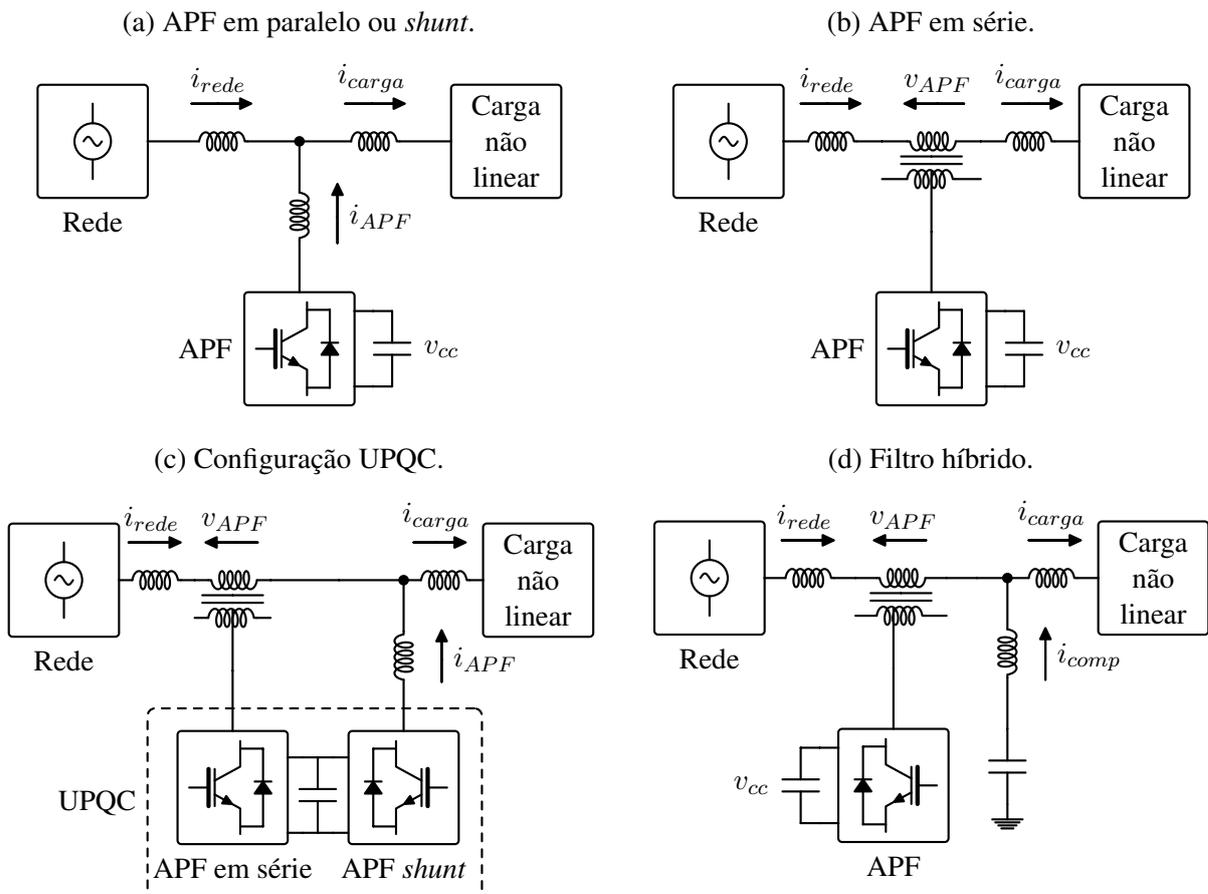
Estes objetivos podem ser alcançados isoladamente ou conjuntamente, dependendo da topologia de APF selecionada e da estratégia de controle utilizada.

1.1.1 Classificação das Topologias de APF

Originalmente, filtros ativos foram divididos em duas classes de atuação: APFs em paralelo ou *shunt* (Figura 1a) e APFs em série (Figura 1b). O primeiro usualmente opera como uma fonte de corrente controlada, injetando no sistema uma corrente i_{APF} que atenua os distúrbios de correntes na rede e compensa potência reativa, enquanto o segundo usualmente funciona como uma fonte de tensão controlada que, através da utilização de um transformador série, adiciona uma tensão v_{APF} capaz de suprimir harmônicos de tensão, afundamentos ou elevações de tensão e desbalanços na rede (AREDES, 1996).

A combinação dos APFs em série e em paralelo originou o condicionador unificado de qualidade de energia ou UPQC, do inglês *unified power quality conditioner* (Figura 1c). Essa configuração agrega as características das topologias anteriores em um único equipamento, provendo melhores resultados na manutenção da qualidade de energia (FUJITA; AKAGI, 1998). Entretanto, devido ao alto custo de implementação, essa topologia é restrita a cenários em que existam cargas críticas, muito sensíveis às distorções harmônicas, e deseja-se um suprimento de energia de boa qualidade (LIMONGI, 2006).

Figura 1 – Topologias de filtros ativos.



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

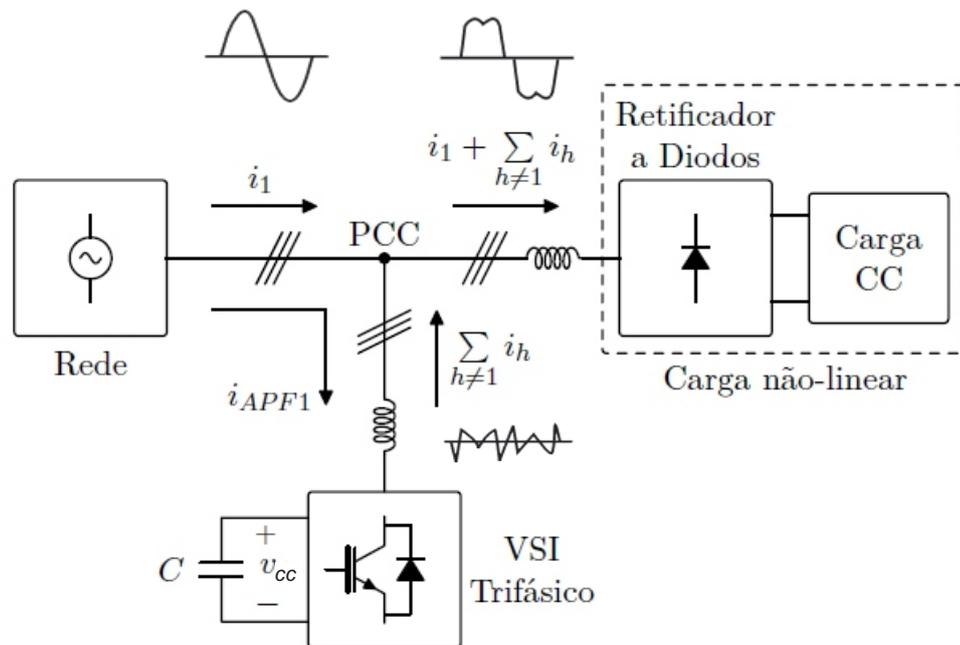
Uma quarta estrutura bastante utilizada é o filtro híbrido, que combina filtro ativo e passivo com o objetivo de diminuir a complexidade de controle ou diminuir a potência de APFs. No exemplo exibido na Figura 1d, o APF série funciona como um isolador harmônico, impedindo uma possível interação da rede elétrica com o filtro passivo o qual compensa alguma componente harmônica de corrente através de i_{comp} . Ao fazer isso, os problemas de ressonância dos filtros passivos são eliminados, o que simplifica sua sintonização (LIMONGI, 2006). Outras configurações de filtros híbridos foram propostas na literatura, entretanto, como essas topologias não são objeto de estudo deste trabalho, essas configurações não serão discutidas.

1.1.2 Funcionamento e Controle de Corrente do APF Paralelo Trifásico

Os APFs em paralelo podem ser construídos utilizando um inversor fonte de corrente, que faz uso de um elemento indutivo como armazenador de energia, ou utilizando um inversor fonte de tensão (*voltage-source inverter* – VSI), armazenando a energia em um elemento capacitivo. Apesar da primeira implementação de APF ter sido através de um CSI, atualmente os VSIs são amplamente utilizados devido à sua maior eficiência e menor custo (AKAGI, 1994).

O esquema básico para compensação de componentes harmônicas de correntes consumidas por cargas não-lineares é apresentado na Figura 2. Essas cargas não-lineares demandam uma corrente composta de componente fundamental i_1 e componentes harmônicas $\sum_{h \neq 1} i_h$. Dessa forma, o APF em paralelo trifásico opera injetando essas componentes harmônicas no ponto de acoplamento comum (*point of common coupling* – PCC), o que evita a contaminação harmônica da rede.

Figura 2 – Esquema básico de compensação de corrente harmônica de cargas não-lineares utilizando um APF em paralelo.



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

Contudo, o APF drena da rede uma corrente de frequência fundamental i_{APF1} responsável por manter a tensão v_{cc} do barramento de corrente contínua (CC) em níveis operacionais. Para que o VSI trifásico possa atuar como APF, a tensão v_{cc} deve ser maior que a máxima tensão de linha do PCC de modo a possibilitar o controle das corrente injetadas, no entanto, não pode exceder a máxima tensão que o conversor pode suportar.

Outro ponto que exige atenção é a determinação instantânea das referências de corrente a serem impostas pelo inversor e, conseqüentemente, o rastreamento dessas referências. O comportamento do rastreamento da corrente de referência pode ser implementado e analisado

como um sistema de controle. Dessa forma, esse comportamento varia de acordo com a estratégia de controle utilizada.

Nas últimas décadas, diversos trabalhos buscaram aprimorar o comportamento de APFs através do aperfeiçoamento de seus respectivos sistemas de controle. A principal característica em comum dessas soluções é a capacidade de rastrear as referências senoidais com erro aproximadamente nulo em regime permanente. No entanto, normalmente elas diferenciam-se em desempenho, complexidade de projeto e custo computacional de implementação. Entre as diversas soluções propostas na literatura, Limongi et al. (2009) destacam as seguintes estratégias lineares:

- Controlador proporcional-integral (PI) em referencial síncrono (PI-SRF) (BHATTACHARYA et al., 1996);
- Controlador PI em um referencial síncrono com múltiplos integradores rotacionais (PI-MRI) (BOJYUP et al., 1999);
- Controlador proporcional e integradores de sinais senoidais, ambos em referencial estacionário (P-SSI) (YUAN et al., 2002);
- Controlador PI com controladores ressonantes (PI-PRES), implementados em referencial síncrono (LASCU et al., 2007);
- Controle repetitivo (MATTAVELLI; MARAFAO, 2004).

Neste trabalho, um controlador repetitivo complexo baseado no método generalizado de cancelamento por sinal atrasado (*generalized delayed signal cancellation* – GDSC) (NEVES et al., 2010) é proposto para atuar controlando as correntes de referência de um APF em paralelo trifásico, utilizando notação de vetores espaciais. Esta estratégia de controle é implementada em um referencial estacionário e, portanto, nenhuma transformação de coordenadas rotacional é requerida. Além disso, este trabalho apresenta uma estratégia simples para projeto do controlador proposto, a qual possibilita ao projetista selecionar as componentes harmônicas em que se deseja erro nulo em regime permanente, enquanto garante a margem de estabilidade desejada para seu sistema de controle.

Apesar de ter seu desenvolvimento motivado pela aplicação em APFs, o controlador proposto é aplicável em quaisquer sistemas de controle em que as referências possam ser representadas por um vetor girante.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está dividida em sete capítulos, que abordam os seguintes assuntos:

No Capítulo 2 são revisadas algumas soluções propostas na literatura para o controle de corrente para APFs, apresentando ao leitor suas principais vantagens e desvantagens. Visto que este trabalho tem como objetivo propor estruturas de controle repetitivo vetorial baseado em GDSC, neste capítulo o controlador repetitivo e suas variações recebem maior enfoque.

No Capítulo 3 é realizada uma revisão do método GDSC, proposto por Neves et al. (2010) como uma solução para cancelar harmônicas de uma família $h_{sv} = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Em seguida, são propostas duas estruturas de controlador repetitivo complexo baseadas nesse método, sendo apresentadas algumas considerações quanto às suas respostas em frequência e margens de estabilidade.

No Capítulo 4, o APF em paralelo trifásico é modelado em referencial estacionário utilizando notação de vetores espaciais (referencial vetorial), propiciando assim a utilização de controladores complexos. Visto que é necessário controlar a tensão no barramento CC, neste capítulo também é projetado um controlador de tensão para esse fim.

No Capítulo 5, quatro estratégias de controle de corrente para o APF modelado são projetadas. As três primeiras são baseadas em soluções previamente apresentadas no Capítulo 2, enquanto a última representa o controlador proposto neste trabalho.

No Capítulo 6, resultados de simulação e experimentais para as quatro estruturas projetadas no Capítulo 5 são apresentados.

Finalmente, no Capítulo 7 são expostas as considerações finais do autor e sugestões para trabalhos futuros.

Este trabalho é resultado de uma pesquisa desenvolvida durante o projeto "Conversores estáticos e estratégias de controle para conexão de sistemas geradores fotovoltaicos à rede elétrica", promovido pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) através do Programa Nacional de Cooperação Acadêmica (PROCAD) entre as instituições: Universidade Federal de Santa Maria (UFSM); Universidade Federal de Pernambuco (UFPE); e Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC).

2 SOLUÇÕES NO CONTROLE DE CORRENTE PARA APF

Neste capítulo, algumas soluções utilizadas no controle de corrente para APF são brevemente revisadas. O foco principal é apresentar a evolução das propostas de controle, mostrando os principais benefícios e deficiências de cada estratégia.

Conforme apresentado no Capítulo 1, a dinâmica de compensação das correntes em APFs em paralelo pode ser aprimorada ao utilizar uma estratégia de controle adequada.

Diversos trabalhos na literatura propõem soluções capazes de rastrear sinais de referência periódicos, ainda que esses sinais apresentem alto conteúdo harmônico. De forma geral, essas soluções são estruturas de controle que apresentam ganho infinito em um conjunto de frequências selecionado pelo projetista, sendo assim aplicáveis a sistemas em que se deseja compensar correntes com componentes harmônicas de ordens conhecidas, por exemplo o retificador trifásico a diodos, cujas correntes de fase apresentam magnitude elevada para as componentes harmônicas da família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$, ou seja, para as componentes $H = \{1, 5, 7, 11, 13, \dots\}$. Contudo, se analisado o espectro harmônico do vetor espacial que representa estas correntes de fase, tem-se magnitude elevada para as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, ou seja, para as componentes $H_s = \{\dots, -11, -5, 1, 7, 13, \dots\}$. Nesta abordagem, aprofundada no Apêndice A, as harmônicas positivas representam componentes de sequência positiva e as harmônicas negativas representam componentes de sequência negativa.

A seguir, são apresentadas as principais soluções lineares propostas na literatura para o controle das correntes trifásicas injetadas por APFs em paralelo.

2.1 CONTROLADOR PI EM REFERENCIAL SÍNCRONO

Segundo o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), um sistema em malha fechada segue seu sinal de referência, sem erro em regime permanente, quando o modelo matemático dessa referência está incluído no sistema realimentado. Dessa forma, em sistemas cujas referências são representadas por sinais constantes, como quando se deseja controlar correntes CC, o rastreamento de referência é facilmente obtido ao adicionar um controlador integral na malha direta.

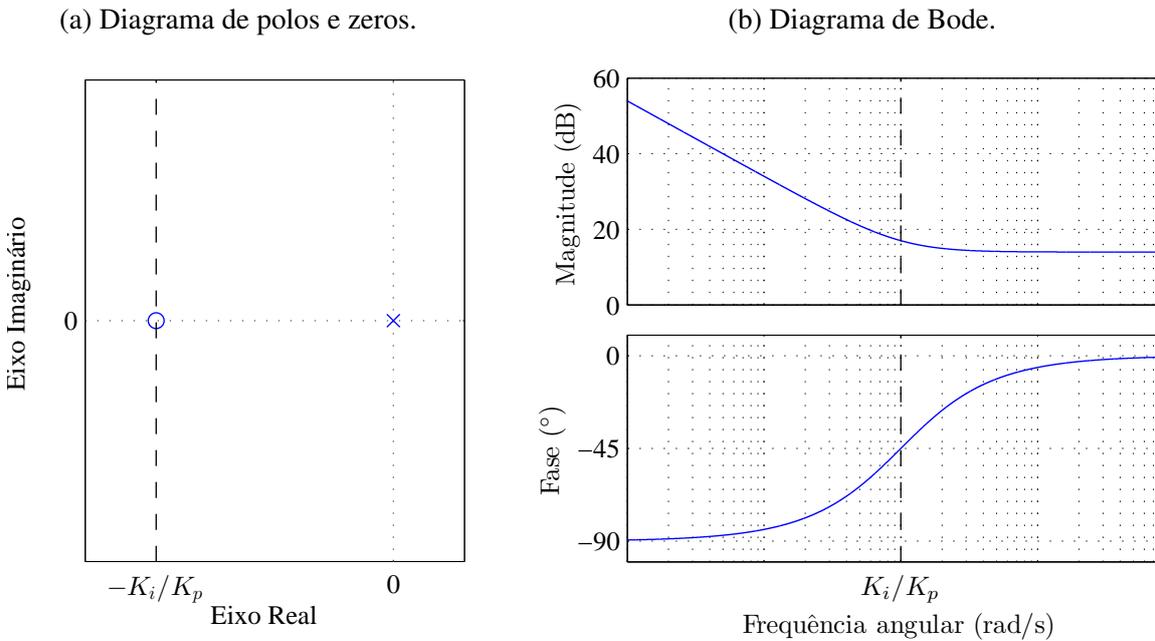
A ação integral, se aplicada isoladamente, tende a diminuir as margens de estabilidade do sistema. Para contrapor esse efeito, geralmente é acrescida uma ação proporcional em paralelo à ação integral, constituindo assim o controlador PI (OGATA, 2011). No domínio de Laplace esse controlador é definido por

$$C_{PI}(s) = \frac{K_p(s + K_i/K_p)}{s}, \quad (2.1)$$

em que K_p e K_i são os ganhos das ações proporcional e integral, respectivamente.

Ao plotar os diagramas de polos e zeros (Figura 3a) e de Bode (Figura 3b), observa-se que o controlador PI aloca um polo na origem do plano-s, responsável por aplicar ganho infinito em 0 Hz, e um zero em $s = -K_i/K_p$, que compensa o atraso de fase decorrente do polo.

Figura 3 – Diagrama de polos e zeros e resposta em frequência do controlador PI.



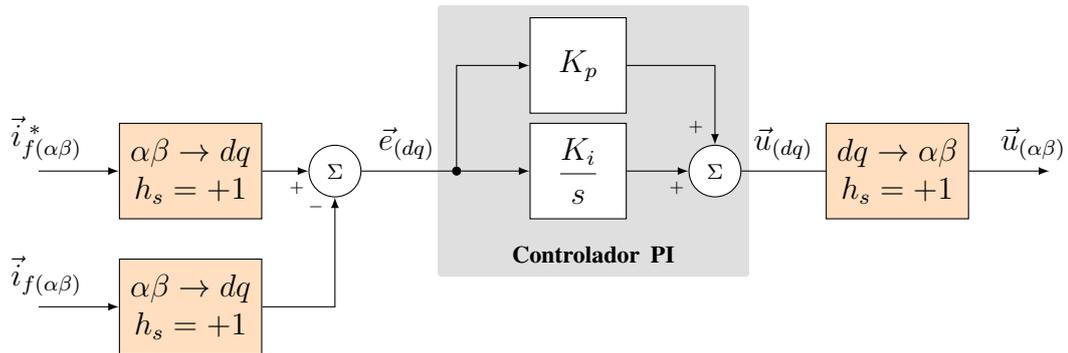
Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Apesar do controlador PI ser uma solução simples e amplamente utilizada para sinais CC, o uso desse controlador para regulação de grandezas senoidais, como as correntes em APFs em paralelo, não elimina o erro em regime permanente. Para esse tipo de aplicação, o controlador PI pode ser implementado em um referencial síncrono dq alinhado com o vetor tensão do PCC. Essa estratégia, conhecida por controle PI-SRF (*proportional–integral controller in synchronous reference frame*), é exibida na Figura 4. É importante destacar que nos blocos de transformação rotacional ($\alpha\beta \rightarrow dq$ e $dq \rightarrow \alpha\beta$), o parâmetro h_s é utilizado para indicar a componente harmônica e a sequência de fases em que cada transformação rotacional é sintonizada, conforme apresentado no Apêndice A.

Ainda que diversos trabalhos sobre APFs utilizem essa estrutura de controle, a limitação da largura de banda desse controlador implica em um erro significativo no rastreamento de componentes harmônicas de ordem elevada, levando a resultados insatisfatórios na eliminação de contaminação harmônica (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998).

Uma solução alternativa baseada nesse controlador pode ser obtida ao utilizar controladores PI em múltiplos referenciais síncronos, cada referencial sintonizado em uma componente harmônica distinta que se deseja compensar. Ao fazer isso, todas as componentes harmônicas são tratadas como grandezas constantes. Essa estrutura, conhecida por PI-MRI (*multiple reference*

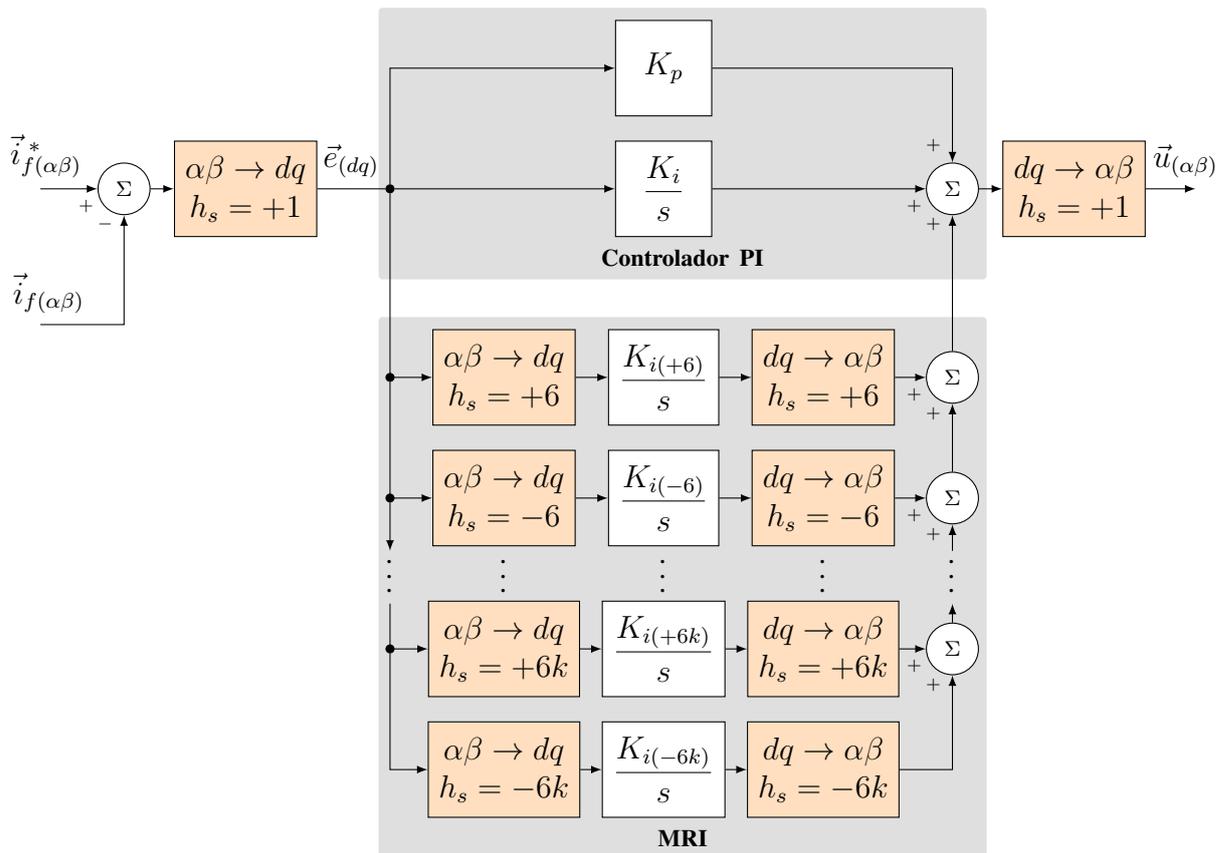
Figura 4 – Diagrama de blocos do controlador PI-SRF.



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

integrator) (BOJYUP et al., 1999), é exibida na Figura 5, considerando sua aplicação para o controle do vetor espacial das correntes de fase drenadas por um retificador trifásico a diodos.

Figura 5 – Diagrama de blocos do controlador PI-MRI para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



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

Cada integrador rotacional opera em um referencial síncrono distinto, sendo necessário considerar o efeito da transformação rotacional para determinar as componentes harmônicas compensadas. A Tabela 1 apresenta essa característica para as componentes harmônicas consumidas por um retificador trifásico, analisando diferentes frequências e seqüências de fase.

Tabela 1 – Ordem e sequência das componentes harmônicas controladas pelo PI-MRI.

Componente harmônica (referencial estacionário $\alpha\beta$)	Sequência	Componente harmônica (referencial síncrono dq)
1°	+	CC
5°	–	6°
7°	+	6°
...
$6k - 1$	–	$6k$
$6k + 1$	+	$6k$

Fonte: (GHETTI et al., 2010).

Ainda que apresente estrutura modular, o que permite selecionar quais componentes devem ser compensadas, o controlador PI-MRI acarreta em um maior esforço computacional devido às várias transformações rotacionais realizadas (GHETTI et al., 2010). Além disso, o controle das harmônicas de ordem elevada pode levar o sistema à instabilidade devido aos atrasos introduzidos pelo procedimento de amostragem (LIMONGI et al., 2009).

2.2 ESTRUTURAS DE CONTROLE BASEADAS EM INTEGRADOR SENOIDAL

O indesejado esforço computacional resultante das transformações rotacionais do controlador PI-MRI motivou a busca por outras estratégias de controle de corrente para APFs. Nesse cenário, a utilização de integradores generalizados de segunda ordem, ou SOGIs (*second-order generalized integrators*), representa uma solução viável para a redução desse esforço.

Assim, uma vez que se deseja controlar grandezas trifásicas e que a função de transferência do SOGI é definida por

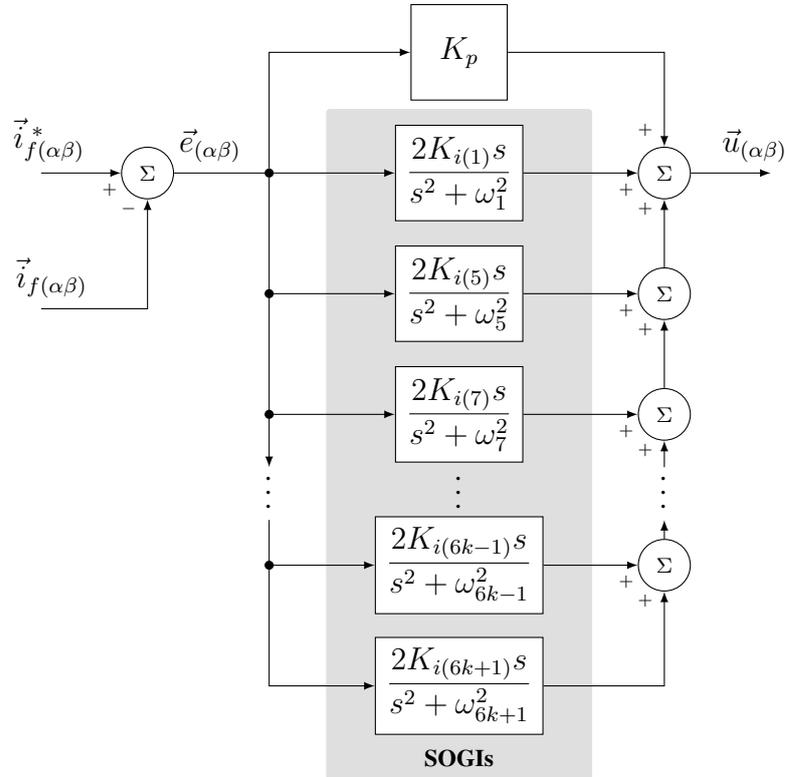
$$C_{SOGI}^{(\pm\omega_0)}(s) = \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (2.2)$$

a ação ressonante desse integrador generalizado apresenta ganho infinito no par de frequências $\pm\omega_0$, garantindo erro nulo em regime permanente para referências senoidais com frequência ω_0 , para sequências de fases positiva e negativa.

Essa estrutura, também conhecida como integrador de sinais sinusoidais (*sinusoidal signal integrator* – SSI) ou controlador ressonante ideal, pode ser acrescida de uma ação proporcional em paralelo de modo a aumentar a estabilidade relativa do sistema em que vai ser aplicado. Esse controlador, denominado P-SSI, pode ser replicado de modo a formar uma estrutura de controle seletiva em frequência (YUAN et al., 2002), cujo diagrama de blocos é exibido na Figura 6.

Quando aplicada em APFs trifásicos, as principais funções da estratégia apresentada na Figura 6 são: controlar componente ativa de corrente necessária para manutenção da tensão do

Figura 6 – Diagrama de blocos de controladores P-SSIs para compensação das harmônicas $H_s = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



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

barramento CC; e controlar componentes não ativas de corrente, compensando assim potência reativa e contaminação harmônica (LIMONGI et al., 2009). Outra característica importante dessa estrutura de controle é a capacidade de compensar desbalanços na carga (YUAN et al., 2002), visto que ambas as sequências positiva e negativa são controladas.

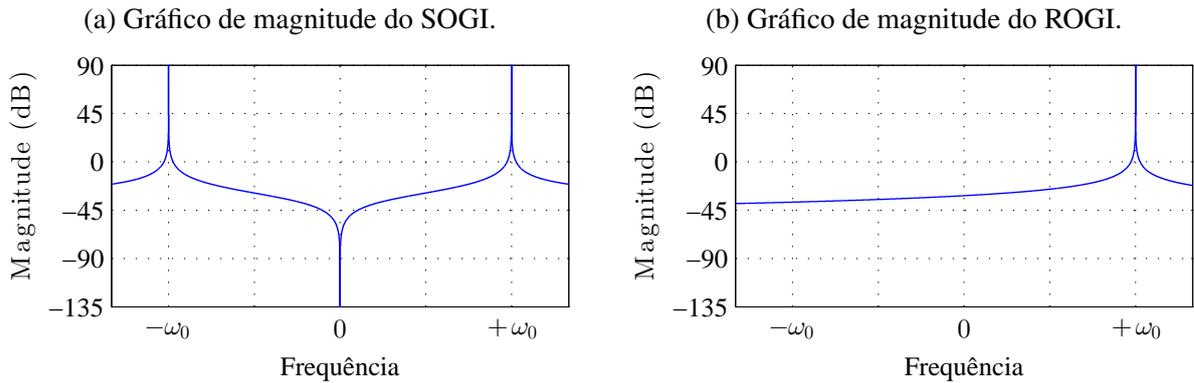
Alternativamente, caso o projetista deseje compensar apenas sequência positiva (ou negativa), um controlador complexo pode ser implementado ao utilizar um integrador generalizado de ordem reduzida (*reduced-order generalized integrator* – ROGI) (BUSADA et al., 2012). A função de transferência desse integrador é definida por

$$C_{ROGI}^{(+\omega_0)}(s) = \frac{K_i}{s - j\omega_0}. \quad (2.3)$$

Conforme exibido na Figura 7 e considerando suas aplicações para vetores espaciais, o SOGI apresenta ganho infinito para uma frequência em ambas sequências positiva e negativa, enquanto com um ROGI é possível selecionar frequência e sequência de fase de atuação da ação ressonante. Devido a essa característica de seletividade de sequência, a utilização de uma par de ROGIs para controlar ambas as sequências possibilita a seleção de ganhos distintos para cada uma, o que não é possível fazer com controladores baseados em SOGIs.

Dessa forma, as componentes de frequência fundamental e harmônicas de sinais trifásicos podem ser reguladas individualmente através da utilização de múltiplos ROGIs em paralelo

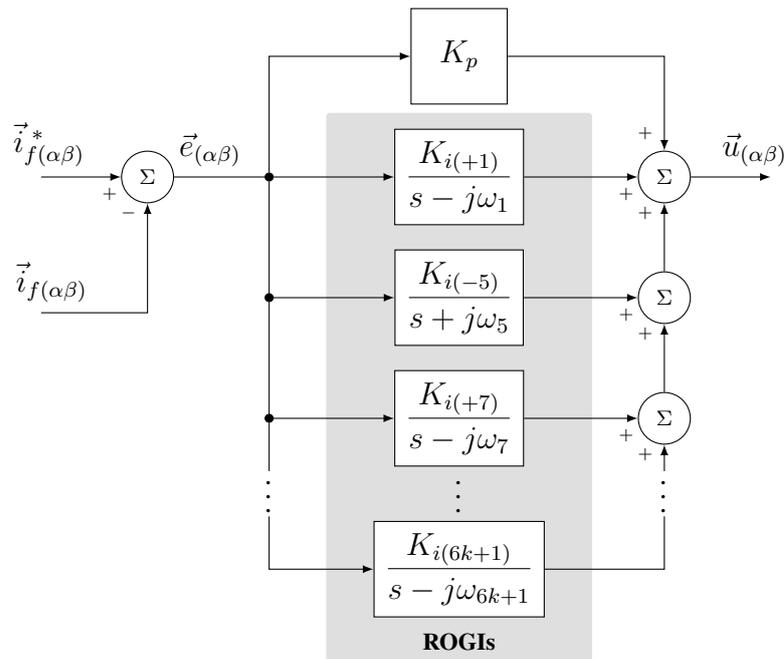
Figura 7 – Diagrama de Bode dos SOGI e ROGI.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

(BUSADA et al., 2012; ZENG et al., 2014), o que resulta numa estrutura análoga à apresentada para P-SSIs (Figura 6). O diagrama de blocos dessa nova estrutura é apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Diagrama de blocos do controlador baseado em ROGIs para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: Adaptado de (ZENG et al., 2014).

Apesar do menor esforço computacional, ambas as estratégias apresentadas nesta seção dependem de muitos integradores generalizados para obter uma boa performance na atenuação da distorção harmônica total (*total harmonic distortion* – THD), o que aumenta a complexidade de sintonia desses controladores. Assim, a utilização do diagrama de Nyquist e função sensibilidade apresenta-se como uma metodologia viável para o projeto de tais soluções (YEPES et al., 2011).

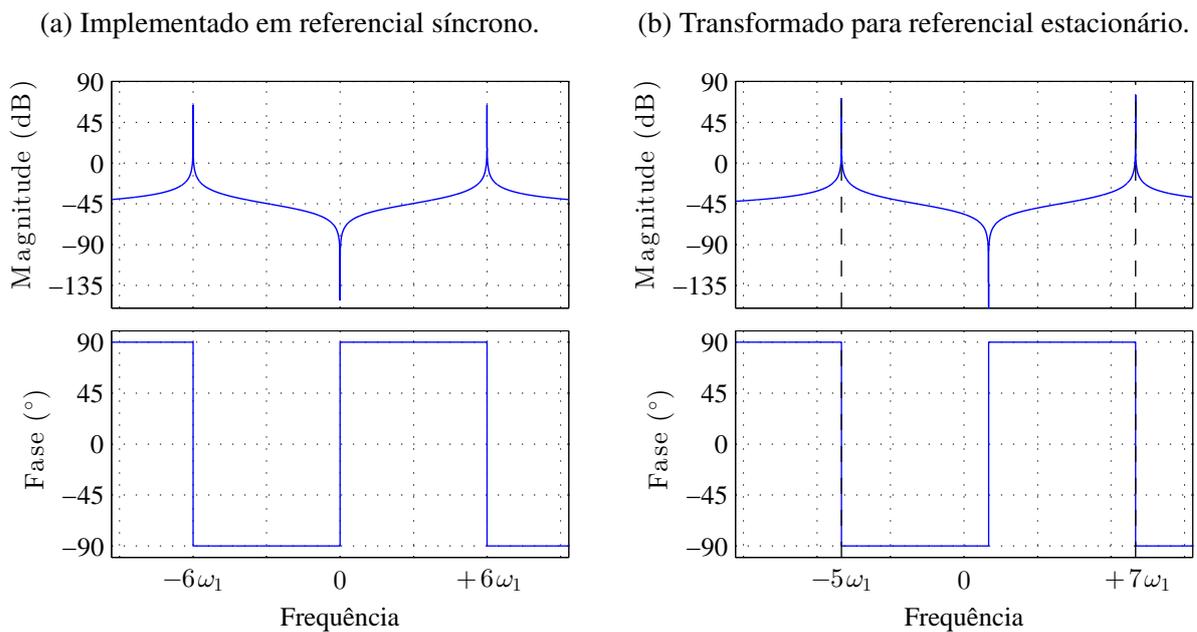
Outro ponto a ser observado ao utilizar SSIs é a presença do atraso causado pelo procedimento de amostragem, que pode causar a instabilidade do sistema devido a inclusão de controladores sintonizados em frequências elevadas (LIMONGI et al., 2009). Por consequência,

a utilização das estratégias descritas nesta seção tem como requisito a compensação desse atraso computacional, que pode ser feita para cada integrador generalizado (YEPES et al., 2010).

2.3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE BASEADAS NA UTILIZAÇÃO DE INTEGRADORES SENOIDAIS EM REFERENCIAL SÍNCRONO

Em diversas aplicações, o projetista pode desejar controlar sinais trifásicos cujo vetor espacial contém componentes fundamental e um conjunto típico de harmônicas, como por exemplo $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Conforme apresentado na Seção 2.2, a utilização de controladores ROIGs em paralelo representa uma solução para esse tipo de aplicação. Entretanto, visando diminuir a quantidade de controladores a serem implementados, é possível utilizar compensadores SOIGs sintonizados em harmônicas da família $H_s = \{6k \mid k \in \mathbb{N}\}$ em um referencial sincronizado na componente fundamental de sequência positiva (*fundamental-frequency positive-sequence* – FFPS). Ao fazer isso, considerando notação de vetores espaciais, as respostas de magnitude e fase desse SOIG são deslocadas de modo a compensar as harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, como exibido na Figura 9.

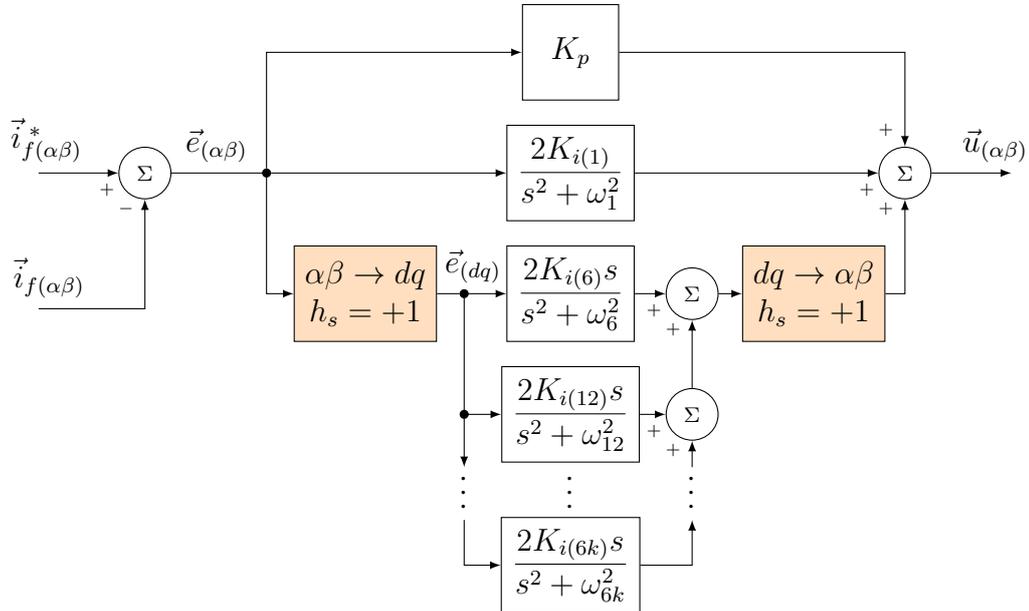
Figura 9 – Deslocamento da resposta em frequência do SOIG devido à utilização de SRF.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Utilizando essa ideia, Bojoi et al. (2005) propuseram a estrutura P-SSI-SRF (Figura 10), que utiliza um controlador SSI implementado em referencial estacionário para controle da componente FFPS, enquanto outros SSIs são implementados em referencial síncrono para controlar as demais componentes harmônicas. Ao custo computacional de uma transformação de coordenadas, essa estratégia permite compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ utilizando aproximadamente a metade de SSIs requeridos pela estrutura baseada em controladores P-SSIs (LIMONGI et al., 2009).

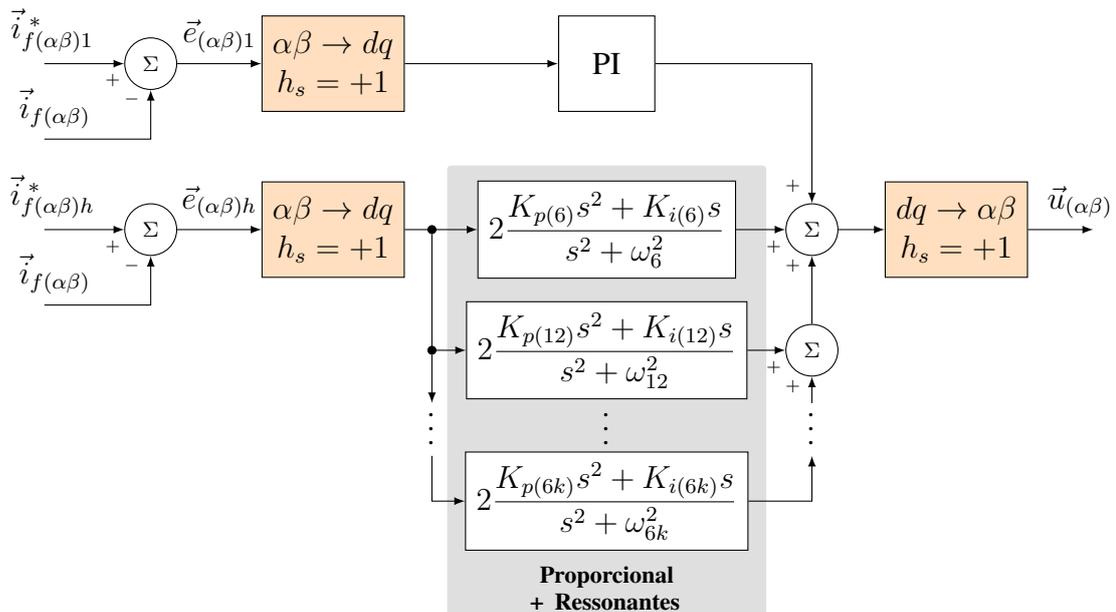
Figura 10 – Diagrama de blocos do controlador P-SSI-SRF para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



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

Contudo, a transformação de coordenadas utilizada pelo controlador P-SSI-SRF para sincronização das componentes harmônicas pode ser estendida para o controle da componente FFPS. Ao fazer isso, o SSI utilizado para compensar a FFPS deve ser substituído por integrador simples. Esse artifício foi utilizado por Lascu et al. (2007) na proposição de um esquema de controle baseado em PI-PRES, cujo diagrama de blocos é apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama de blocos da estratégia de controle baseada em PI-PRES para compensação das harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



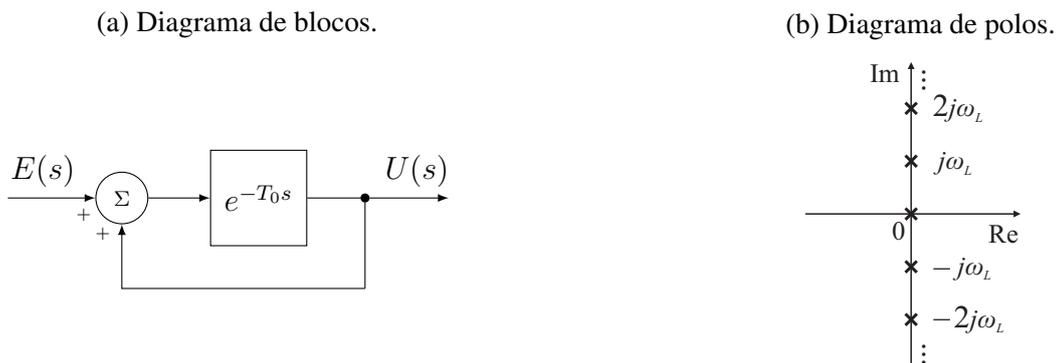
Fonte: Adaptado de (LIMONGI et al., 2009).

Outra característica desse esquema é o desacoplamento das correntes de referência em duas componentes, que são: $i_{f(\alpha\beta)1}^*$, utilizada para regulação da corrente que carrega o barramento CC; e $i_{f(\alpha\beta)h}^*$, utilizada para compensação das componentes harmônicas geradas pela carga não-linear. Para o controle dessas harmônicas, os parâmetros de cada controlador ressonante são calculados utilizando a técnica de cancelamento de polos e zeros, realizada para cada frequência de interesse, o que resulta em uma boa estabilidade global (LASCU et al., 2007).

2.4 CONTROLADOR REPETITIVO

Hara, Omata e Nakano (1985) propuseram um controlador que apresenta ganho infinito para uma frequência selecionada pelo projetista e para todas suas harmônicas. Essa estratégia, nomeada controle repetitivo, apresenta um núcleo gerador de sinais periódicos, o que possibilita a eliminação do erro em regime permanente para sinais de referência periódicos, conforme o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975). Na Figura 12a é exibido o diagrama de blocos e de polos deste núcleo gerador de sinais periódicos.

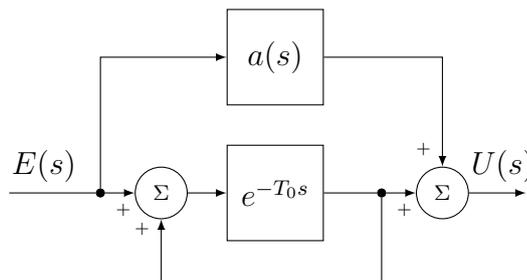
Figura 12 – Núcleo gerador de sinais periódicos.



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

Os polos do gerador de sinais periódicos, representados na Figura 12b, estão sobre o eixo imaginário espaçados de $\omega_L = 2\pi/T_0$. A constante T_0 representa o período do sinal que se deseja controlar e, conseqüentemente, o tempo atrasado pelo bloco $e^{-T_0 s}$. O diagrama de blocos do controlador repetitivo (*repetitive controller – RC*) é apresentado na Figura 13.

Figura 13 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo.



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

Dada a complexidade do RC, faz-se necessário apresentar algumas configurações e características desse controlador antes de discutir sua aplicação em APFs.

2.4.1 Configurações do Controlador Repetitivo

Ao seleccionar um valor entre 0 e 1 para o parâmetro $a(s)$, o projetista consegue definir a configuração utilizada para implementação do RC. As três configurações mais utilizadas em trabalhos científicos são exibidas na Tabela 2.

Tabela 2 – Configurações para utilização de RC.

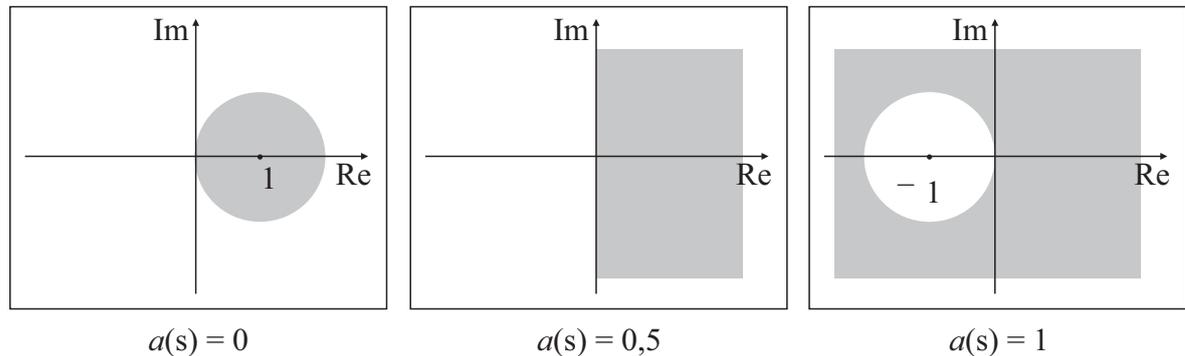
Config.	$a(s)$	Função de transferência	Diagrama de blocos
1	0	$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{e^{-T_0s}}{(1 - e^{-T_0s})}$	
2	0,5	$\frac{U(s)}{E(s)} = 0,5 \frac{(1 + e^{-T_0s})}{(1 - e^{-T_0s})}$	
3	1	$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{(1 - e^{-T_0s})}$	

Fonte: Elaborada pelo autor.

Segundo Hara et al. (1988), o domínio de estabilidade do sistema depende da configuração escolhida para implementação do RC. Assim, para que o sistema seja estável, o diagrama de Nyquist da planta deve estar contido nas áreas sombreadas da Figura 14.

Uma vez que esses domínios de estabilidade não englobam a origem do plano complexo, a utilização de RCs é restrita a plantas que possuam grau relativo 0 (número de polos menos números de zeros igual a zero) (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2000). Através da inserção de um filtro passa-baixas no núcleo gerador de sinais periódicos, é possível ampliar esses domínios, aumentando a aplicabilidade desse controlador (HARA et al., 1988; INOUE, 1990). Outra solução pode ser obtida ao utilizar filtros com alta seletividade em frequência, como o filtro baseado em transformada discreta de Fourier (MATTAVELLI; MARAFAO, 2004).

Figura 14 – Domínios de estabilidade para sistemas com RCs.



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

2.4.2 RC de Ordem Genérica

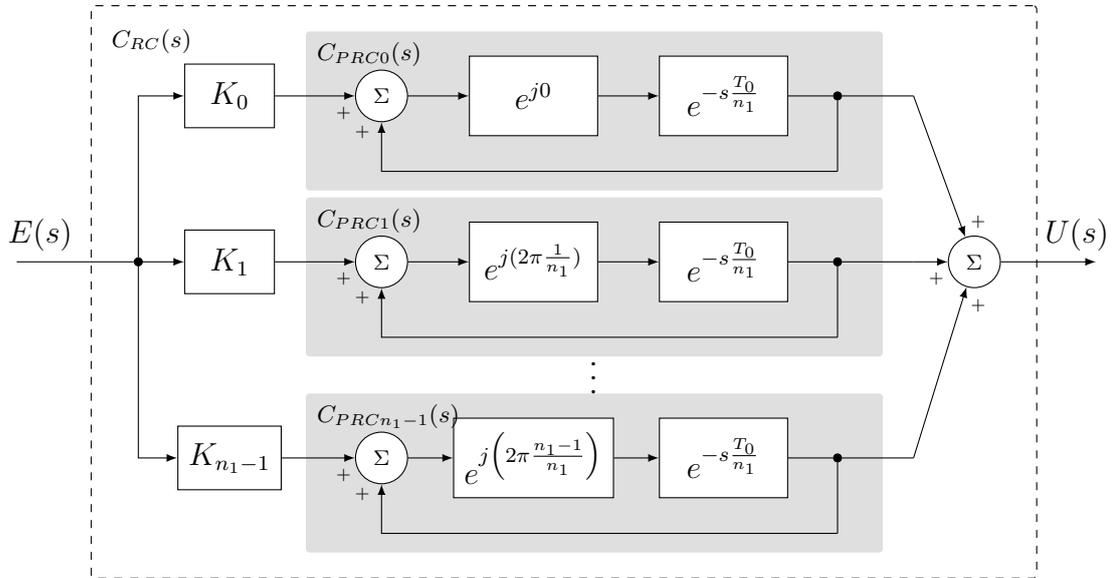
A ideia de alterar a família de componentes harmônicas em que o RC aplica ganho infinito, utilizada por Mattavelli e Marafao (2004), pode ser alternativamente implementada modificando-se parâmetros do próprio RC. De fato, ao variar o tempo atrasado pelo bloco $e^{-T_0 s}$ sem alterar a frequência do sinal de referência, o RC convencional (CRC) passa a atuar em uma nova família de harmônicas. Exemplos dessa característica podem ser encontrados em (ESCOBAR et al., 2006) e (ZHOU et al., 2006), nos quais são propostos RCs com ganho infinito apenas nas componentes harmônicas ímpares. Contudo, em estruturas mais elaboradas torna-se complexo analisar o impacto da variação dos parâmetros do RC na resposta em frequência do sistema.

Com o objetivo de facilitar essa análise, RCs mais elaborados podem ser decompostos em associações de estruturas elementares, cujas respostas em frequência são bem conhecidas. Um exemplo de estrutura elementar de RC, aqui referida por *primitive RC* (PRC), é proposta por Lu, Zhou e Wang (2013) como base para a definição de um esquema de controle que será apresentado adiante.

Ao utilizar n_1 PRCs defasados em $\theta = 2\pi/n_1$ entre si, obtém-se uma estrutura genérica que apresenta uma redução da taxa de convergência do erro em n_1 vezes quando comparado ao CRC (Figura 15). Essa solução, chamada por Lu, Zhou e Wang (2013) de *parallel structure repetitive control* (PSRC), permite ao projetista compensar combinações de famílias $H_s = \{n_j k + m_j \mid k \in \mathbb{Z}\}$ a partir da sintonia dos ganhos K_j ($j = 0, 1, \dots, n_1 - 1$) desse controlador. Apesar deste PRC apresentar uma resposta em frequência complexa, sua utilização não foi avaliada isoladamente no trabalho de Lu, Zhou e Wang (2013). De fato, essa estratégia de controle foi proposta direcionada para aplicações cujos sinais de referência e de saída são reais. Por consequência, os ganhos K_j são escolhidos de modo que a parte imaginária da ação de controle seja cancelada, o que representa implementar um controlador real.

Contudo, um segundo caminho direto pode ser adicionado ao PRC proposto por Lu,

Figura 15 – Estrutura paralela de PRCs (PSRC).



Fonte: Adaptado de (LU; ZHOU; WANG, 2013).

Zhou e Wang (2013), permitindo a seleção da configuração do controlador como feito para CRC (HARA et al., 1988). Dessa forma, a seguir é proposto um controlador complexo que pode ser utilizado como PRC (Figura 16), sendo possível selecionar qualquer família de componentes harmônicas $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ que se deseja compensar. Suas principais características são:

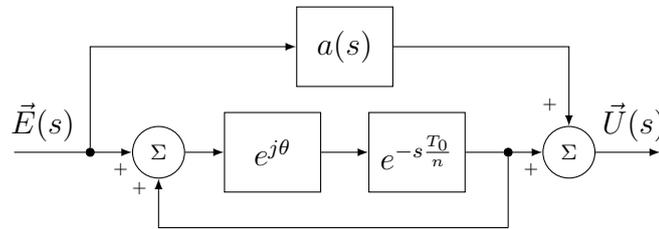
- **Utilização de atraso genérico $e^{-T_0s/n}$:** Torna possível compensar harmônicos da família $H_s = \{nk \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Para uma análise em tempo discreto, esse atraso pode ser implementado como $z^{-N/n}$, em que N representa o número de amostras por período da fundamental;
- **Introdução de ganho complexo $e^{j\theta}$ junto ao atraso do RC:** Possibilita deslocar a resposta em frequência. Assim, quando utilizado junto ao atraso genérico, permite selecionar uma harmônica m para compensar a família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Neste trabalho, o parâmetro θ é referido como ângulo de defasagem da resposta em frequência;
- **Inclusão de uma segunda malha direta com ganho $a(s)$:** Como feito por Hara et al. (1988), ao selecionar um valor constante para o parâmetro $a(s)$, o projetista pode selecionar a configuração do RC.

A função de transferência do PRC proposto é

$$\frac{\vec{U}(s)}{\vec{E}(s)} = a(s) + \frac{e^{j\theta} \cdot e^{-s\frac{T_0}{n}}}{1 - e^{j\theta} \cdot e^{-s\frac{T_0}{n}}}. \quad (2.4)$$

No caso em que $n = 1$ e $\theta = 0$, essa estrutura é similar ao CRC, logo, suas principais configurações são obtidas para $a(s) = 0$, $a(s) = 0,5$ e $a(s) = 1$. Na Figura 17 são exibidos os efeitos que variações nos parâmetros n e θ causam na resposta em frequência do PRC.

Figura 16 – Controlador repetitivo primitivo proposto.

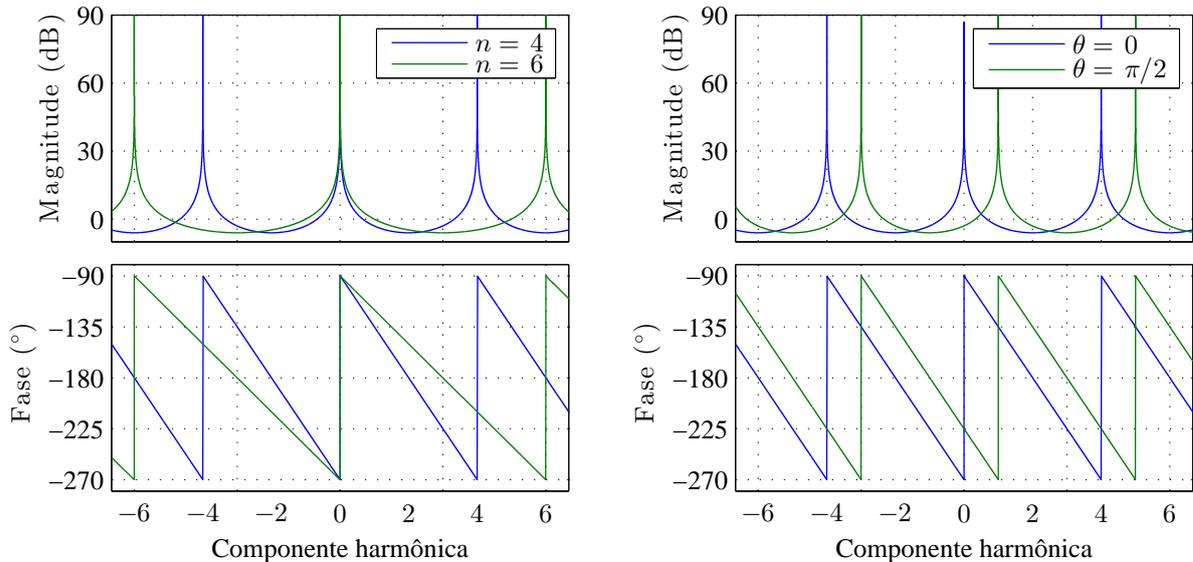


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 17 – Resposta em frequência do PRC proposto, para variações de n e θ .

(a) Para variações em n , com $\theta = 0$ e $a(s) = 0$.

(b) Para variações em θ , com $n = 4$ e $a(s) = 0$.

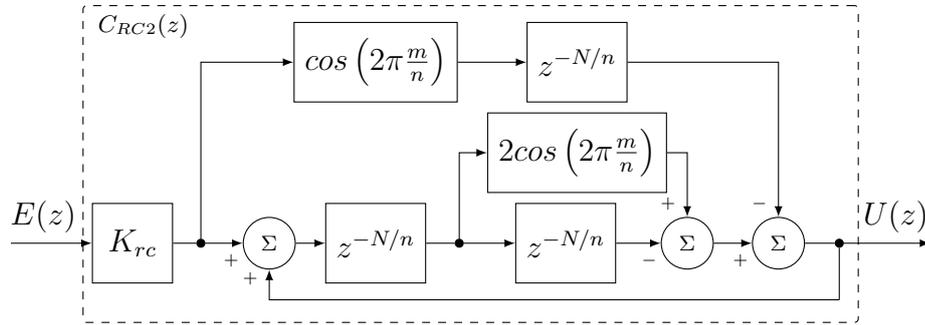


Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Diversos trabalhos na literatura apresentam outras soluções baseadas em RC para obtenção de ganho infinito nas harmônicas da família $H = \{nk \pm m \mid k \in \mathbb{N}\}$. A maioria dessas soluções utilizam funções e ganhos reais, fazendo com que essas estratégias possam ser implementadas utilizando filtros reais. Exemplos de controladores com essa característica podem ser encontrados em (LU; ZHOU, 2011) e (LU et al., 2014), cujos diagramas de blocos são apresentados nas Figuras 18a e 19a, respectivamente. Contudo, ao expandir os termos trigonométricos em exponenciais complexas, essas estruturas de controle podem ser reorganizadas em associações de PRCs. Nas Figuras 18b e 19b são apresentados diagramas de blocos de estruturas formadas por PRCs, cujas funções de transferências são equivalentes às soluções propostas por Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014).

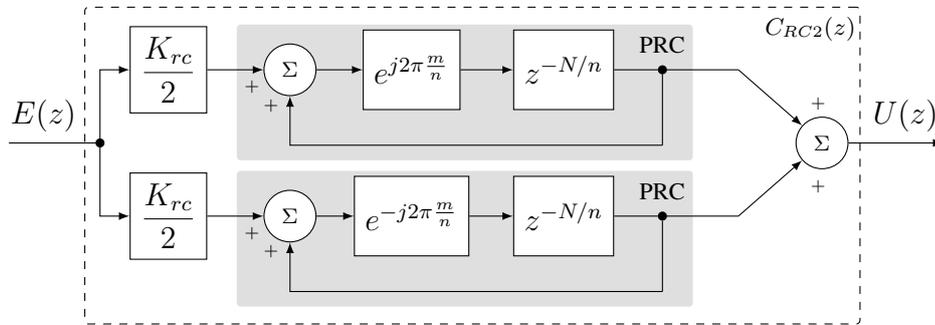
Figura 19 – $nk \pm m$ RC proposto por Lu et al. (2014).

(a) Diagrama de blocos do controlador original.



Fonte: Adaptado de (LU et al., 2014).

(b) Diagrama de blocos equivalente (PRCs com $a(s) = 0$ e atraso discretizado).



Fonte: Elaborada pelo autor.

que apresenta ordem N . Por outro lado, $nk \pm m$ RCs como os propostos por Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014) podem ser decompostos em PRCs em paralelo que atuam nas famílias $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ e $H_s = \{nk - m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Logo, as funções de transferência desses $nk \pm m$ RCs discretizados apresentam a seguinte equação característica:

$$1 - z^{-\frac{N}{n}} \cdot 2 \cdot \cos\left(2\pi \frac{m}{n}\right) + z^{-2\frac{N}{n}} = 0. \quad (2.6)$$

que possui ordem $2N/n$, ou seja, $n/2$ vezes inferior ao CRC.

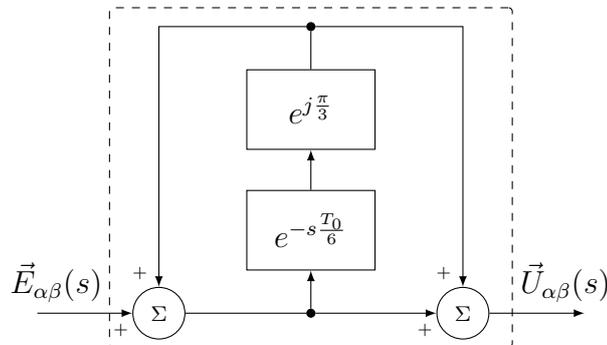
2.4.3 RC Complexo Aplicado a Vetores Espaciais

Para aplicações em que se deseja controlar variáveis trifásicas senoidais, resultados satisfatórios são obtidos ao implementar controladores reais para cada uma das fases, caso o controle seja feito em abc , ou para cada um dos eixos estacionários, caso o controle seja feito em $\alpha\beta$. Alternativamente, controladores complexos podem ser utilizados num referencial de vetores espaciais, conforme apresentado no Apêndice A.

Utilizando essa ideia, Luo et al. (2016) propõem um RC complexo genérico capaz de compensar harmônicas da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ de um vetor espacial, cujo diagrama de blocos é exibido na Figura 20. Essa solução equivale a utilizar um PRC com $a(s) = 0,5$ aplicado

a um vetor espacial, que representa um sinal de erro complexo. Essa classe de controladores complexos aplicados a vetores espaciais é aqui referida por SV-RC (*space-vector repetitive controller*).

Figura 20 – Diagrama de blocos do SV-RC proposto por Luo et al. (2016).



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

Os problemas de estabilidade apresentados para o CRC também estão presentes no SV-RC. Conseqüentemente, a utilização de um filtro passa-baixas junto ao atraso $e^{-s\frac{T_0}{6}}$ viabiliza a implementação dessa estrutura em sistemas trifásicos.

2.5 CONCLUSÕES

Visto que este trabalho busca propor uma estrutura de controle que pode ser utilizada para a atenuação da contaminação harmônica gerada por cargas não-lineares, fez-se necessário iniciar essa pesquisa através de uma revisão minuciosa da literatura.

Após uma análise crítica de diversos trabalhos científicos sobre controladores de corrente para APFs paralelo, foi possível classificar as principais estratégias lineares em quatro grupos distintos: controladores PI em referencial síncrono; estruturas de controle baseadas em integrador senoidal; estratégias de controle baseadas na utilização de integradores senoidais em referencial síncrono; e controlador repetitivo. Esta última recebeu maior foco neste capítulo devido a sua similaridade com o controlador proposto.

Foram apresentadas as configurações de implementação do CRC, proposto por Hara et al. (1988), juntamente com suas diferenças em relação aos seus domínios de estabilidade. Em seguida, foram descritas algumas propostas de generalização do CRC que podem ser utilizadas para APFs trifásicos, em situações que apresentam alto conteúdo harmônico nas componentes da família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$.

A partir das técnicas avaliadas neste capítulo, as seguintes estratégias de controle foram escolhidas para um estudo comparativo com o controlador proposto: múltiplos P-SSIs em paralelo no referencial estacionário; controlador $nk \pm m$ RC, proposto por Lu e Zhou (2011); e controlador $nk \pm m$ RC, proposto por Lu et al. (2014).

3 CONTROLE REPETITIVO COMPLEXO BASEADO EM GDSC

Neste capítulo, é realizada uma revisão do método *Generalized Delayed Signal Cancellation* ou *GDSC*, o qual apresenta como principal característica a capacidade de cancelar as componentes harmônicas de uma família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ (NEVES et al., 2010; SOUZA, 2012). Em seguida, são abordadas duas estruturas de controle repetitivo complexo baseado em *GDSC*, que, neste trabalho, são utilizadas no controle das correntes de saída de um APF trifásico.

Para análise de sistemas elétricos trifásicos, cujas tensões e correntes são representadas por um conjunto de três variáveis reais, é conveniente a utilização de vetores espaciais para uma representação matemática simplificada. Ao fazer isso, é possível descrever o comportamento dessas variáveis utilizando uma única variável complexa, que pode ser regulada através de controladores complexos.

Conforme apresentado no Capítulo 2, RCs são soluções bastante aplicadas para sistemas de controle cujas referências possuem alto conteúdo harmônico, bem como para sistemas que apresentam distúrbios periódicos. Todavia, para sistemas trifásicos, a análise de RCs utilizando notação de vetores espaciais surge como uma possível simplificação ainda pouco explorada (LUO et al., 2016). Nesse cenário, uma técnica de projeto para SV-RC pode ser obtida através do uso adequado da transformada *GDSC* (NEVES et al., 2010). Para melhor compreensão desta técnica, sugere-se ler o Apêndice A, onde são introduzidos alguns conceitos relacionados à análise de sinais trifásicos em referencial vetorial.

3.1 TRANSFORMADA GDSC

De forma genérica, um vetor espacial referente a uma componente harmônica qualquer h_s de sequência positiva ou negativa pode ser representado por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = \tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{jh_s\omega t} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}. \quad (3.1)$$

em que

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases}$$

e a função $sgn(h_s)$ indica o sinal de h_s .

Assim, ao considerar um atraso T_d aplicado em um vetor espacial $\vec{s}_{\alpha\beta}$, é observado que o vetor resultante apresenta um defasagem de θ_d radianos da frequência fundamental, sendo aqui referenciado por $\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}$. Contudo, ao considerar um vetor de componente harmônica $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$,

nota-se que o mesmo atraso T_d gera um deslocamento $h_s\theta_d$ radianos no vetor resultante ($\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$) (SOUZA, 2012). A formulação matemática apresentada no Apêndice A pode ser utilizada para representar esse vetor de componente harmônica atrasado. De fato, esse vetor pode ser descrito como

$$\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega t - \theta_d)} = \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d}, \quad (3.2)$$

em que θ_d correspondente ao atraso em radianos da frequência fundamental.

Com base na Equação (3.2), Neves et al. (2010) propuseram uma transformada baseada em cancelamento por sinal atrasado (GDSC) que utiliza os vetores espaciais original e atrasado para cancelar componentes harmônicos específicos do sinal original. Essa transformada, definida por

$$\vec{f}_{gdsc} = \vec{a} \left[\vec{s}_{\alpha\beta} + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d} \right], \quad (3.3)$$

tem como parâmetros o ganho complexo \vec{a} , o ângulo de deslocamento θ_r e o ângulo de atraso θ_d .

Por meio dessa transformação é possível cancelar as componentes harmônicas de uma família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ do sinal original. Para calcular o ganho dessa operação é necessário substituir a Equação (3.2) em (3.3). Ao fazer essa manipulação, obtém-se

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} = \underbrace{\vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-jh_s\theta_d})}_{\vec{G}_{gdsc}^{(h_s)}} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}, \quad (3.4)$$

em que $\vec{G}_{gdsc}^{(h_s)}$ representa o ganho da transformação GDSC na componente harmônica h_s .

Os parâmetros reais θ_d e θ_r são determinados de forma a eliminar as harmônicas indesejadas. Assim, sendo m uma harmônica qualquer e n a periodicidade que determina quais outras harmônicas devem ser canceladas, faz-se

$$\vec{G}_{gdsc}^{(h_s=nk+m)} = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-j(nk+m)\theta_d}) = 0, \quad (3.5)$$

consequentemente, observa-se que

$$e^{j[\theta_r - (nk+m)\theta_d]} = -1. \quad (3.6)$$

Visto que $e^{j(2k+1)\pi} = -1$, é possível igualar os expoentes das exponenciais complexas para calcular θ_d e θ_r . Como a função $e^{j\theta}$ é periódica em 2π , é possível calcular os parâmetros da transformada utilizando a seguinte equação modular:

$$\begin{aligned} \theta_r - (nk + m)\theta_d &= (2k + 1)\pi \equiv \pi \pmod{2\pi}, \\ \theta_r &\equiv nk\theta_d + m\theta_d + \pi \pmod{2\pi}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

O termo $nk\theta_d$ pode ser eliminado da Equação (3.7) ao fazer $\theta_d = 2\pi/n$. Dessa forma, os parâmetros θ_d e θ_r são definidos por

$$\begin{cases} \theta_d = \frac{2\pi}{n} \\ \theta_r = m\theta_d + \pi = \frac{m}{n}2\pi + \pi \end{cases}. \quad (3.8)$$

O ganho complexo \vec{a} é determinado impondo o ganho que a transformada deve apresentar numa frequência escolhida. Para ganho unitário na componente $h_s = +1$, por exemplo, observa-se que

$$\vec{G}_{gdsc}^{(h_s=+1)} = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-j\theta_d}) = 1. \quad (3.9)$$

Ao isolar \vec{a} na Equação (3.9), obtêm-se

$$\vec{a} = \frac{1}{(1 + e^{j\theta_r} e^{-j\theta_d})}. \quad (3.10)$$

3.1.1 Representação de \vec{G}_{gdsc} no domínio da transformada z

Em sua definição, a função $\vec{G}_{gdsc}^{(h_s)}$ é utilizada para apresentar o ganho da transformada GDSC para h_s inteiro. Assim, para uma representação contínua da transformada, faz-se

$$\vec{G}_{gdsc}(j\omega) = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-j\omega_1 \theta_d}), \quad (3.11)$$

em que ω_1 é a frequência fundamental em rad/s.

Com o propósito de possibilitar a análise dessa técnica no domínio da transformada z , o ganho $\vec{G}_{gdsc}(j\omega)$ deve ser representado no domínio de Laplace para que, em seguida, seja possível utilizar um remapeamento de polos e zeros ($z = e^{sT_s}$). Seguindo essa estratégia, o ganho da transformada GDSC em regime permanente pode ser avaliado no domínio de Laplace ao realizar a substituição $s = j\omega$, sendo assim representado por

$$\vec{G}_{gdsc}(s) = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-s \frac{\theta_d}{2\pi f_1}}). \quad (3.12)$$

Ao considerar a implementação dessa transformada em tempo discreto, o vetor espacial original é devidamente amostrado e, conseqüentemente, o vetor espacial atrasado é obtido ao atrasar o vetor original em i_d amostras. Assim, para uma taxa de N amostras por ciclo da fundamental tem-se

$$\theta_d = \frac{2\pi}{N} i_d. \quad (3.13)$$

Visto que é utilizada uma frequência de amostragem $f_s = f_1 N$, a partir das equações (3.12) e (3.13), além de utilizar o remapeamento supracitado, é possível representar o ganho da transformada GDSC através da seguinte equação:

$$\vec{G}_{gdsc}(z) = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d}), \quad (3.14)$$

cujos parâmetros são calculados por

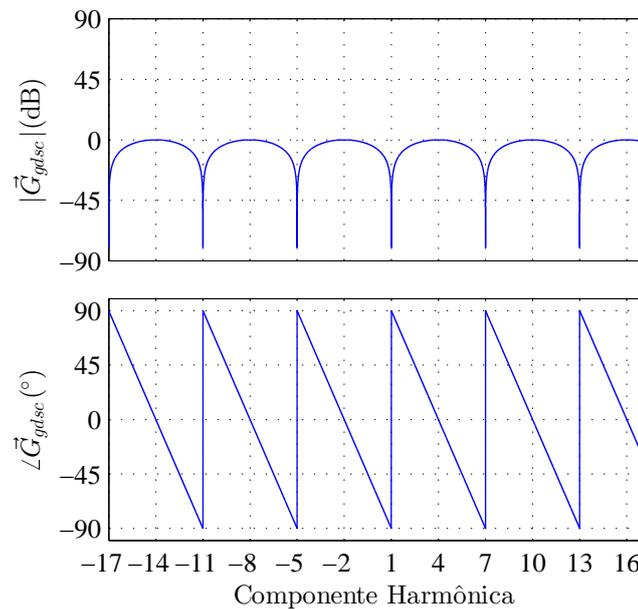
$$\begin{cases} i_d = \frac{N}{n} \\ \theta_r = \frac{m}{n} 2\pi + \pi \end{cases}. \quad (3.15)$$

Haja vista que o termo z^{-i_d} pode ser implementado como um atraso de i_d amostras, a transformada pode ser implementada utilizando a seguinte equação diferença:

$$\vec{f}_{gdsc}[i] = \vec{a} \left\{ \vec{S}_{\alpha,\beta}[i] + e^{j\theta_r} \vec{S}_{\alpha,\beta}[i - i_d] \right\}. \quad (3.16)$$

A resposta em frequência da transformação GDSC que cancela as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ é exibida na Figura 21. Para este exemplo, os parâmetros da transformação são $i_d = N/6$, $\theta_r = 4\pi/3$ e $\vec{a} = 0,5$.

Figura 21 – Diagrama de Bode da transformada GDSC que cancela as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

3.2 SV-RCs BASEADOS EM GDSC

Ao utilizar a transformada GDSC (ou combinações desta em cascata), é possível posicionar zeros em frequências múltiplas da fundamental, conforme a necessidade do projeto. A aplicação inicial dessa técnica foi eliminar as componentes harmônicas de sinais desbalanceados e/ou distorcidos, sendo assim utilizada como pré-filtro para PLLs (*phase locked loop*) trifásicos. Entretanto, é possível utilizar arranjos da transformada GDSC para posicionar polos de forma a obter ganho infinito para uma família de harmônicas $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, possibilitando assim sua aplicação em sistemas de controle.

De acordo com o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), se o sistema de controle for estável e sua função de transferência de malha aberta possuir um par de polos complexos conjugados alocados no eixo imaginário na frequência ω_1 , o controlador garante erro nulo em regime permanente para rastreamento de referências senoidais com frequência ω_1 . Essa definição pode ser estendida para controladores complexos ao considerar que um polo pode

ser alocado sem seu complexo conjugado. Contudo, se esse controlador é aplicado a vetores espaciais, as harmônicas negativas representam componentes de sequência negativa do sistema.

Nas subseções seguintes, são apresentadas algumas particularidades da transformada GDSC e possíveis estruturas de implementação do controlador proposto.

3.2.1 Análise de Parâmetros da Transformada GDSC

3.2.1.1 Análise do Ganho Complexo \vec{a}

O ganho da transformada GDSC, apresentado na Equação (3.4), pode ser representado em forma polar por $\vec{G}_{gdsc}^{(h_s)} = Ge^{j\theta_g}$. Nessa representação, a transformada apresenta ganho de magnitude G e deslocamento de fase θ_g na componente harmônica h_s . Logo, isolando \vec{a} obtém-se

$$\vec{a} = \frac{Ge^{j\theta_g}}{(1 + e^{j\theta_r} e^{-jh_s\theta_d})}. \quad (3.17)$$

Visto que $e^{-j\theta} = (e^{j\theta})^*$, ao multiplicar o numerador e o denominador da Equação (3.17) pelo conjugado do denominador $(1 + e^{-j(\theta_r - h_s\theta_d)})$, tem-se

$$\vec{a} = \frac{Ge^{j\theta_g} (1 + e^{-j\psi})}{1 + e^{j\psi} + e^{-j\psi} + e^{j0}} \rightarrow \vec{a} = \frac{Ge^{j\theta_g} (1 + e^{-j\psi})}{2[1 + \cos(\psi)]}, \quad (3.18)$$

na qual $\psi = \theta_r - h_s\theta_d$.

O termo $(1 + e^{-j\psi})$ pode ser expandido de forma a obter

$$e^{-j\frac{\psi}{2}} (e^{j\frac{\psi}{2}} + e^{-j\frac{\psi}{2}}) = 2e^{-j\frac{\psi}{2}} \cos\left(\frac{\psi}{2}\right), \quad (3.19)$$

consequentemente, \vec{a} passa a ser calculado por

$$\vec{a} = \frac{Ge^{j\theta_g} e^{-j\frac{\psi}{2}} \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)}{[1 + \cos(\psi)]}. \quad (3.20)$$

Ao analisar o ganho complexo, é possível representá-lo em função de suas magnitude e fase através de $\vec{a} = Ae^{j\theta_a}$. Dessa forma, a Equação (3.20) é simplificada por

$$\begin{cases} A = \frac{G \cdot \left| \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \right|}{[1 + \cos(\psi)]} \\ \theta_a = \theta_g - \frac{\psi}{2} + \theta_{comp} \end{cases}, \quad (3.21)$$

em que

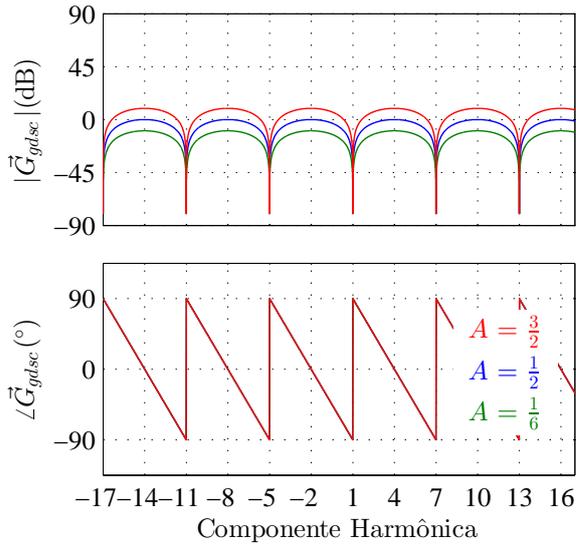
$$\theta_{comp} = \begin{cases} 0, & \text{para } \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \geq 0 \\ -\pi, & \text{para } \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) < 0 \end{cases}.$$

Desacoplar o cálculo de magnitude e fase pode trazer alguns benefícios ao controlador baseado em GDSC. O ganho A pode ser variado com a finalidade de sintonizar o ganho desejado

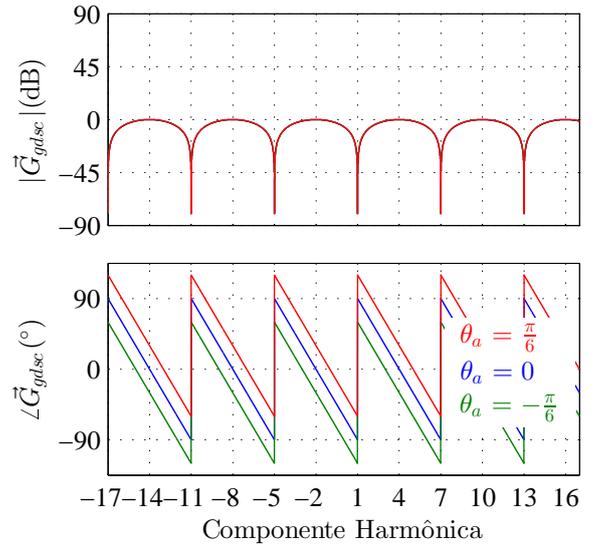
à uma harmônica h_s , por outro lado, é possível realizar um avanço ou atraso de fase em todas as frequências ao variar θ_a . A Figura 22 exibe as respostas em frequência da transformada GDSC para variações de A e de θ_a , em que são utilizados parâmetros $i_d = N/6$ e $\theta_r = 4\pi/3$.

Figura 22 – Avaliação da variação do ganho complexo $\vec{a} = Ae^{j\theta_a}$

(a) Resposta em frequência da transformada GDSC para variação de A .



(b) Resposta em frequência da transformada GDSC para variação de θ_a .



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

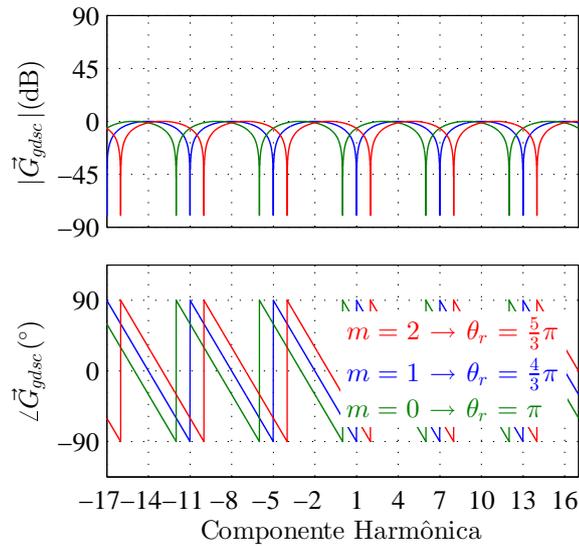
3.2.1.2 Análise do Ângulo de Deslocamento θ_r

Conforme apresentado na Equação (3.15), o cálculo do ângulo de deslocamento θ_r está diretamente relacionado à harmônica m escolhida. Dessa forma, dada uma periodicidade n , ao variar θ_r altera-se a família de componentes harmônicas $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$ selecionada. A Figura 23 demonstra que a resposta em frequência é deslocada horizontalmente a medida que θ_r é variado.

3.2.1.3 Análise do Ângulo de Atraso em Número de Amostras i_d

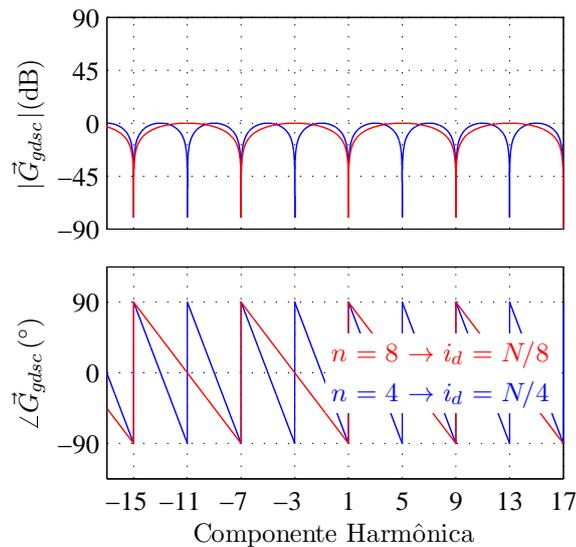
Segundo a Equação (3.15), o número de amostras atrasadas é definida a partir do número de amostras por ciclo da componente fundamental N e da periodicidade n das componentes harmônicas pertencentes a família que se deseja compensar $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. A Figura 24 demonstra que a resposta em frequência da transformada GDSC é comprimida ou dilatada a medida que o parâmetro i_d é variado.

Figura 23 – Resposta em frequência da transformada GDSC para variações do parâmetro θ_r .



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Figura 24 – Resposta em frequência da transformada GDSC para variações do parâmetro i_d .



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

3.2.2 Estruturas de Implementação do Controlador

3.2.2.1 Estrutura Baseada na Transformada GDSC Inversa - Configuração 1 (C1)

A função de transferência inversa de $\vec{G}_{gdsc}(z)$ (controlador iGDSC) pode ser utilizada para alocar polos onde a transformada GDSC original posiciona zeros, e assim, por consequência, apresenta ganho elevado para as componentes harmônicas da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Dessa forma, para entrada $\vec{E}_{\alpha\beta}(z)$ e saída $\vec{U}_{\alpha\beta}(z)$, a função de transferência do controlador

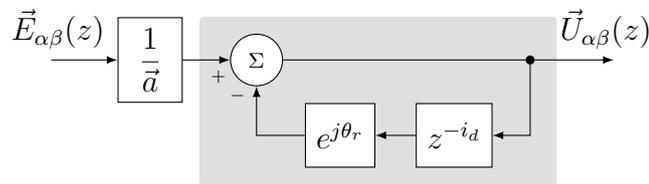
iGDSC pode ser calculada por

$$\vec{C}_{gdsc-C1}(z) = \frac{1}{\vec{G}_{gdsc}(z)} \longrightarrow \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{1}{\vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}, \quad (3.22)$$

cujo diagrama de blocos é exibido na Figura 25.

Ao analisar esse diagrama, é possível observar que o controlador iGDSC possui um gerador de sinais periódicos com deslocamento implementado na malha de realimentação, que pode ser observado na área sombreada da Figura 25. Assim, essa configuração de SV-RC corresponde a um PRC com $a(s) = 1$ e realimentação negativa, além da inclusão de um ganho $1/\vec{a}$.

Figura 25 – Diagrama de blocos detalhado do controlador iGDSC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.2.2.2 Estrutura Baseada na Transformada GDSC com Realimentação Positiva e Ação Feedforward

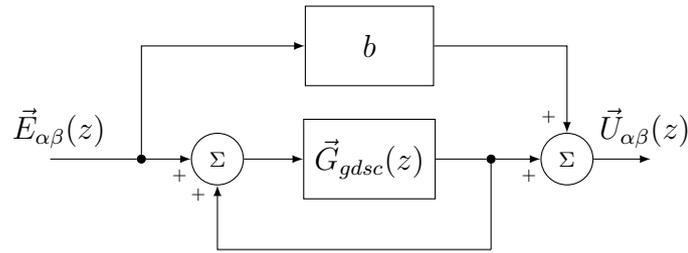
Uma forma mais geral para implementação de um SV-RC é apresentada na Figura 26. Nessa estrutura, a transformada GDSC é utilizada na malha direta de um controlador com realimentação positiva, seguindo a ideia proposta por Neves et al. (2014) para um controlador baseado na transformada de Fourier de vetores espaciais (SVFT). Uma ação *feedforward* é acrescentada à ação de controle por meio de uma segunda malha direta com ganho "b", o que permite selecionar uma dentre as configurações que serão apresentadas a seguir. A função de transferência do controlador utilizando essa estrutura é dada por

$$\vec{C}_{gdsc}(z) = b + \frac{\vec{G}_{gdsc}(z)}{1 - \vec{G}_{gdsc}(z)} = \frac{b + \vec{G}_{gdsc}(z) \cdot (1 - b)}{1 - \vec{G}_{gdsc}(z)}. \quad (3.23)$$

É importante perceber que essa estrutura apresenta ganho infinito nas frequências em que a transformada GDSC possui ganho unitário. Conforme apresentado na Subseção 3.2.1, é possível utilizar o parâmetro \vec{a} para definir o ganho da transformada para uma frequência harmônica desejada. A transformada apresenta ganho unitário em uma única frequência a cada n harmônicas para $A = 0,5$, o que torna conveniente considerar $\vec{a} = 0,5$.

A utilização de $A > 0,5$ faz com que a transformada GDSC apresente duas frequências com ganho unitário dentro da periodicidade estabelecida, o que descaracteriza a utilização do controlador para compensar harmônicas da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Por outro lado, a

Figura 26 – Diagrama de blocos do SV-RC baseado em GDSC, utilizando estrutura com realimentação positiva e ação *feedforward*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

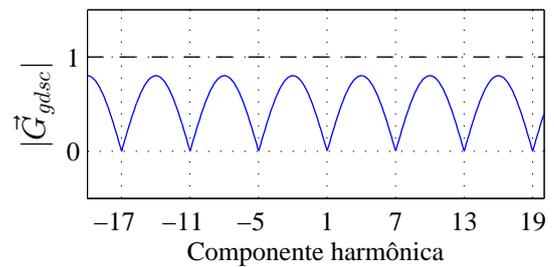
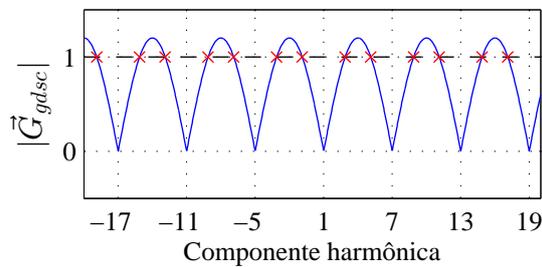
utilização de $A < 0,5$ invalida a aplicação do controlador, visto que a transformada GDSC não apresentará ganho unitário para quaisquer harmônicas.

Na Figura 27 são exibidos o módulo de transformadas GDSC projetadas para cancelar as harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, utilizando distintos parâmetros A . As marcações em vermelho apontam o momento em que a transformada apresenta ganho unitário para $A > 0,5$ (Figura 27a) e $A < 0,5$ (Figura 27b), ilustrando as situações supracitadas.

Figura 27 – Módulo do ganho da transformada GDSC em função do parâmetro A .

(a) Resultado para $A > 0,5$.

(b) Resultado para $A < 0,5$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

A seguir são apresentadas três configurações para implementação de SV-RCs, todas obtidas a partir da estrutura exibida na Figura 26.

- **Configuração 2 (C2):** $b = 0$

Uma das possíveis configurações utilizando essa estrutura é obtida ao selecionar o parâmetro $b = 0$, cancelando assim o efeito da ação *feedforward*. Ao fazer isso, o controlador proposto, exibido na Figura 28a, passa a ter função de transferência em malha fechada calculada por

$$\vec{C}_{gdsc-C2}(z) = \frac{\vec{G}_{gdsc}(z)}{1 - \vec{G}_{gdsc}(z)} \longrightarrow \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{\vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}{1 - \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}. \quad (3.24)$$

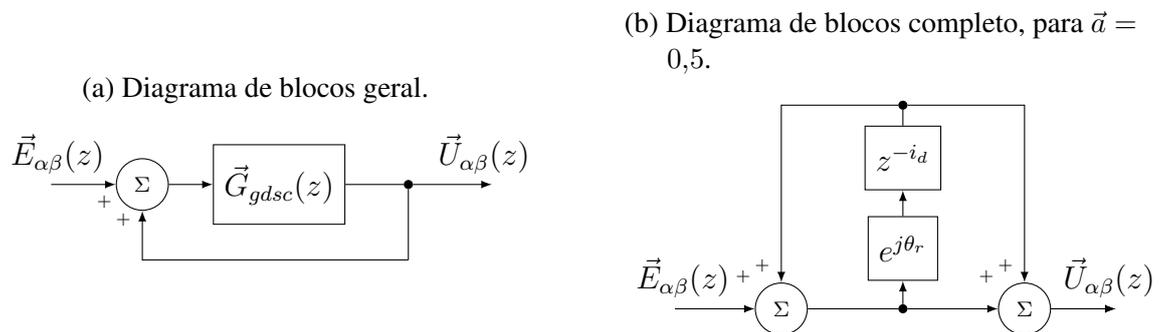
Todavia, ao considerar $\vec{a} = 0,5$, a Equação (3.24) é alterada para

$$\vec{C}_{gdsc-C2}(z) = \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d}}{1 - e^{j\theta_r} z^{-i_d}}, \quad (3.25)$$

cuja representação em diagrama de blocos é exibida na Figura 28b.

Essa configuração de SV-RC é implementada de forma similar ao PRC com parâmetro $a(s) = 0,5$, sendo equivalente à proposta de Luo et al. (2016), apresentada no Capítulo 2.

Figura 28 – Diagrama de blocos do SV-RC baseado em GDSC, utilizando a configuração 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

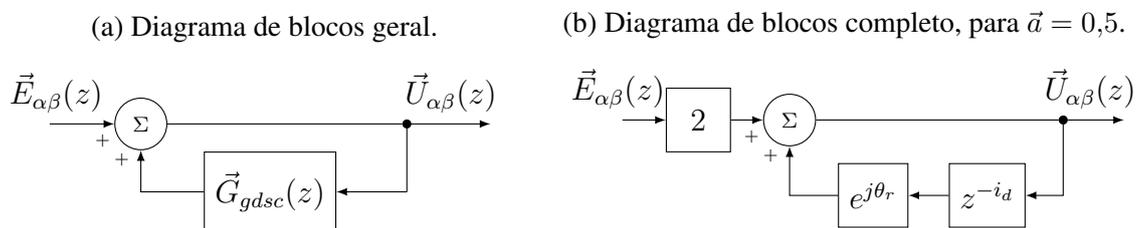
• **Configuração 3 (C3):** $b = 1$

O parâmetro b pode ser selecionado com o objetivo de adicionar o erro à ação de controle. Para essa situação, a função de transferência do controlador é calculada por

$$\vec{C}_{gdsc-C3}(z) = \frac{1}{1 - \vec{G}_{gdsc}(z)} \rightarrow \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{1}{1 - \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}, \quad (3.26)$$

que equivale ao diagrama de blocos apresentado na Figura 29a.

Figura 29 – Diagrama de blocos do SV-RC baseado em GDSC, utilizando a configuração3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao analisar a Equação (3.26) considerando $\vec{a} = 0,5$, o controlador é significativamente simplificado. O diagrama de blocos do controlador com $\vec{a} = 0,5$ é apresentado na Figura 29b, enquanto sua função de transferência é calculada por

$$\vec{C}_{gdsc-C3}(z) = \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{2}{1 - e^{j\theta_r} z^{-i_d}}. \quad (3.27)$$

É possível observar que essa configuração é equivalente à $C1$ (controlador iGDSC), porém utilizando realimentação positiva. De fato, ao considerar $\theta_{r-C3} = \theta_{r-C1} + \pi$ e $\vec{a} = 0,5$, tem-se que

$$C_{gdsc-C1}(z) = C_{gdsc-C3}(z). \quad (3.28)$$

• **Configuração 4 ($C4$): $b = -1$**

Ao fazer $b = -1$, a função de transferência dessa estrutura passa a ser calculada por

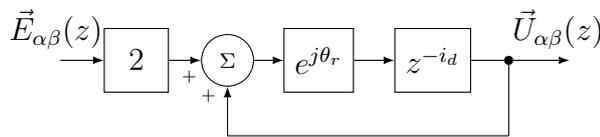
$$\vec{C}_{gdsc-C4}(z) = \frac{-1 + 2\vec{G}_{gdsc}(z)}{1 - \vec{G}_{gdsc}(z)} \longrightarrow \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{-1 + 2\vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}{1 - \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}. \quad (3.29)$$

Assim, para $\vec{a} = 0,5$, é possível obter uma estrutura similar ao PRC com parâmetro $a(s) = 0$. A função de transferência dessa configuração é representada por

$$\vec{C}_{gdsc-C4}(z) = \frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{2e^{j\theta_r} z^{-i_d}}{1 - e^{j\theta_r} z^{-i_d}}, \quad (3.30)$$

cujo diagrama de blocos do controlador é exibido na Figura 30.

Figura 30 – Diagrama de blocos detalhado do SV-RC baseado em GDSC, utilizando a configuração 4 com $\vec{a} = 0,5$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.2.2.3 Comparação das Respostas em Frequência

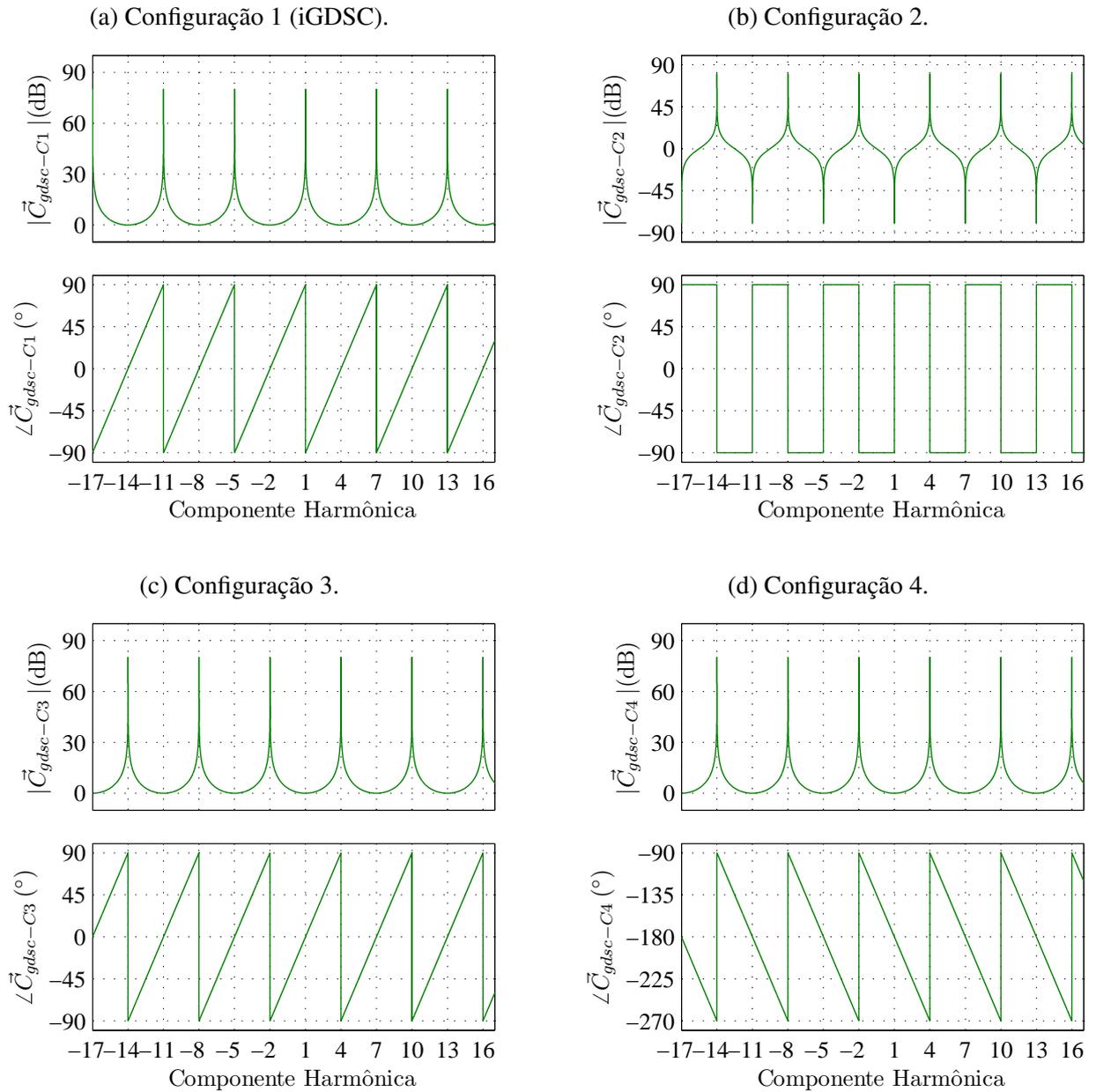
As respostas em frequência das configurações apresentadas são exibidas na Figura 31. Considerando para todas as quatro configurações com mesmos θ_d e i_d , calculados a partir da Equação (3.15), tem-se que $C1$ aplica ganho infinito nas componentes harmônicas da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, enquanto as demais configurações ($C2$, $C3$ e $C4$) apresentam ganho infinito para a família de componentes harmônicas $H_s = \{nk + (m + n/2) \mid k \in \mathbb{Z}\}$.

Independentemente da configuração utilizada, deseja-se uma representação única para as componentes compensadas H_s . Por consequência, torna-se conveniente alterar θ_r com o propósito de transladar a resposta em frequência para fazer ambas as estruturas atuarem na mesma família de componentes harmônicas. Assim, o ângulo de defasagem para as configurações 2, 3 e 4 pode ser calculado por

$$\theta_{r-Ci} = \frac{(m + \frac{n}{2})}{n} 2\pi + \pi, \quad \text{para } i = 2, 3 \text{ e } 4.$$

Feito isso, a família de componentes harmônicas compensadas por ambas as estruturas é $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Os parâmetros da transformada GDSC para as configurações apresentadas

Figura 31 – Diagramas de Bode das configurações apresentadas de SV-RCs baseados em GDSC.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

são calculados por

$$\begin{cases} i_d = \frac{N}{n} \\ \theta_{r-C1} = \frac{m}{n}2\pi + \pi \\ \theta_{r-Ci} = \frac{m}{n}2\pi + 2\pi \quad , \text{ para } i = 2, 3 \text{ e } 4. \end{cases} \quad (3.31)$$

Conforme exibido na Figura 31, a configuração 2 apresenta ganho nulo (que tende a menos infinito na escala em dB) entre os picos de ganho infinito. Esse comportamento é decorrente da alocação dos zeros da função de transferência, exibida na Equação (3.25). Essa característica também é observada ao avaliar o diagrama de Bode do CRC com $a(s) = 0,5$.

3.2.2.4 Domínios de Estabilidade

A estabilidade de um sistema de controle em tempo discreto é comumente analisada pela posição de seus polos em malha fechada, sendo necessário que estes estejam contidos dentro do círculo unitário para obtenção da estabilidade. Para o sistema representado pelo diagrama de blocos da Figura 32, cuja função de transferência em malha fechada é representada por

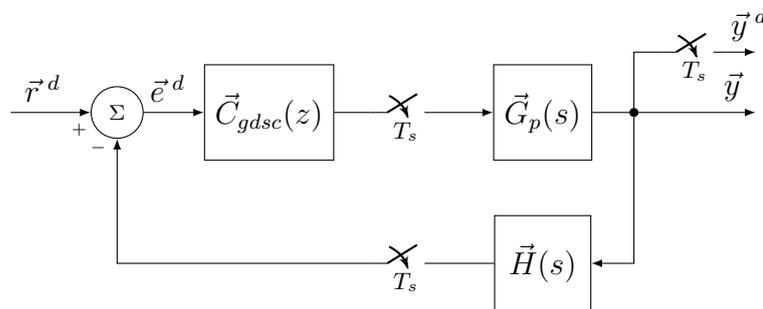
$$\frac{\vec{Y}^d(z)}{\vec{R}^d(z)} = \frac{\vec{C}_{gdsc}(z) \vec{G}_p(z)}{1 + \vec{C}_{gdsc}(z) [\vec{G}_p \vec{H}](z)}, \quad (3.32)$$

os polos em malha fechada são calculados por

$$1 + \vec{C}_{gdsc}(z) [\vec{G}_p \vec{H}](z) = 0. \quad (3.33)$$

O bloco $\vec{G}_p(z)$ representa a planta vetorial discretizada, enquanto $[\vec{G}_p \vec{H}](z)$ representa a planta e os sensores, haja vista que não há amostrador entre os blocos contínuos. Os sinais amostrados (analisados em tempo discreto) são acrescidos da letra “d” sobrescrita em suas representações.

Figura 32 – Diagrama de blocos de um sistema de controle com um SV-RC, utilizando amostradores com período de amostragem T_s .



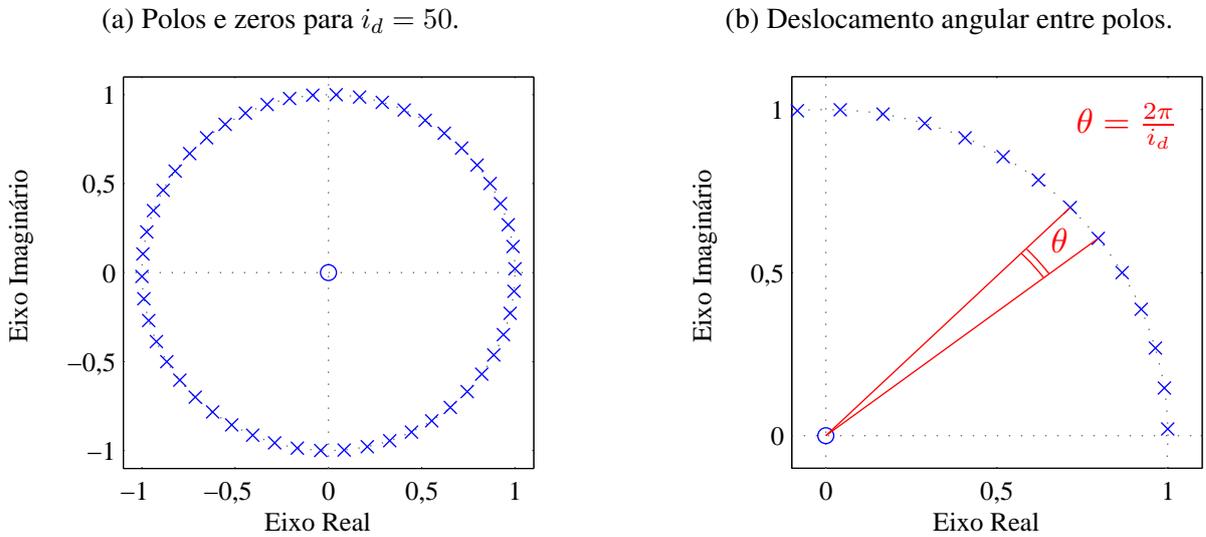
Fonte: Elaborada pelo autor.

O SV-RC baseado em GDSC, aqui analisado por sua configuração 1, possui i_d polos distribuídos sobre o círculo unitário, separados por um ângulo $\theta = 2\pi/i_d$, conforme apresentado nas Figuras 33a e 33b. As demais configurações propostas apresentam mesmo número de polos, porém deslocados em π/i_d radianos em relação aos polos da configuração 1.

Devido à complexidade do controlador, torna-se inviável comparar as configurações propostas, em relação a estabilidade, utilizando a localização dos polos e o lugar geométrico das raízes. Por outro lado, essa comparação pode ser realizada utilizando o diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta para calcular margem de fase, margem de ganho e função sensibilidade (Apêndice B).

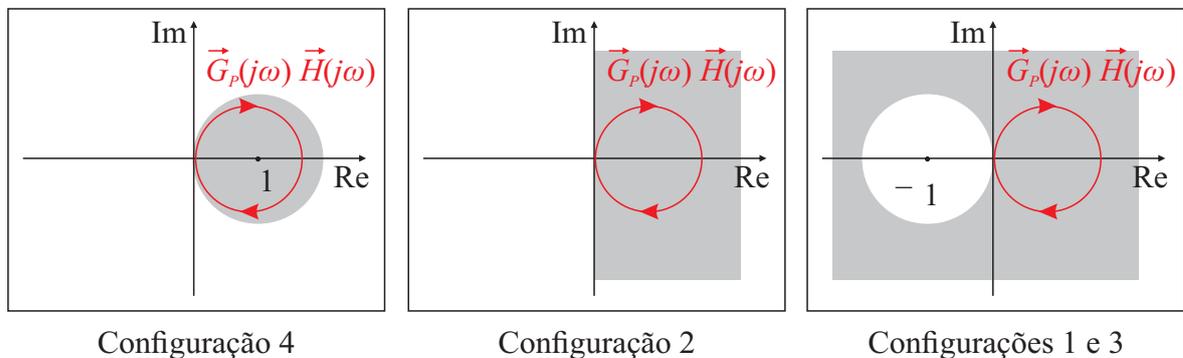
Alternativamente, a análise de estabilidade realizada por Hara et al. (1988) para o RC convencional pode ser estendida para o SV-RC, sendo adequada para a comparação inicial das configurações. Assim, $\vec{G}_p(s) \vec{H}(s)$ é restringido pelos domínios de estabilidade de Hara, ou seja,

Figura 33 – Diagrama de polos e zeros do controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, com frequência de amostragem $f_s = 18$ kHz.



seu diagrama de Nyquist deve estar contido nas áreas sombreadas da Figura 34, que variam dependendo da configuração selecionada.

Figura 34 – Domínios de estabilidade para sistemas com SV-RC, baseados nos domínios de estabilidade propostos por Hara et al. (1988).



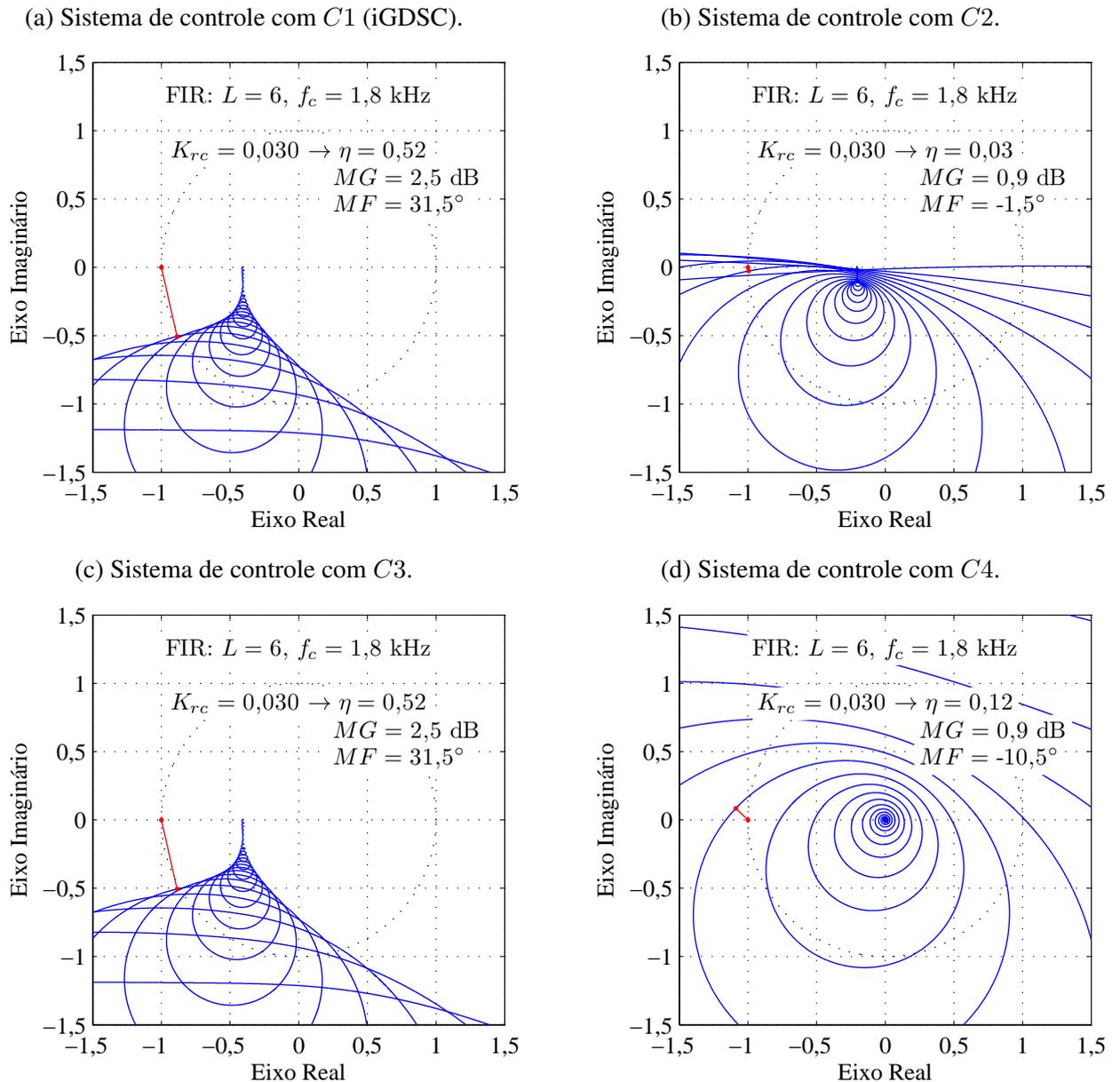
Fonte: Adaptado de (HARA et al., 1988).

Nenhum dos domínios de estabilidade contempla a origem do plano complexo, o que restringe a aplicação dos controladores a plantas de grau relativo 0, que possuem igual número de polos e zeros.

É importante destacar que ao selecionar uma das configurações de SV-RC que apresentam maior domínio de estabilidade ($C1$ ou $C3$), o sistema de controle passa a apresentar melhores características de estabilidade. De fato, ao avaliar os diagramas de Nyquist de sistemas de controle que contenham os SV-RCs propostos (com mesmo ganho repetitivo K_{rc}), confirma-se que ao utilizar as configurações 1 e 3 obtêm-se os sistemas com maior estabilidade relativa, conforme exibido na Figura 35. Para obtenção desses diagramas foram utilizados sistemas de controle com mesmo filtro para ampliação dos domínios de estabilidade dos controladores,

conforme será apresentado na Subseção 3.3.1, e mesmo modelo dinâmico da planta, que será apresentado no Capítulo 4.

Figura 35 – Diagramas de Nyquist de um sistema de controle com SV-RCs baseados em GDSC, projetados para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

3.3 CONTROLADOR iGDSC

Visto que as configurações 1 e 3 apresentam maior domínio de estabilidade, e são equivalentes, apenas a primeira será abordada neste trabalho deste ponto em diante. As principais características estruturais dos controladores baseados em RCs apresentados durante a revisão da literatura são exibidos na Tabela 3. Observa-se que, para aplicações em que possuem alto conteúdo harmônico nas componentes da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, os controladores

complexos $nk + m$ SV-RC proposto por Luo et al. (2016) e $nk + m$ iGDSC apresentam menor atraso máximo em número de amostras e menor número total de elementos de memória. A principal diferença entre esses dois controladores é o domínio de estabilidade, também indicado na Tabela 3 através do parâmetro $a(s)$.

Tabela 3 – Comparação das características estruturais de RCs.

Estratégia de controle	Atraso máximo em número de amostras	Número total de elementos de memória	Decomposição em PRCs
CRC (HARA et al., 1988)	N	$N \times NdE^*$	–
$nk \pm m$ RC (LU; ZHOU, 2011)	$2 \cdot N/n$	$2 \cdot N/n \times NdE^*$	2 PRCs com $a(s) = 0,5$
$nk \pm m$ RC (LU et al., 2014)	$2 \cdot N/n$	$3 \cdot N/n \times NdE^*$	2 PRCs com $a(s) = 0$
$nk + m$ SV-RC (LUO et al., 2016)	N/n	$2 \cdot N/n$	1 PRC com $a(s) = 0,5$
$nk + m$ iGDSC	N/n	$2 \cdot N/n$	1 PRC com $a(s) = 1$

* $NdE \rightarrow$ Número de Eixos:

$NdE = 3$ para implementação utilizando referencial abc ;

$NdE = 2$ para implementação utilizando referencial $\alpha\beta$.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como mencionado anteriormente, o controlador iGDSC é um SV-RC. Logo, sua utilização é direcionada para conversores estáticos empregados em sistemas trifásicos. Contudo, para real aplicação deste controlador, faz-se necessário:

- Expandir os domínios de estabilidade que restringem a planta, de forma a possibilitar o controle de plantas com grau relativo maior que zero, que são maioria em eletrônica de potência; e
- Apresentar uma forma de implementar o controlador proposto utilizando notação escalar, visando sua implementação em processadores digitais de sinais (DSPs).

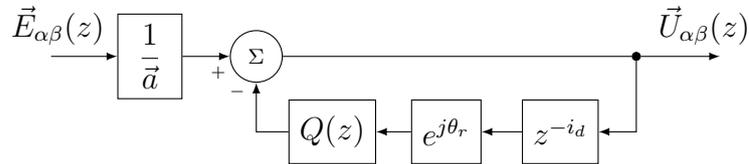
3.3.1 Ampliação dos Domínios de Estabilidade

Hara et al. (1988) demonstram em seu trabalho que a aplicação de um filtro passa-baixas (*low-pass filter* – LPF) junto ao atraso do RC convencional (e^{T_0s}) altera seu domínio de estabilidade, aumentando-o de forma a possibilitar maior versatilidade ao controlador. Alternativamente, resultados satisfatórios também podem ser obtidos ao atenuar o ganho da malha de realimentação.

Visto que o controlador iGDSC apresenta múltiplos polos marginalmente estáveis, as componentes harmônicas de alta frequência tendem a instabilizar o sistema de controle. Assim, em concordância com a proposta de Hara, a atenuação dessas frequências através de um LPF

é desejada. Na Figura 36 é exibido o diagrama de blocos do controlador agora considerando o LPF digital $Q(z)$.

Figura 36 – Diagrama de blocos da função de transferência do controlador iGDSC com LPF digital $Q(z)$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A utilização de LPFs provoca tanto atenuação de componentes harmônicas acima da frequência de corte, quanto deslocamento angular do sinal original. Esse deslocamento de fase modifica as frequências em que os polos do controlador são alocados, gerando um novo problema que necessita atenção do projetista.

A maioria dos LPFs geram um deslocamento não-linear de fase, o que torna menos viável sua utilização para aumento de estabilidade de RCs dada a dificuldade de compensar esse efeito. Assim, faz-se necessário investigar diferentes estratégias de implementação do LPF digital, buscando uma solução que apresente deslocamento linear de fase. A seguir, são investigados LPFs digitais implementados utilizando estruturas IIR (*infinite impulse response*) e FIR (*finite impulse response*).

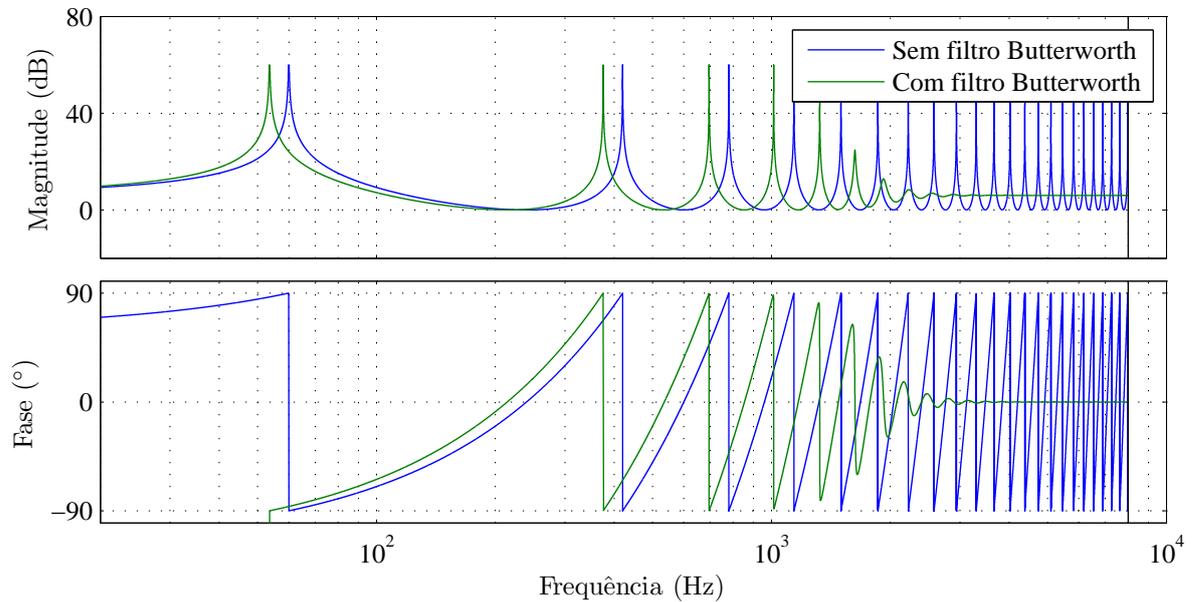
Apesar da grande quantidade de aplicações, a utilização de filtros IIRs deve ser realizada com cuidado visto que esses possuem recursões, podendo, por consequência, levar o sistema a instabilidade. Um exemplo de filtro IIR que causa deslocamento não-linear de fase pode ser observado na Figura 37, em que um filtro Butterworth com ordem 6 e frequência de corte $f_c = 1,8$ kHz é utilizado em um controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.

Por outro lado, filtros FIRs representam uma solução amplamente utilizada para RCs. Isso ocorre devido a sua característica de deslocamento linear de fase, associada com o fato deste ser sempre estável. Na Figura 38 é apresentada a resposta em frequência do mesmo controlador iGDSC apresentado anteriormente, porém agora utilizando um filtro FIR, de ordem 6 e frequência de corte $f_c = 1,8$ kHz, projetado utilizando janelamento de Hamming.

Na Figura 39 são apresentados os erros na alocação dos polos do controlador em função da componente harmônica para os tipos de filtros digitais apresentados. Sob a resposta de cada filtro é plotada uma linha tracejada para verificar a linearidade do deslocamento de fase. Conforme esperado, o filtro FIR apresenta deslocamento linear de fase.

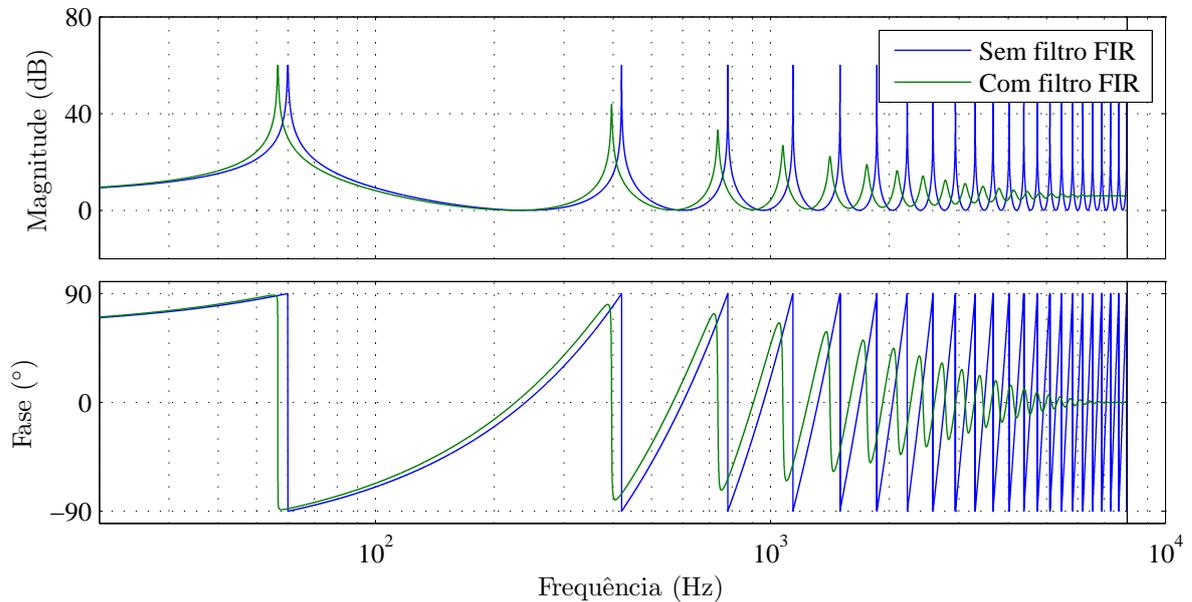
É importante enfatizar que, assim como ocorre em CRCs, a introdução do filtro passa-baixas $Q(z)$ para melhorar a estabilidade faz com que os distúrbios periódicos de alta frequência passem a não ser perfeitamente cancelados, além de reduzir a acurácia do rastreamento de

Figura 37 – Resposta em frequência do controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, com e sem filtro Butterworth (IIR).



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Figura 38 – Resposta em frequência do controlador iGDSC projetado para compensar a família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ com e sem filtro FIR.



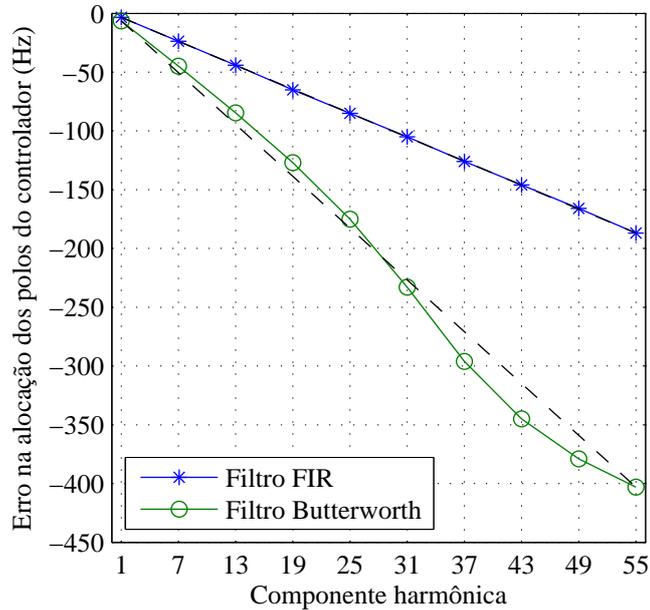
Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

referência. Conseqüentemente, existe um compromisso grande entre performance e robustez do sistema que deve ser considerado pelo projetista (ZHOU; WANG, 2003).

3.3.2 Compensação de Deslocamento de Fase

Diversos trabalhos apresentam RCs modificados, que possuem filtro FIR em cascata com o atraso do núcleo gerador de sinais periódicos (HARA; OMATA; NAKANO, 1985; ZHOU et

Figura 39 – Erro na alocação dos polos do controlador iGDSC em função da componente harmônica compensada.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

al., 2006; JANK et al., 2017). Apesar dessa prática proporcionar um aumento da estabilidade do controlador, a sua utilização requer um estudo sobre como compensar o deslocamento linear de fase gerado por esse filtro.

O filtro FIR simétrico de ordem L , considerado neste trabalho, pode ser implementado por

$$Q(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{\frac{L}{2}} z^{-\frac{L}{2}} + \dots + b_1 z^{-(L-1)} + b_0 z^{-L}, \quad (3.34)$$

em que L é um número par. O ganho desse filtro pode ser analisado utilizando notação vetorial, uma vez que z^{-1} pode ser substituído por um deslocamento negativo de fase $\phi = (2\pi/N)$. Assim, ao somar $(L + 1)$ amostras deslocadas desse vetor, escalonadas pelos coeficientes b_l , obtém-se

$$\vec{G}_{Q(z)} = b_0 + b_1 e^{-j\frac{2\pi}{N}} + \dots + b_{\frac{L}{2}} e^{-j\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}} + \dots + b_1 e^{-j\frac{2\pi}{N}(L-1)} + b_0 e^{-j\frac{2\pi}{N}L}, \quad (3.35)$$

cuja representação no plano complexo pode ser observada na Figura 40.

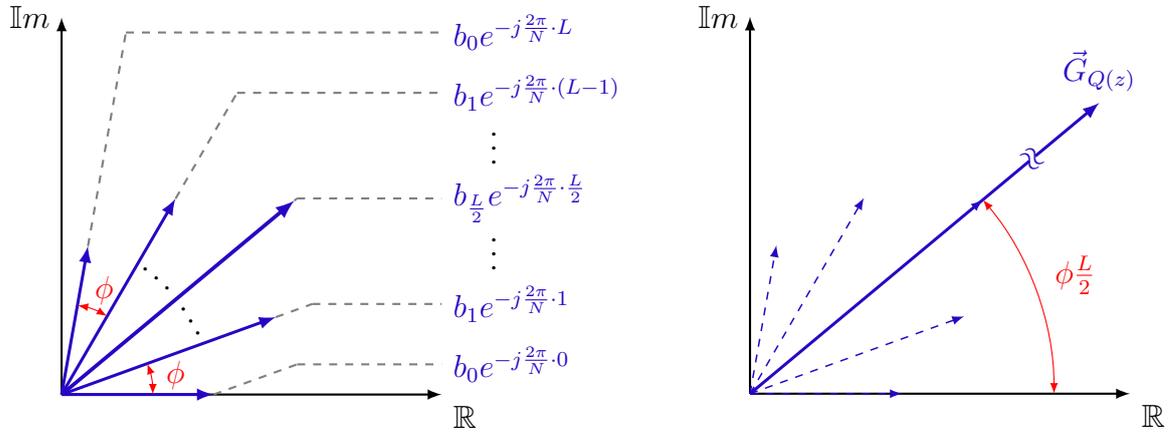
Devido à simetria existente em torno do termo $b_{\frac{L}{2}} e^{-j\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}}$, o ganho do filtro FIR apresenta ângulo de fase $\phi(L/2)$. Assim, caso a entrada do filtro seja um vetor de componente harmônica, que apresenta magnitude constante e rotação com velocidade $h\omega_1$, o filtro causa um deslocamento linear de fase $h\phi(L/2)$. Esse mesmo resultado pode ser obtido analiticamente a partir da Equação (3.35). Dessa forma, ao colocar os coeficientes simétricos em evidência e analisar o ganho para uma harmônica h , obtém-se

$$\vec{G}_{Q(z)}^{(h)} = b_0 \left(1 + e^{-jh\frac{2\pi}{N}L}\right) + b_1 \left(e^{-jh\frac{2\pi}{N}} + e^{-jh\frac{2\pi}{N}(L-1)}\right) + \dots + b_{\frac{L}{2}} e^{-jh\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}}, \quad (3.36)$$

Figura 40 – Avaliação de filtro FIR simétrico genérico utilizando notação vetorial.

(a) Termos do filtro FIR, em notação vetorial.

(b) Resultado da soma dos termos do filtro FIR.



Fonte: Elaborada pelo autor.

que pode ser representado de forma mais concisa por

$$\vec{G}_{Q(z)}^{(h)} = \left\{ b_{\frac{L}{2}} + \sum_{l=0}^{\frac{L}{2}-1} b_l \left[e^{jh\frac{2\pi}{N}(\frac{L}{2}-l)} + e^{-jh\frac{2\pi}{N}(\frac{L}{2}-l)} \right] \right\} e^{-jh\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}}. \quad (3.37)$$

Finalmente, dado que $e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} = 2\cos(\alpha)$, o ganho do filtro FIR é calculado por

$$\vec{G}_{Q(z)}^{(h)} = \left[b_{\frac{L}{2}} + \sum_{l=0}^{\frac{L}{2}-1} 2b_l \cos \left(h\frac{2\pi}{N}\frac{L-2l}{2} \right) \right] e^{-jh\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}}. \quad (3.38)$$

O termo $e^{-jh\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}}$ comprova que o deslocamento de fase gerado por filtro é $h\phi(L/2)$, sendo linearmente proporcional à ordem da harmônica h .

O atraso z^{-i_d} do controlador iGDSC também produz um deslocamento linear de fase. Dessa forma, o parâmetro i_d pode ser alterado de modo a compensar o erro de fase causado pelo filtro FIR e, conseqüentemente, preservar as frequências em que os polos são alocados. O ângulo de atraso do controlador iGDSC compensado pode ser calculado por

$$h\theta'_d = h\theta_d - h\frac{2\pi}{N}\frac{L}{2} \longrightarrow \theta'_d = \theta_d - \frac{2\pi}{N}\frac{L}{2}. \quad (3.39)$$

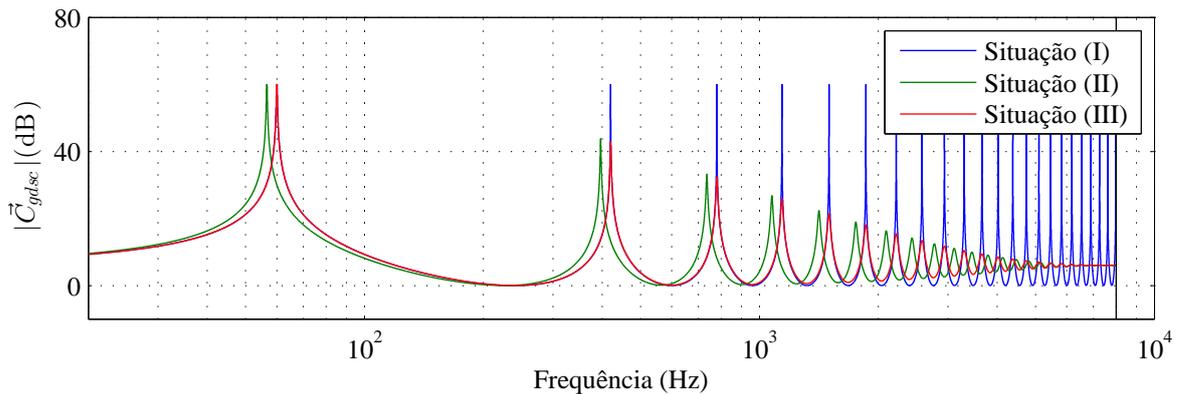
Logo, utilizando a relação entre i_d e θ_d apresentada na Seção 3.1, a quantidade de amostras atrasadas pelo gerador de sinais periódicos é calculada por

$$i'_d = i_d - \frac{L}{2}. \quad (3.40)$$

Para demonstrar a eficácia dessa estratégia, é utilizado um controlador iGDSC projetado para compensar as componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, acrescido de um

filtro FIR de ordem 6 e frequência de corte $f_c = 1,8$ kHz. Na Figura 41 são apresentadas as magnitudes das respostas em frequências desse controlador em três situações distintas: (I) controlador iGDSC sem filtro FIR; (II) controlador iGDSC com filtro FIR, porém sem compensação de deslocamento de fase ($i_d = N/6$); e (III) controlador iGDSC com filtro FIR, utilizando a Equação (3.40) para compensar do deslocamento de fase ($i'_d = N/6 - L/2$).

Figura 41 – Magnitudes das respostas em frequência do controlador iGDSC: (I) sem filtro FIR; (II) com filtro FIR, porém sem compensação de deslocamento de fase; e (III) com filtro FIR e compensação do deslocamento de fase.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

3.3.3 Implementação com Notação Escalar

Conforme apresentado na Subseção 3.2.2, o controlador iGDSC é projetado para atuar no sistema através da ação de controle complexa $\vec{u}_{\alpha\beta}$, que é obtida a partir do erro complexo em notação de vetores espaciais $\vec{e}_{\alpha\beta}$. Contudo, a fim de possibilitar a implementação do controlador iGDSC em processadores digitais de sinais e sua aplicação embarcada em conversores, faz-se necessário obter uma representação escalar desse controlador.

O compensador proposto, até então analisado como controlador complexo monovariável, pode ser manipulado com o propósito de se obter uma representação real multivariável. Ao fazer essa manipulação, o controlador passa a apresentar entradas e_α e e_β , e saídas u_α e u_β .

A função de transferência do controlador iGDSC, previamente apresentada na Equação (3.22), é repetida aqui por conveniência:

$$\frac{\vec{U}_{\alpha\beta}(z)}{\vec{E}_{\alpha\beta}(z)} = \frac{1}{\vec{a}(1 + e^{j\theta_r} z^{-i_d})}.$$

Portanto, o controlador proposto pode ser implementado utilizando a seguinte equação diferença:

$$\vec{u}_{\alpha\beta}[i] = \frac{1}{\vec{a}} \vec{e}_{\alpha\beta}[i] - e^{j\theta_r} \vec{u}_{\alpha\beta}[i - i_d]. \quad (3.41)$$

Os parâmetros complexos, juntamente com a entrada $\vec{e}_{\alpha\beta}$ e a saída $\vec{u}_{\alpha\beta}$, podem ser representados utilizando a forma retangular da notação complexa, exibindo explicitamente suas

parte real e imaginária. Assim, a Equação (3.41) é equivalente à

$$u_\alpha[i] + j u_\beta[i] = \left[\text{real} \left(\frac{1}{\vec{a}} \right) + j \text{imag} \left(\frac{1}{\vec{a}} \right) \right] (e_\alpha[i] + j e_\beta[i]) - \left[\text{real}(e^{j\theta_r}) + j \text{imag}(e^{j\theta_r}) \right] (u_\alpha[i - i_d] + j u_\beta[i - i_d]) \quad (3.42)$$

sendo representada em formato matricial por

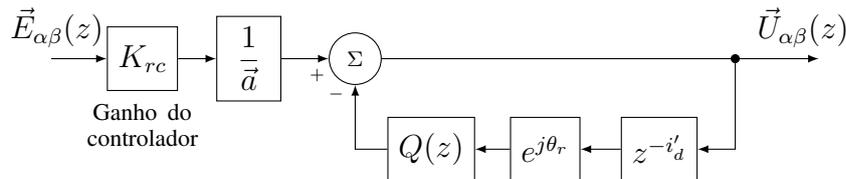
$$\begin{bmatrix} u_\alpha[i] \\ u_\beta[i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha[i] \\ e_\beta[i] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha[i - i_d] \\ u_\beta[i - i_d] \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

em que $a_1 = \text{real}(1/\vec{a})$, $a_2 = \text{imag}(1/\vec{a})$, $b_1 = \text{real}(e^{j\theta_r})$ e $b_2 = \text{imag}(e^{j\theta_r})$.

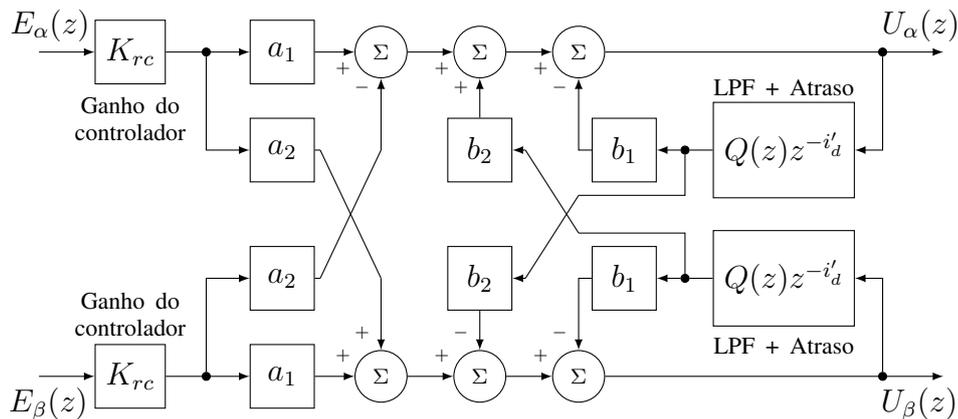
Os diagramas de blocos do controlador iGDSC utilizando notação vetorial (que equivale ao diagrama da Figura 36 acrescido do ganho K_{rc}) e escalar são exibidos na Figura 42. Um ganho K_{rc} é utilizado para realizar a sintonia do controlador.

Figura 42 – Diagrama de blocos completo do controlador iGDSC.

(a) Utilizando notação vetorial.



(b) Utilizando notação escalar.

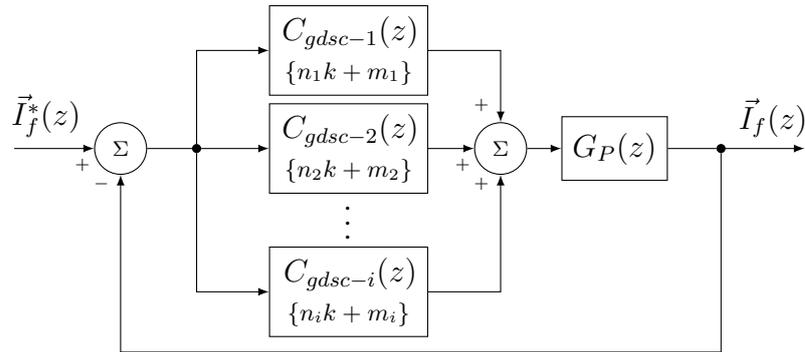


Fonte: Elaborada pelo autor.

3.3.4 Associação de SV-RCs em paralelo

Ao utilizar múltiplos controladores iGDSC (ou outros SV-RCs quaisquer) em paralelo (Figura 43), é possível compensar um conjunto de componentes harmônicas formado pela união das famílias compensadas por cada iGDSC. Dessa forma, para o projeto adequado da estrutura de controle proposta, faz-se necessário uma análise do espectro harmônico da referência vetorial.

Figura 43 – Múltiplos controladores iGDSC em paralelo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Após classificar as componente harmônicas que devem ser compensadas em famílias do tipo $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, os respectivos controladores iGDSC são projetados conforme apresentado nas subseções anteriores. Uma vez que esses controladores são implementados em paralelo, o tempo de resposta esperado é definido pelo controlador iGDSC mais lento, ou seja, o que apresenta menor periodicidade n . Isso decorre do fato de que quanto menor for a periodicidade n de um SV-RC, maior é o atraso $z^{-\frac{N}{n}}$ implementado no núcleo gerador de sinais periódicos do mesmo.

Assim, por exemplo, ao considerar uma carga não-linear cujo vetor espacial das correntes de entrada apresentem harmônicas da família $H_s = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, dois controladores iGDSC sintonizados nas famílias $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ e $H_s = \{6k - 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$ podem ser utilizados em paralelo. Logo, o SV-RC resultante dessa associação compensará as mesmas componentes harmônicas reguladas pelos $6k \pm 1$ RCs propostos por Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014), porém apresentará um menor tempo de convergência.

3.4 CONCLUSÕES

A partir da transformada GDSC (NEVES et al., 2010), são fundamentadas matematicamente e apresentadas duas estruturas de controle repetitivo complexo aplicadas a vetores espaciais. A primeira estrutura é baseada no inverso da função de transferência da transformada GDSC (iGDSC), enquanto a segunda é baseada na utilização da transformada GDSC em uma malha direta, com realimentação positiva e ação *feedforward* com ganho b . Dentre essas, o controlador iGDSC destaca-se por apresentar maior domínio de estabilidade.

Além da possibilidade de compensar componentes harmônicas da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, o controlador iGDSC diferencia-se das demais estratégias encontradas na literatura por ser intrinsecamente discreto, o que evita problemas relacionados à discretização, e por possibilitar o projeto do controlador em um referencial de vetores espaciais. Devido a essa última característica, é possível simplificar o controlador utilizando um único compensador MIMO (*multiple-input multiple-output*), além de possibilitar uma compensação seletiva em sequência

de fases, como feito com controladores baseados em ROIs (BUSADA et al., 2012).

Apesar deste capítulo abordar um método para ampliação dos domínios de estabilidade do controlador e uma forma de implementá-lo utilizando notação escalar, faz-se necessário apresentar uma metodologia pra compensação de atrasos computacionais. Neste contexto, o Capítulo 5 apresenta uma metodologia completa de projeto de SV-RC, o que inclui essa compensação de atraso computacional.

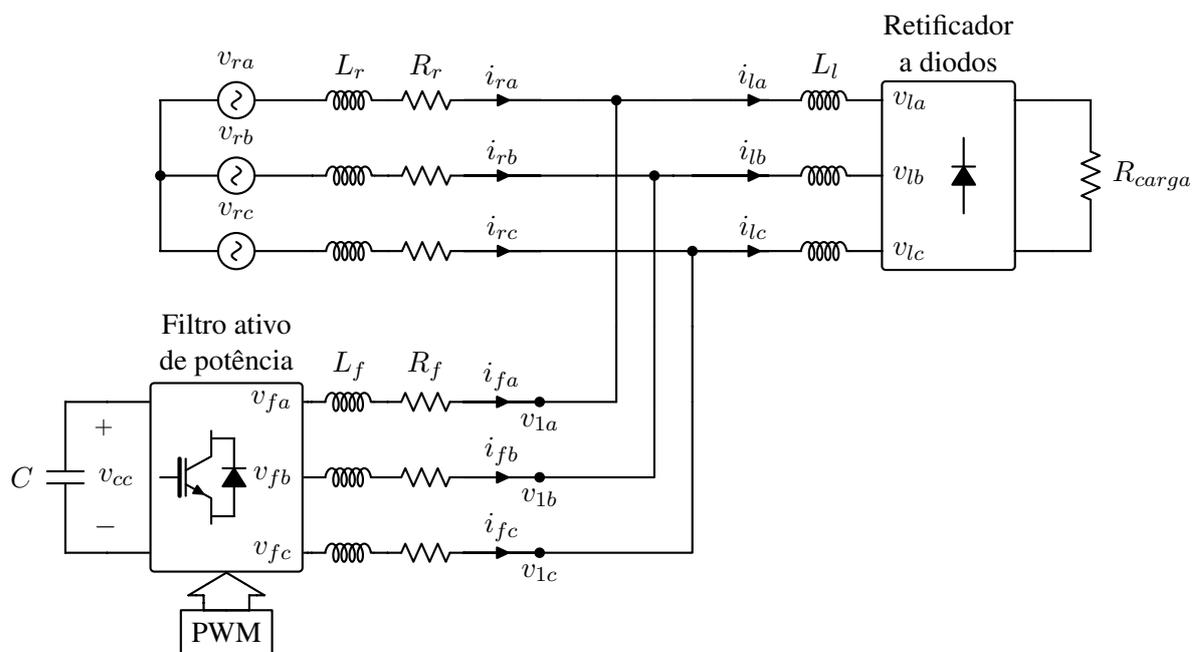
4 MODELAGEM E CONTROLE DO APF TRIFÁSICO

Este capítulo apresenta uma abordagem para modelagem e controle de um APF em paralelo trifásico, bem como é descrito o funcionamento do gerador de referência que possibilita a compensação de harmônicos de corrente requeridos por uma carga não-linear.

4.1 MODELAGEM DO APF TRIFÁSICO

Para o projeto dos controladores que regulam a tensão no barramento CC e sintetizam as correntes harmônicas desejadas, faz-se necessário obter o modelo dinâmico do APF trifásico. O sistema considerado para modelagem é exibido na Figura 44.

Figura 44 – Diagrama do sistema analisado.



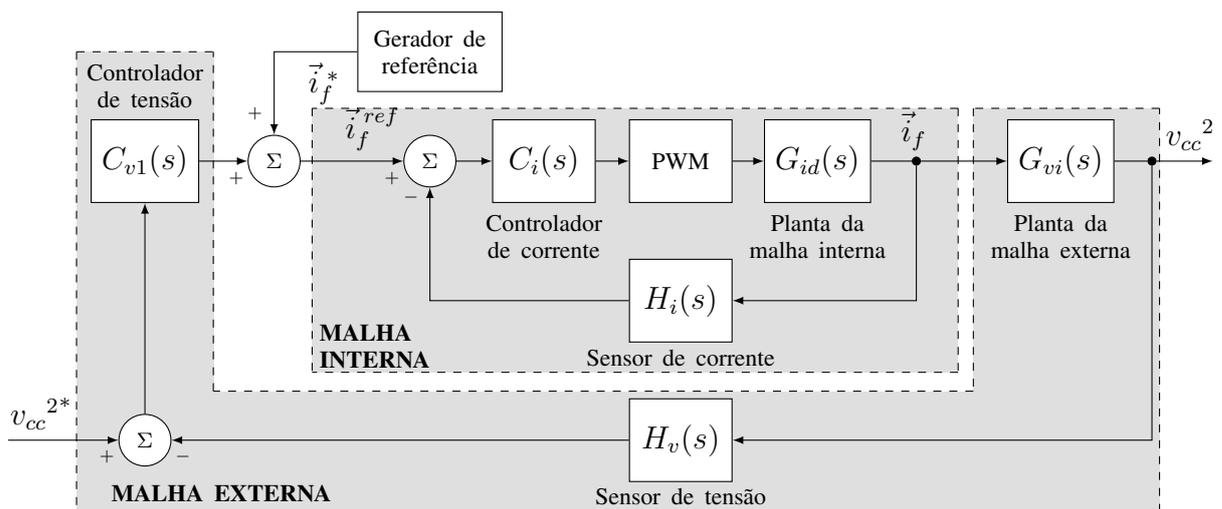
Fonte: Elaborada pelo autor.

De forma simplificada, a modelagem de qualquer sistema depende das variáveis disponíveis para atuação, das variáveis que se deseja controlar e da estrutura de controle utilizada. Conforme apresentado na Figura 44, no sistema considerado é possível controlar a tensão v_{cc} e as correntes i_{fa} , i_{fb} e i_{fc} a partir do chaveamento adequado do inversor do APF trifásico. Esse chaveamento é realizado através de sinais modulados por largura de pulso (*pulse width modulation* – PWM), em que as razões cíclicas são as variáveis manipuladas.

No sistema analisado, a dinâmica do controle das correntes deve ser rápida o suficiente para compensar harmônicos da carga, enquanto o controlador de tensão deve atuar apenas regulando a componente CC de tensão no capacitor C . Assim, é possível utilizar uma estrutura

de controle implementada em duas malhas, sendo uma interna rápida de corrente e outra externa lenta de tensão. O diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada é apresentado na Figura 45.

Figura 45 – Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada, com malha interna de corrente e malha externa de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nas subseções seguintes são apresentados: o funcionamento do bloco de geração de referência, a modelagem da planta da malha interna e a modelagem da planta da malha externa.

4.1.1 Geração de Referência

Objetivando apresentar a metodologia utilizada para geração das referências de corrente do APF, faz-se necessário o entendimento da teoria de potência utilizada para cálculo dessas referências.

Diversos pesquisadores apresentaram contribuições relevantes para a área de teoria de potência, sendo as teorias propostas por Akagi, Kanazawa e Nabae (1983), Depenbrock (1993) e Tenti e Mattavelli (2003) bastante aceitas e utilizadas para aplicações em eletrônica de potência. A abordagem publicada por Akagi, nomeada teoria $p - q$, foi aplicada inicialmente para sistemas trifásicos a 3 fios, entretanto sua validade foi diversas vezes contestada para sistemas a 4 fios, sendo principalmente criticada por não contemplar a influência das componentes homopolares de tensão e corrente no cálculo da potência imaginária instantânea q . Em 1994, uma nova abordagem foi realizada baseada no trabalho de Akagi, possibilitando a aplicação do conceito da potência imaginária instantânea para sistemas trifásicos a 4 fios (TOGASAWA et al., 1994; NABAE; NAKANO; TOGASAWA, 1995). Essa metodologia, nomeada teoria $p - q$ modificada, é a base para a geração de referências utilizada neste trabalho.

Segundo essa teoria, as potências ativa e reativa são calculadas em função dos vetores

tensão $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$ e corrente $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ utilizando a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_0 \\ 0 & -v_0 & v_{\beta} \\ v_0 & 0 & -v_{\alpha} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

As potências reativas q_{α} , q_{β} e q_0 são resultados do produto vetorial entre os vetores de tensão e corrente, sendo a potência reativa instantânea total expressa através da norma do produto vetorial de $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$:

$$q_{total} = \sqrt{q_{\alpha}^2 + q_{\beta}^2 + q_0^2}. \quad (4.2)$$

Observa-se ainda que a teoria $p - q$ modificada respeita o princípio da conservação de potência em situações de desequilíbrio e de conteúdo harmônico quaisquer, visto que

$$s_{\Sigma}^2 = p_{3\phi}^2 + q_{total}^2 = p_{3\phi}^2 + q_{\alpha}^2 + q_{\beta}^2 + q_0^2. \quad (4.3)$$

Partindo da Equação (4.1), é possível obter uma equação matricial que determina as correntes i_{α} , i_{β} e i_0 em função das potências $p_{3\phi}$, q_{α} , q_{β} e q_0 . Essa equação é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & 0 & v_0 & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_0 & 0 & v_{\alpha} \\ v_0 & v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_0 \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

em que $|\vec{v}_{\alpha\beta 0}| = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_0^2}$. Dessa forma, as correntes ativas instantâneas nos eixos α , β e 0 são, respectivamente,

$$i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} p_{3\phi}, \quad (4.5)$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} p_{3\phi} \quad (4.6)$$

e

$$i_{0p} = \frac{v_0}{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|^2} p_{3\phi}, \quad (4.7)$$

que, para um sistema que não apresenta componentes homopolares, tem-se $i_{0p} = 0$. As demais correntes obtidas pelo produto de termos cruzados na Equação (4.4) representam as correntes reativas instantâneas.

Voltando a analisar o sistema apresentado na Figura 44, é possível utilizar as Equações (4.5) e (4.6) para calcular as correntes desejadas que a rede deve fornecer em referencial $\alpha\beta 0$. Ao subtrair das correntes da carga ($i_{l(\alpha\beta 0)}$) a parcela que a rede deve fornecer ($i_{r(\alpha\beta 0)}^*$), obtém-se as correntes do APF ($i_{f(\alpha\beta 0)}^*$) necessárias para compensar todas as harmônicas geradas pela carga e a potência reativa. Logo, as correntes de referência do APF são calculadas por

$$i_{f\alpha}^* = i_{l\alpha} - i_{r\alpha}^* = i_{l\alpha} - \frac{v_{1\alpha}^{+1}}{|v_1^{+1}|^2} p_{3\phi} \quad (4.8)$$

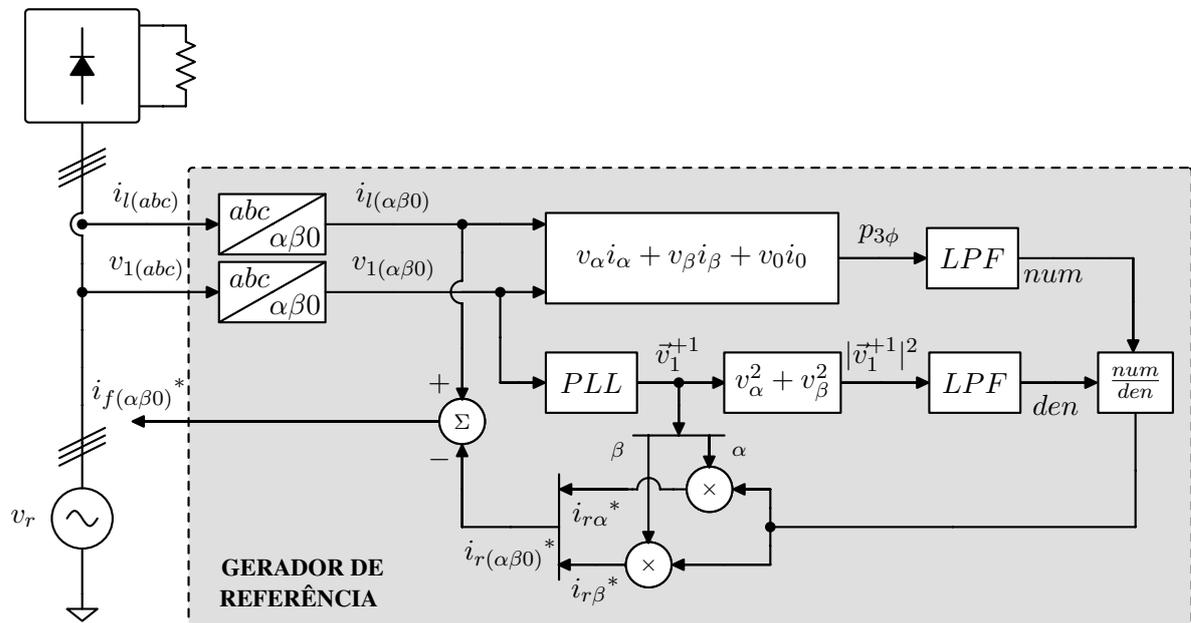
e

$$i_{f\beta}^* = i_{l\beta} - i_{r\beta}^* = i_{l\beta} - \frac{v_{1\beta}^{+1}}{|\vec{v}_1^{+1}|^2} p_{3\phi}. \quad (4.9)$$

As correntes $i_{l\alpha}$ e $i_{l\beta}$ são obtidas ao aplicar a transformada de Clarke nas correntes da carga ($i_{l(abc)}$). Por outro lado, a potência ativa trifásica ($p_{3\phi}$) é calculada através do produto interno dos vetores \vec{v}_1 e \vec{i}_l . Os outros três parâmetros necessários ($v_{1\alpha}^{+1}$, $v_{1\beta}^{+1}$ e $|\vec{v}_1^{+1}|^2$) são obtidos ao computar as tensões do PCC, sem distorções harmônicas ou desbalanços. Assim, faz-se essencial a filtragem de \vec{v}_1 , de modo que este vetor apresente apenas a componente FFPS \vec{v}_1^{+1} . Para este fim é utilizado um PLL (*phase locked loop*) com capacidade de sintonizar o sinal de saída na componente FFPS, como o GDSC-PLL por exemplo (NEVES et al., 2010). Por consequência, as tensões $v_{1\alpha}^{+1}$ e $v_{1\beta}^{+1}$ são obtidas ao decompor o vetor \vec{v}_1^{+1} e o parâmetro $|\vec{v}_1^{+1}|^2$ é calculado a partir da norma do mesmo vetor.

Finalmente, o diagrama de blocos que apresenta a estratégia completa de geração das referências é exibido na Figura 46. É importante notar que para a operação em regime permanente, tanto a potência ativa trifásica ($p_{3\phi}$) quanto o quadrado da norma da componente FFPS do vetor tensão do PCC ($|\vec{v}_1^{+1}|^2$) devem ser constantes. Logo, filtros passa-baixas (LPFs) são utilizados para obtenção do valor médio desses parâmetros.

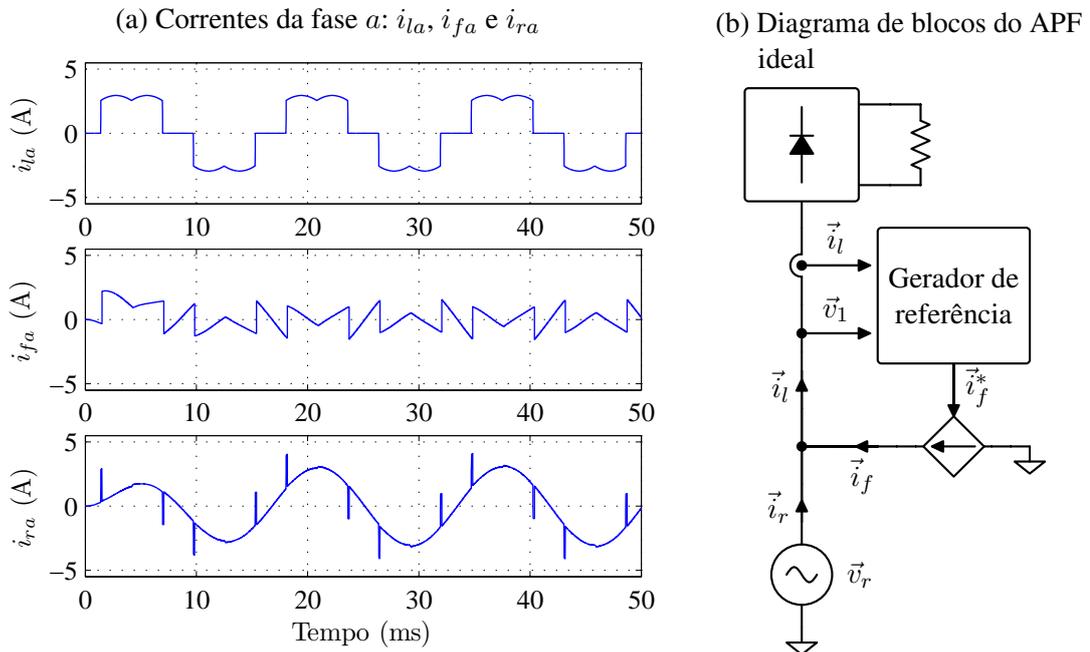
Figura 46 – Estratégia de geração das referências de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir dessa estratégia, torna-se possível realizar a compensação de alguns distúrbios da corrente da rede, sendo eles: desequilíbrio, distorção harmônica e potência reativa produzida pelas componentes fundamentais de tensão e corrente (ARCANJO, 2013). A validação do gerador de referência é apresentada na Figura 47, em que utilizando uma fonte de corrente controlada ideal como apresentada na Figura 47b obtém-se a corrente da rede livre de distorção harmônica, conforme exibido na Figura 47a.

Figura 47 – Validação do gerador de referência para um APF ideal.



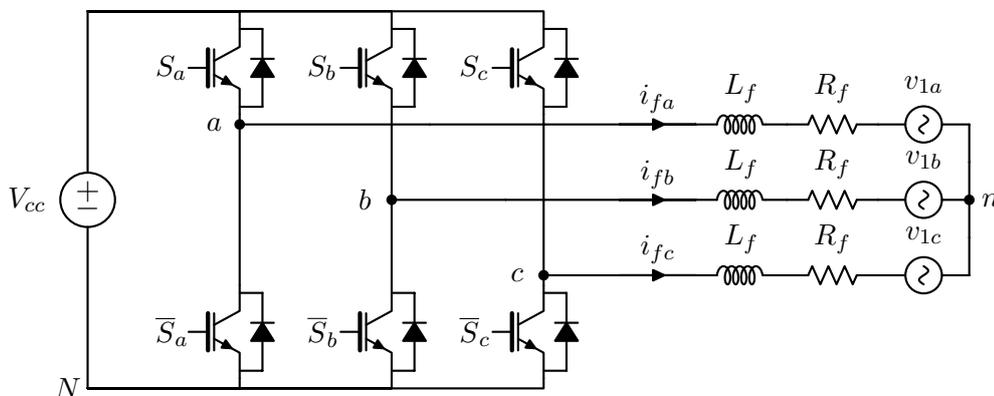
Fonte: Simulação realizada no Simulink do Matlab R2013a.

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.1.2 Malha Interna de Corrente

A dinâmica das correntes de saída do APF trifásico pode ser avaliada ao considerar as tensões no PCC v_{1a} , v_{1b} e v_{1c} como fontes CA em um sistema a 3 fios, conforme apresentado na Figura 48. Uma vez que a malha de corrente é significativamente mais rápida que a malha de tensão, é conveniente desprezar a dinâmica do capacitor do barramento CC e substituí-lo por uma fonte de tensão.

Figura 48 – Sistema utilizado para modelagem da malha de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Seguindo a abordagem realizada por Limongi (2006), as equações de estados que modelam a planta podem ser obtidas utilizando a lei de Kirchhoff das tensões. Dessa forma, analisando

o circuito apresentado, obtém-se

$$\begin{cases} v_{aN} = R_f i_{fa} + L_f \frac{d}{dt} i_{fa} + v_{1a} + V_{nN} \\ v_{bN} = R_f i_{fb} + L_f \frac{d}{dt} i_{fb} + v_{1b} + V_{nN} \\ v_{cN} = R_f i_{fc} + L_f \frac{d}{dt} i_{fc} + v_{1c} + V_{nN} \end{cases} \quad (4.10)$$

Considera-se que as tensões no PCC são equilibradas ($v_{1a} + v_{1b} + v_{1c} = 0$) e que, por ser um sistema a 3 fios, não existe componente homopolar ($i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0$). Assim, ao somar as três equações apresentadas em (4.10), tem-se

$$V_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (4.11)$$

Logo, substituindo (4.11) na primeira equação de (4.10) e isolando $\frac{d}{dt} i_{fa}$, obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$\frac{d}{dt} i_{fa} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fa} + \frac{2}{3L_f} v_{aN} - \frac{1}{3L_f} v_{bN} - \frac{1}{3L_f} v_{cN} - \frac{1}{L_f} v_{1a}. \quad (4.12)$$

De forma análoga é possível obter expressões que definem $\frac{d}{dt} i_{fb}$ e $\frac{d}{dt} i_{fc}$. Assim, em formato matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \\ v_{1c} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

As tensões de polo v_{kN} podem ser avaliadas em relação ao estado das chaves, sendo determinadas pelos sinais S_k e \bar{S}_k (complementar a S_k). Para isso, utiliza-se a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

em que c_k representa a função de chaveamento, sendo expressa por

$$c_k = \begin{cases} 1 & \text{se a chave } S_k \text{ está fechada e } \bar{S}_k \text{ está aberta} \\ 0 & \text{se a chave } S_k \text{ está aberta e } \bar{S}_k \text{ está fechada} \end{cases}. \quad (4.15)$$

Conforme apresentado em (LIMONGI, 2006), a função de estado de chaveamento d_{kn} (do inglês "switching state function") pode ser utilizada para simplificar o modelo representado em espaço de estados pela Equação (4.13). Assim, essa função é definida por

$$d_{kn} = c_k - \frac{1}{3}(c_a + c_b + c_c), \quad (4.16)$$

e sua representação matricial é dada por

$$\begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Logo, ao substituir (4.14) e (4.17) em (4.13), tem-se a seguinte equação matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{L_f} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \\ v_{1c} \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

A Equação (4.18) é utilizada mais adiante para obtenção da função de transferência do sistema. Antes de prosseguir com a modelagem, é apresentada outra abordagem para a simplificação da Equação (4.13), de modo a contemplar a utilização de PWM regular trifásico simétrico.

Avaliando as tensões fase-neutro na rede (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}) em função das tensões de polo do inversor, obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_P \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

Visto que a matriz P da Equação (4.19) é singular, esse sistema possui infinitas soluções. Um conjunto de soluções pode ser encontrado ao considerar que as tensões de polo do inversor possuem uma componente de modo diferencial (v_{MDk}) e uma componente de modo comum (v_{MC}), ou seja:

$$v_{kN} = v_{MDk} + v_{MC}, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.20)$$

Ao substituir (4.20) em (4.19), as componentes de modo comum são canceladas, obtendo-se

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{MDa} - \frac{1}{3}v_{MDb} - \frac{1}{3}v_{MDC} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{MDa} + \frac{2}{3}v_{MDb} - \frac{1}{3}v_{MDC} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{MDa} - \frac{1}{3}v_{MDb} + \frac{2}{3}v_{MDC} \end{cases}. \quad (4.21)$$

Em consequência de $v_{MDa} + v_{MDb} + v_{MDC} = 0$, a Equação (4.21) pode ser manipulada de forma a obter-se $v_{an} = v_{MDa}$, $v_{bn} = v_{MDb}$ e $v_{cn} = v_{MDC}$. Por outro lado, ao considerar valores médios tem-se

$$\bar{v}_{kN} = V_{cc} \cdot d_k, \quad \text{para } k = a, b, c, \quad (4.22)$$

em que d_k representa a razão cíclica da chave S_k . Utilizando as equações (4.20) e (4.22), tem-se que

$$\bar{v}_{kN} = V_{cc} \cdot d_k = \bar{v}_{MDk} + \bar{v}_{MC} = \bar{v}_{kn} + \bar{v}_{nN}, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.23)$$

Ao isolar d_k , a expressão que calcula a razão cíclica é dada por

$$d_k = \frac{\bar{v}_{kn}}{V_{cc}} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} = d_{kn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}}, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.24)$$

Consequentemente, para valores médios a Equação (4.19) pode ser analisada por

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{V_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{an} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} \\ d_{bn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} \\ d_{cn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

O controlador de corrente pode ser projetado utilizando o modelo cujas variáveis manipuladas são d_{kn} (referente à Equação (4.18)), visto que o acréscimo de uma componente de modo comum não altera a tensão de saída do inversor. O termo de modo comum pode ser selecionado para obter-se um aumento aproximado de 15% no índice de modulação máximo, o que aumenta a região linear de atuação do controlador projetado. Essa abordagem de modulação, conhecida como SVPWM (*space-vector pulse width modulation*) (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988), pode ser implementada através do PWM regular trifásico simétrico utilizando a equação:

$$d_k = d_{kn} + \left(\frac{d_{med}}{2} + \frac{1}{2} \right), \quad \text{para } k = a, b, c, \quad (4.26)$$

em que d_{med} é o valor intermediário entre d_{an} , d_{bn} e d_{cn} .

A partir do modelo obtido em abc , é possível calcular o modelo em referencial $\alpha\beta 0$. Para um sistema que não apresenta componente homopolar, a abordagem do modelo em $\alpha\beta 0$ é interessante pois possibilita o projeto de controladores no domínio vetorial. Assim, ao aplicar a transformada de Clarke no modelo em abc (Equação (A.5)) obtém-se

$$[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{f(abc)}] = -\frac{R_f}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(abc)}] + \frac{V_{cc}}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [d_{(abc)}] - \frac{1}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [v_{1(abc)}]. \quad (4.27)$$

Levando em conta que $[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{f(abc)}] = \frac{d}{dt} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(abc)}]$ e considerando que o sistema não possui componentes de sequência zero, pode-se representar o modelo em $\alpha\beta$ por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{L_f} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

o que possibilita a análise no domínio vetorial através da seguinte equação:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_f = -\frac{R_f}{L_f} \vec{i}_f + \frac{V_{cc}}{L_f} \vec{d}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_f} \vec{v}_1. \quad (4.29)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (4.29) e isolando $\vec{I}_f(s)$, tem-se

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

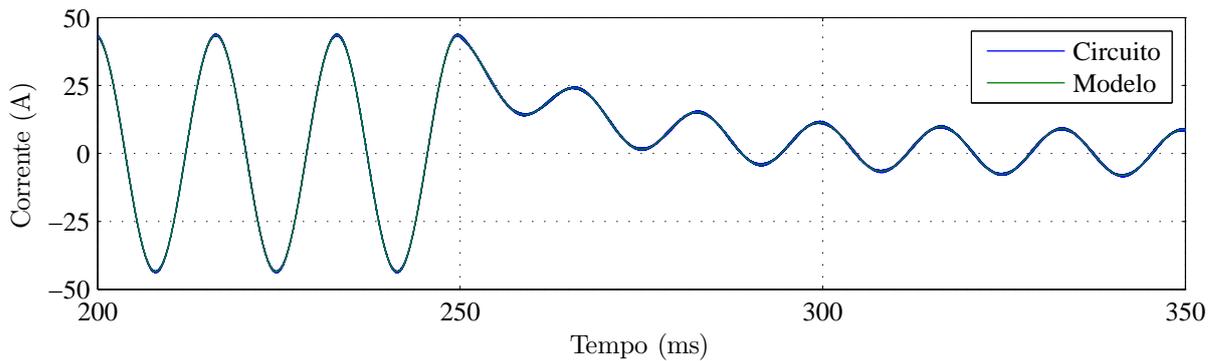
$$\vec{I}_f(s) = G_{id}(s) \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) + G_d(s) \cdot \vec{V}_1(s), \quad (4.30)$$

em que

$$G_{id}(s) = -V_{cc} \cdot G_d(s) = \frac{\frac{V_{cc}}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f}s}. \quad (4.31)$$

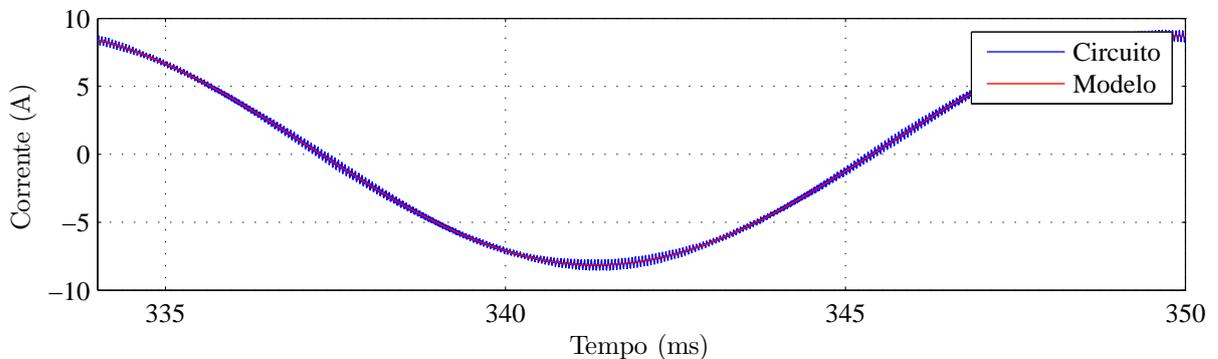
Conforme exibido na Figura 49, o modelo foi validado em *Simulink* utilizando a Equação (4.22). Foram considerados v_{1a} , v_{1b} e $v_{1c} = 120 \text{ V}_{rms}$, $V_{cc} = 400 \text{ V}$, $L_f = 3 \text{ mH}$, $R_f = 150 \text{ m}\Omega$ e modulação SPWM (*sinusoidal pulse width modulation*), em que $d_k = d_{kn} + 1/2$, sendo a amplitude de d_{kn} variada no instante $t = 250 \text{ ms}$. A Figura 50 exibe apenas o ciclo da Figura 49, no qual observa-se o *ripple* da corrente i_{fa} medida em simulação.

Figura 49 – Validação do modelo da planta $G_{id}(s)$. Corrente i_{fa} medida em simulação e corrente i_{fa} obtida através do modelo em *abc*.



Fonte: Simulação realizada na ferramenta Simulink do *software* Matlab R2013a.

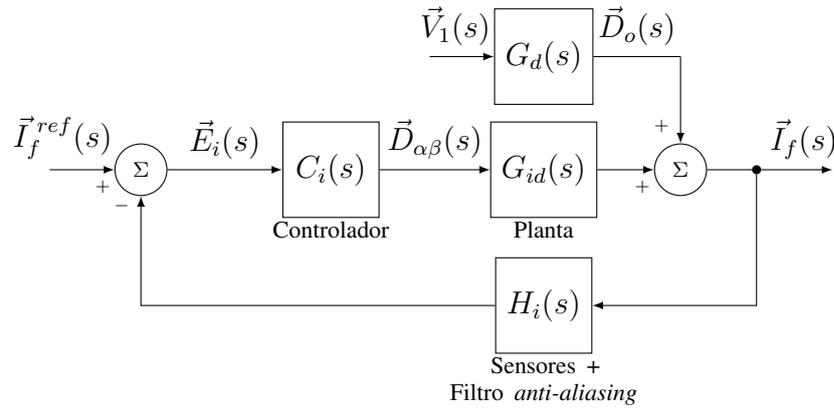
Figura 50 – Validação do modelo da planta $G_{id}(s)$. *Ripple* da corrente i_{fa} medida em simulação.



Fonte: Simulação realizada na ferramenta Simulink do *software* Matlab R2013a.

Para efeitos de projeto do controlador proposto, a função de transferência $\vec{I}_f(s)/\vec{V}_1(s)$ deve ser observada como um distúrbio na saída e $\vec{I}_f(s)/\vec{D}_{\alpha\beta}(s)$ como a planta $G_{id}(s)$ do sistema, conforme pode ser observado na Figura 51.

Figura 51 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle da malha de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o sistema de controle apresentado na Figura 51, o erro gerado devido a distúrbios na saída é dado por

$$\frac{\vec{E}_i(s)}{\vec{D}_o(s)} = -\frac{H_i(s)}{1 + C_i(s)G_{id}(s)H_i(s)}. \quad (4.32)$$

Assim, para obter-se um baixo erro ao considerar um sinal aplicado \vec{d}_o , tem-se que

$$\left| \frac{\vec{E}_i(j\omega)}{\vec{D}_o(j\omega)} \right| = \left| \frac{H_i(j\omega)}{1 + C_i(j\omega)G_{id}(j\omega)H_i(j\omega)} \right| = \alpha_{do}(\omega), \quad (4.33)$$

em que $\alpha_{do}(\omega) \leq 1$. Considerando sensores com ganho unitário e filtro *anti-aliasing* com banda de passagem significativamente maior que as frequências dos sinais que se deseja rejeitar, a Equação (4.33) pode ser simplificada por

$$\left| \frac{\vec{E}_i(j\omega)}{\vec{D}_o(j\omega)} \right| = \left| \frac{1}{1 + C_i(j\omega)G_{id}(j\omega)} \right| = \alpha_{do}(\omega). \quad (4.34)$$

A medida que $\alpha_{do}(\omega)$ tende a zero o sistema torna-se cada vez menos sensível a distúrbios na saída, dessa forma para rejeitar esse tipo de distúrbio é preciso impor

$$|1 + C_i(j\omega)G_{id}(j\omega)| = 1/\alpha_{do}(\omega) \gg 1.$$

Em consequência disso, observa-se que

$$|1 + C_i(j\omega)G_{id}(j\omega)| \approx |C_i(j\omega)G_{id}(j\omega)| \gg 1. \quad (4.35)$$

No cenário analisado em simulação, \vec{v}_1 possui apenas componente FFPS, dessa forma, para a rejeição de distúrbios na saída, o produto $|C_i(j\omega)G_{id}(j\omega)|$ deve ser elevado na frequência fundamental considerada ($\omega = 2\pi 60$ rad/s).

4.1.2.1 Sensibilidade paramétrica

A função de transferência da planta depende dos parâmetros V_{cc} , R_f e L_f , consequentemente é importante que o sistema de controle apresente baixa sensibilidade a variação desses parâmetros. Dessa forma, ao considerar a planta $G_p(s) = G_{id}(s) + \Delta G_{id}(s)$, sensores com ganho unitário e filtro *anti-aliasing* com banda de passagem elevada, a saída do sistema é dada por

$$\vec{I}_f(s) + \Delta \vec{I}_f(s) = \frac{[G_{id}(s) + \Delta G_{id}(s)] C_i(s)}{1 + [G_{id}(s) + \Delta G_{id}(s)] C_i(s)} \cdot \vec{I}_f^{ref}(s), \quad (4.36)$$

em que

$$\Delta \vec{I}_f(s) = -\frac{\Delta G_{id}(s) C_i(s)}{[1 + G_{id}(s) C_i(s)]^2 + G_{id}(s) \Delta G_{id}(s) [C_i(s)]^2} \cdot \vec{I}_f^{ref}(s). \quad (4.37)$$

Assumindo que a variação de parâmetros é pequena ($G_{id}(j\omega) \gg \Delta G_{id}(j\omega)$, para qualquer ω), tem-se que

$$[1 + G_{id}(s) C_i(s)]^2 \gg G_{id}(s) \Delta G_{id}(s) [C_i(s)]^2. \quad (4.38)$$

Assim, é possível simplificar a Equação (4.37) por

$$\Delta \vec{I}_f(s) \approx -\frac{\Delta G_{id}(s) C_i(s)}{[1 + G_{id}(s) C_i(s)]^2} \cdot \vec{I}_f^{ref}(s). \quad (4.39)$$

A variação relativa da corrente do APF em função da variação relativa da função de transferência da planta pode ser obtida ao dividir $\Delta \vec{I}_f(s)$, apresentado em (4.39), por $\vec{I}_f(s)$ (sem considerar distúrbios na saída). Ao realizar essa manipulação matemática, obtém-se

$$\frac{\Delta \vec{I}_f(s)}{\vec{I}_f(s)} \approx -\frac{1}{1 + G_{id}(s) C_i(s)} \cdot \frac{\Delta G_{id}(s)}{G_{id}(s)}. \quad (4.40)$$

Dessa forma, para obter baixa sensibilidade paramétrica, tem-se que

$$\left| \frac{\frac{\Delta \vec{I}_f(j\omega)}{\vec{I}_f(j\omega)}}{\frac{\Delta G_{id}(j\omega)}{G_{id}(j\omega)}} \right| \approx \left| \frac{1}{1 + C_i(j\omega) G_{id}(j\omega)} \right| = \alpha_\sigma(\omega), \quad (4.41)$$

em que $\alpha_\sigma(\omega) \leq 1$. A medida que $\alpha_\sigma(\omega)$ tende a zero o sistema se torna cada vez menos sensível a variações de parâmetros, dessa forma para torná-lo mais robusto é preciso impor

$$|1 + C_i(j\omega) G_{id}(j\omega)| = 1/\alpha_\sigma(\omega) \gg 1,$$

ou simplesmente

$$|C_i(j\omega) G_{id}(j\omega)| \gg 1, \quad (4.42)$$

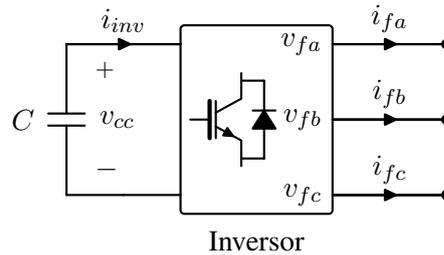
nas frequências de interesse, que para o atual projeto significa alto ganho nas componentes harmônicas $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$.

4.1.3 Malha Externa de Tensão

Na topologia utilizada de inversor, o capacitor C armazena energia e fornece-a de volta ao inversor para a compensação dos harmônicos de corrente. O balanço entre a injeção e absorção de corrente altera a tensão do capacitor, sendo, conseqüentemente, de suma importância para o equilíbrio do sistema a regulação dessa tensão.

Para modelagem adequada da resposta dinâmica da tensão v_{cc} em função das correntes de saída do inversor, é considerado o diagrama apresentado na Figura 52.

Figura 52 – Sistema utilizado para modelagem da malha de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Desprezando as perdas no conversor, as potências médias de entrada e saída do inversor trifásico devem manter o equilíbrio para que a tensão média no capacitor seja constante. Assim, analisando o balanço de potência no inversor da Figura 52, obtêm-se

$$P_{entrada} \cong P_{saída} \longrightarrow v_{cc} i_{inv} \cong v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc}. \quad (4.43)$$

Do circuito exibido na Figura 52, a corrente que passa pelo capacitor é tal que

$$i_c = -i_{inv} = C \cdot \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (4.44)$$

Assim, substituindo (4.44) em (4.43), obtém-se

$$-v_{cc} \cdot C \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} = v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc}. \quad (4.45)$$

Uma vez que $v_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dv_{cc}^2}{dt}$, é conveniente representar a dinâmica do quadrado da tensão no capacitor v_{cc}^2 e utilizá-la para modelagem da planta da malha externa. Ao fazer isso, a equação dinâmica da planta torna-se linear, sendo representada pela seguinte equação:

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc}. \quad (4.46)$$

Na equação dinâmica (4.46), a potência de saída do conversor pode ser representada pelo produto matricial a seguir:

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = [v_{f(abc)}]^T \cdot [i_{f(abc)}]. \quad (4.47)$$

Ao aplicar a transformada de Clarke no modelo em abc (Equação (A.5)) obtém-se

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = \left([T_{\alpha\beta 0}] [v_{f(abc)}] \right)^T \cdot \left([T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(abc)}] \right),$$

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = [v_{f(\alpha\beta 0)}]^T \cdot [i_{f(\alpha\beta 0)}]. \quad (4.48)$$

que por não possuir componente homopolar é simplificada por

$$\frac{dv_{cc}^2}{dt} = -\frac{2}{C} (v_{f\alpha} i_{f\alpha} + v_{f\beta} i_{f\beta}). \quad (4.49)$$

Para que a planta controlada apresente um comportamento linear, torna-se interessante modelar a tensão em função da potência trifásica na saída do inversor. Dessa forma, tem-se

$$\frac{dv_{cc}^2}{dt} = -\frac{2}{C} (v_{f\alpha} i_{f\alpha} + v_{f\beta} i_{f\beta}) = -\frac{2}{C} p_{3\phi(Gvp)}. \quad (4.50)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (4.50) e isolando $V_{cc}^2(s)/P_{3\phi(Gvp)}(s)$, obtém-se

$$G_{vp}(s) = \frac{V_{cc}^2(s)}{P_{3\phi(Gvp)}(s)} = -\frac{2}{Cs}. \quad (4.51)$$

Como na estrutura do sistema de controle, apresentada na Figura 45, considerou-se uma função de transferência da planta da malha externa que relaciona tensão ao quadrado em função de corrente, torna-se necessário realizar seguinte produto interno

$$p_{3\phi(Gvp)} = \vec{i}_f \cdot \vec{v}_1 \quad (4.52)$$

para que $G_{vi}(s)$ seja substituído por $G_{vp}(s)$. Uma estratégia semelhante deve ser feita para que o controlador $C_{v1}(s)$.

4.1.3.1 Sensibilidade paramétrica

É interessante projetar o controlador que torne o sistema robusto a variações da capacitância C . Para isso utiliza-se o mesmo desenvolvimento apresentado na seção anterior, contudo agora tem-se a planta $G_p(s) = G_{vp}(s) + \Delta G_{vp}(s)$.

Para que o sistema tenha baixa sensibilidade paramétrica para a componente CC, é necessário que

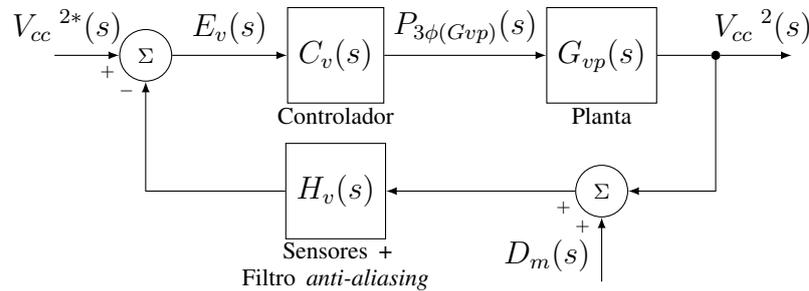
$$|C_v(j0)G_{vp}(j0)H_v(j0)| \gg 1, \quad (4.53)$$

em que $H_v(j0)$ representa o ganho do sensor de tensão e filtro *anti-aliasing* da malha externa.

4.1.3.2 Rejeição a distúrbios de medição

A estabilidade e a performance do sistema podem ser comprometidas por ruídos de medição existentes na prática. Dessa forma, torna-se muito importante projetar um controlador

Figura 53 – Diagrama de blocos do sistema de controle da malha de tensão considerando ruído de medição d_m .



Fonte: Elaborada pelo autor.

capaz de rejeitar esse tipo de distúrbio. Na Figura 53 é apresentado o sistema de controle com a inserção o distúrbio de medição d_m .

Ao considerar a função de transferência da saída $V_{cc}^2(s)$ em relação a uma variação de $D_m(s)$, obtém-se

$$V_{cc}^2(s) = -\frac{C_v(s)G_{vp}(s)H_v(s)}{1 + C_v(s)G_{vp}(s)H_v(s)} \cdot D_m(s). \quad (4.54)$$

Assim, para obter-se uma baixa sensibilidade a distúrbios de medição d_m , tem-se que

$$\left| \frac{V_{cc}^2(j\omega)}{D_m(j\omega)} \right| \approx \left| \frac{C_v(j\omega)G_{vp}(j\omega)H_v(j\omega)}{1 + C_v(j\omega)G_{vp}(j\omega)H_v(j\omega)} \right| = \alpha_{d_m}(\omega), \quad (4.55)$$

em que $\alpha_{d_m}(\omega) \leq 1$. A medida que $\alpha_{d_m}(\omega)$ tende a zero o sistema torna-se cada vez menos sensível a ruídos de medição. Logo, para torná-lo mais robusto a esse tipo de distúrbio, faz-se

$$|C_v(j\omega)G_{vp}(j\omega)H_v(j\omega)| = \alpha_{d_m}(\omega) \ll 1 \quad (4.56)$$

nas frequências de interesse. Por consequência, tem-se

$$\left| \frac{V_{cc}^2(j\omega)}{D_m(j\omega)} \right| = \frac{\alpha_{d_m}(\omega)}{1 + \alpha_{d_m}(\omega)} \approx 0. \quad (4.57)$$

4.2 CONTROLE DA CORRENTE DA SAÍDA DO APF

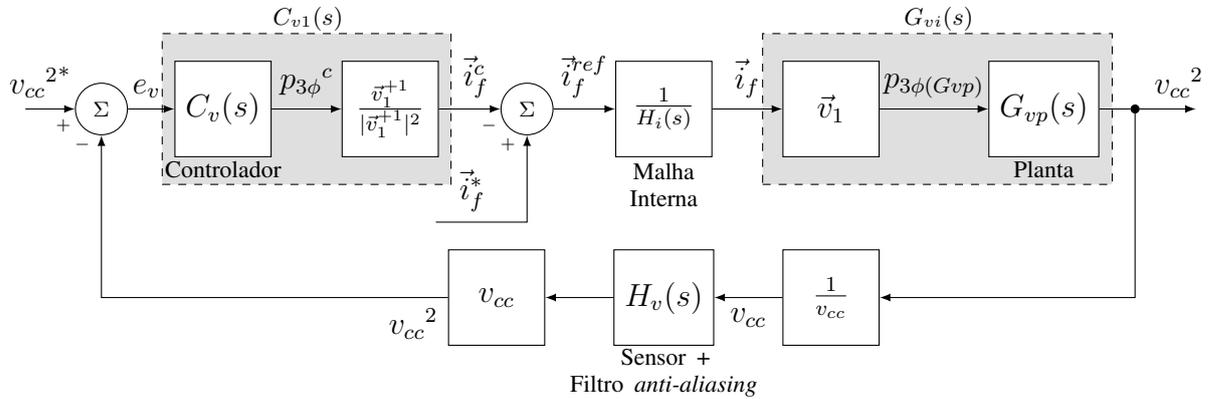
Visto que será abordada uma metodologia de projeto para o controlador iGDSC para a malha interna, o capítulo seguinte é inteiramente dedicado ao controle da corrente de saída.

4.3 REGULAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

A regulação da tensão do capacitor é realizada de forma lenta, quando comparada à malha de controle das correntes. Assim, a malha interna pode ser aproximada por $1/H_i(s)$, em que $H_i(s)$ é a função de transferência do sensor com filtro *anti-aliasing*. Por outro lado, o filtro

anti-aliasing da malha externa não pode ser aplicado a v_{cc}^2 visto que é inviável fazer o produto $v_{cc} \times v_{cc}$ de forma analógica. O produto é feito pelo DSP já da variável v_{cc} filtrada. O diagrama de blocos da malha externa é apresentado na Figura 54.

Figura 54 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O controlador de tensão calcula uma referência de potência $p_{3\phi}^c$ que deve ser entregue ao capacitor com a finalidade de reduzir o erro e_v . A partir de $p_{3\phi}^c$ é possível obter-se \bar{i}_f^c , que representa a parcela de corrente que tem como funções manter a tensão no barramento CC constante e suprir perdas no conversor. Ao adicionar \bar{i}_f^c à corrente de atuação como APF (\bar{i}_f^*) obtém-se \bar{i}_f^{ref} , que é a referência da malha interna de corrente. Com o intuito de compensar o ganho negativo do modelo da planta, a corrente \bar{i}_f^c é subtraída ao invés de somada.

Ao considerar sensores de corrente com ganhos unitários e filtro *anti-aliasing* da malha interna com banda de passagem elevada, tem-se que $\bar{i}_f = \bar{i}_f^{ref}$. Além disso, visto que os blocos v_{cc} e $\frac{1}{v_{cc}}$ estão em cascata, estes podem ser suprimidos como uma aproximação para facilitar a análise e projeto do controlador $C_v(s)$. Conseqüentemente, o sistema de controle analisado é equivalente ao apresentado na Figura 55a. Uma forma simplificada de analisar este diagrama é suprimir a conversão algébrica representada no quadrado sombreado. Dessa forma, o diagrama de blocos do sistema de controle simplificado da malha externa é exibido na Figura 55b.

A função de transferência do sensor de tensão com filtro *anti-aliasing* é dada por

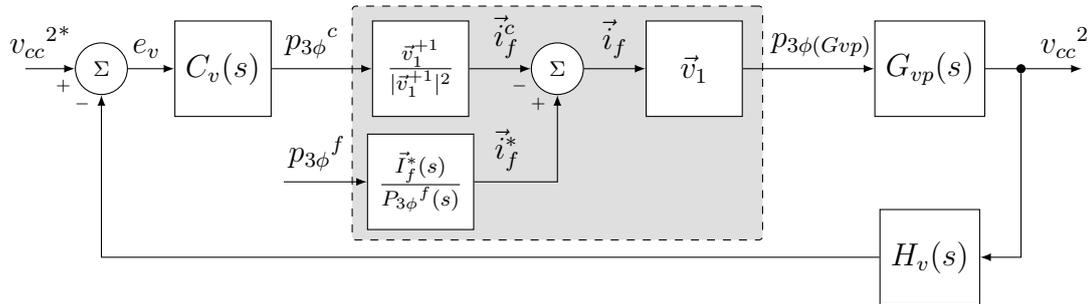
$$H_v(s) = K_{Hv} \cdot \frac{\omega_{Hv}}{s + \omega_{Hv}}, \quad (4.58)$$

em que K_{Hv} é o ganho do sensor e ω_{Hv} é a frequência de corte do filtro. Os parâmetros considerados para projeto do controlador estão exibidos na Tabela 4.

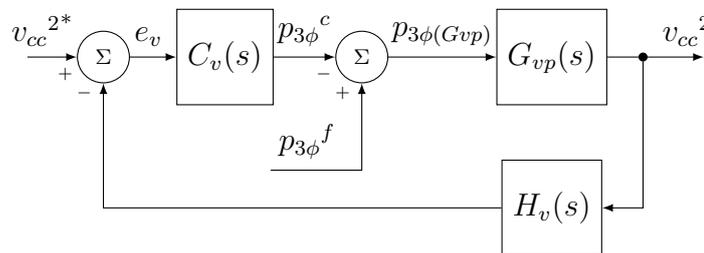
Para projeto do controlador de tensão, utiliza-se a estratégia de aproximação da resposta em frequência através do domínio w (OGATA, 1995). Essa técnica permite aplicar metodologias de projeto baseadas no diagrama de Bode a sistemas de tempo discreto, sendo implementada através dos seguintes passos:

Figura 55 – Diagrama de blocos da malha externa simplificada.

(a) Simplificação 1 - Malha interna de corrente suprimida.



(b) Simplificação 2 - Conversões (potência para corrente e corrente para potência) suprimidas.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 4 – Parâmetros para projeto do controlador de tensão.

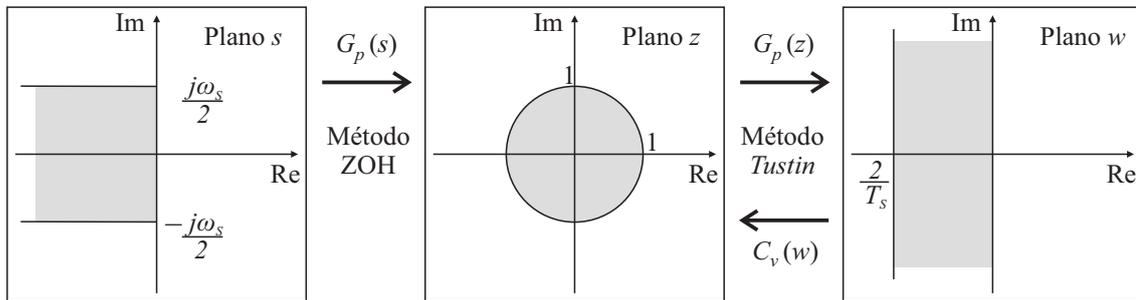
Parâmetros da Malha Externa			
C	K_{H_v}	ω_{H_v}	$1/T_s$
(mF)	(V/V)	$\times 10^3(\text{rad/s})$	(kHz)
4,7	1	$2 \pi 5,1$	17,28

Fonte: Elaborada pelo autor.

- Discretiza-se a planta $G_p(s) = G_{vp}(s)H_v(s)$ utilizando ZOH (*zero-order hold*); [$G_p(s) \longrightarrow G_p(z)$]
- Converte-se a função de transferência $G_p(z)$ para um domínio contínuo auxiliar w através do método de Tustin; [$G_p(z) \longrightarrow G_p(w)$]
- Projeta-se o controlador $C_v(w)$ no domínio w empregando o diagrama de Bode;
- Discretiza-se o controlador utilizando novamente o método de Tustin. [$C_v(w) \longrightarrow C_v(z)$]

No domínio contínuo w , a planta $G_p(w)$ contempla os efeitos da sua primeira discretização ($G_p(s) \longrightarrow G_p(z)$). Conseqüentemente, a resposta em frequência utilizada no projeto do controlador é mais próxima do sistema discreto, com a vantagem de permitir o senso de projeto em tempo contínuo. A Figura 56 apresenta de forma gráfica as conversões utilizadas nessa estratégia de projeto.

Figura 56 – Conversões utilizadas para projeto de controlador digital utilizando a estratégia de aproximação de resposta em frequência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Após realizar todas as etapas descritas, a função de transferência da planta no domínio w é dada por

$$G_p(w) = \frac{0,002628w^2 + 219,5w - 1,073 \cdot 10^7}{w^2 + 2,52 \cdot 10^4w + 4,835 \cdot 10^{-8}}. \quad (4.59)$$

Porém, visto que a ação de controle $p_{3\phi}^c$ é multiplicada por -1 antes de ser aplicada à planta do sistema, a Equação (4.59) deve ser igualmente multiplicada por -1 antes do projeto do controlador. Assim, tem-se

$$G_p(w) = \frac{-0,002628w^2 - 219,5w + 1,073 \cdot 10^7}{w^2 + 2,52 \cdot 10^4w + 4,835 \cdot 10^{-8}}. \quad (4.60)$$

Apesar de $G_p(w)$ apresentar um polo em $w \approx 0$, decorrente da modelagem considerando um inversor trifásico real, esse polo é distanciado ainda mais da origem ao considerar as perdas do inversor. Dessa forma, visto que a tensão do barramento CC deve ser constante e que a planta $G_p(w)$ não possui polo na origem, torna-se possível obter erro nulo em regime permanente ao utilizar um controlador proporcional-integral.

O controlador PI de tensão deve ser sintonizado de modo que sua frequência de cruzamento por 0 dB (f_{cv}) satisfaça a seguinte inequação:

$$f_{cv} < f_{ci}/10,$$

em que f_{ci} representa a frequência de cruzamento por 0 dB da malha interna de corrente. Esse critério de projeto é selecionado para que a dinâmica do controle das correntes não seja comprometida pela regulação do barramento CC. Assim, para $f_{ci} \approx 1,9$ kHz, tem-se que $f_{cv} < 190$ Hz.

Contudo, durante a obtenção dos resultados experimentais verificou-se a presença de um distúrbio de medição com frequência $f_d = 60$ Hz. O efeito causado pelo distúrbio pode ser atenuado ao fazer-se:

$$f_{cv} < f_d/10 \longrightarrow f_{cv} < 6\text{Hz}, \quad (4.61)$$

o que representa fazer $|C_v(j\omega_d)G_{vp}(j\omega_d)H_v(j\omega_d)| \ll 1$, para $\omega_d = 2\pi f_d$.

O zero real do controlador PI é alocado em $s = -2\pi f_z$, em que f_z representa a frequência em Hz na qual o zero é posicionado. Esse parâmetro é selecionado de modo que a margem de fase não seja afetada pelo PI, sendo neste trabalho calculado por

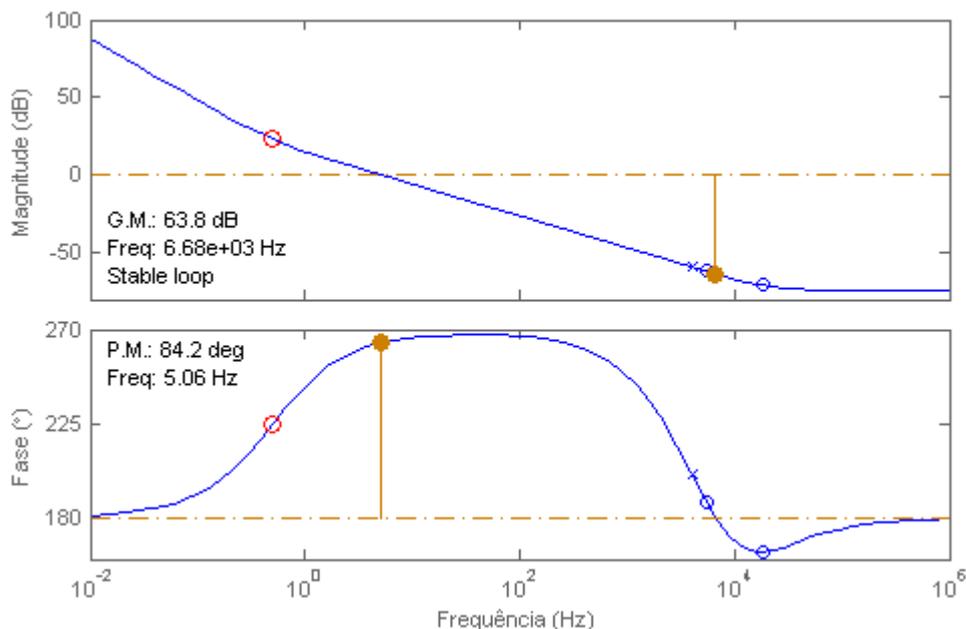
$$f_z \approx f_{cv}/10. \quad (4.62)$$

Em seguida, o ganho do controlador é sintonizado para obter-se a frequência de cruzamento desejada. Assim, o controlador projetado possui a seguinte função de transferência:

$$C_v(w) = 0,074301 \cdot \frac{w + 3,14}{w}. \quad (4.63)$$

O sistema compensado apresenta margem de ganho $MG = 63,8$ dB, margem de fase $MF = 84,2^\circ$, $f_{cv} = 5,06$ Hz e $f_z = 0,5$ Hz, conforme exibido na Figura 57. O controlador discreto (obtido através do método de Tustin) é implementado como apresentado na Figura 58, no qual são utilizados ganhos $K_{pv} = 0,0743$ e $K_{iv} = 2 \cdot 10^{-5}$. Os limites inferior e superior do saturador da ação *anti-windup* são selecionados de modo a escolher a máxima variação de potência que o sistema de controle é capaz de compensar. O bloco que apresenta o símbolo de igualdade ($=$) possibilita que a entrada do controlador integral seja nula caso os sinais $p_{3\phi}^c$ e $p_{3\phi}^{c'}$ forem diferentes, ou seja, se a ação de controle estiver saturada.

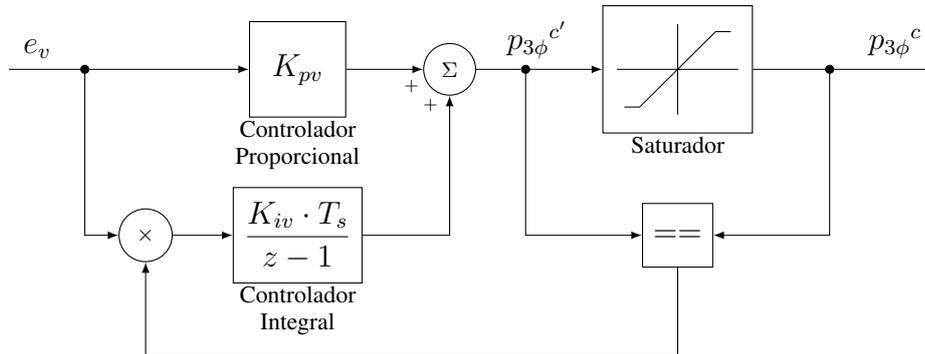
Figura 57 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

O critério para obter-se baixa sensibilidade paramétrica à variações da capacitância é atendido, visto que o controlador PI apresenta ganho infinito para componente CC, consequentemente $|C_v(j0)G_{vp}(j0)H_v(j0)| \gg 1$.

Figura 58 – Estrutura do controlador da malha externa. Controlador PI com ação *anti-windup*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.4 CONCLUSÕES

Neste trabalho, optou-se por utilizar uma estrutura de controle composta por uma malha interna de corrente, responsável por sintetizar as correntes geradas pelo APF, e uma malha externa de tensão, que tem como objetivo a regulação da tensão do barramento CC. Além disso, foi necessário implementar um bloco gerador de referências para fazer o VSI trifásico atuar como APF.

A estratégia de geração de referências foi selecionada com base no estudo realizado por Arcanjo (2013), tendo apresentado resultados bastante satisfatórios para o sistema considerado. As plantas desse sistema foram adequadamente modeladas, tendo a planta da malha de corrente sido validada utilizando Simulink. Quanto à malha de controle de tensão, um controlador PI foi projetado e validado pelo autor, cumprindo os requisitos necessários de projeto. Por fim, é importante ressaltar a importância da ação *anti-windup* da malha de tensão, visto que essa garante o funcionamento adequado do sistema e possibilita ao projetista escolher a máxima potência que o APF consegue compensar.

5 PROJETO DE CONTROLADORES PARA MALHA DE CORRENTE

Neste capítulo, são projetados os controladores de corrente para o APF trifásico empregando quatro estratégias de controle distintas, que serão comparadas no capítulo seguinte. Todos os controladores são projetados para duas condições de sintonia diferentes: maior margem de estabilidade ou menor tempo de resposta.

Apesar do Capítulo 3 abordar a seleção de alguns parâmetros da estrutura de controle proposta neste trabalho, é necessário realizar comparações com outras estratégias de controle já consolidadas na literatura. Ao fazer isso, torna-se possível realizar uma análise comparativa de estabilidade e desempenho que proporcione a validação da técnica proposta.

Para esse estudo comparativo, são utilizados dois cenários distintos para sintonia dos parâmetros do sistema de controle: o primeiro busca melhores condições de estabilidade (apresentando margem de fase entre 20° e 30°), enquanto o segundo busca por um aprimoramento no tempo de resposta (apresentando margem de fase de aproximadamente 5°). São avaliados os indicadores de margem de fase (MF), margem de ganho (MG) e inverso do pico da função sensibilidade (η), que tem suas definições apresentadas no Apêndice B. O cenário que apresenta $MF \approx 5^\circ$ é utilizado apenas com o objetivo de analisar do comportamento das estratégias de controle ao aumentar os ganhos do controlador.

Nas seções a seguir, as estratégias de controle implementadas neste trabalho são re-presentadas com maior foco nas metodologias de projeto utilizadas. Todos os controladores são projetados considerando a planta $G_{id}(s)$ (modelada no Capítulo 4), cujos parâmetros são exibidos na Tabela 5. Essa planta é discretizada utilizando um ZOH, uma vez que a dinâmica do PWM pode ser aproximada pela dinâmica do ZOH, e é acrescida do atraso de processamento, modelado por z^{-1} (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

Tabela 5 – Parâmetros para projeto do controlador de corrente.

V_{cc} (V)	L_f (mH)	R_f (m Ω)	$1/T_s$ (kHz)
600	2,56*	307,5*	17,28

* Obtidos a partir de ensaio experimental dos indutores de saída do APF.

Fonte: Elaborada pelo autor.

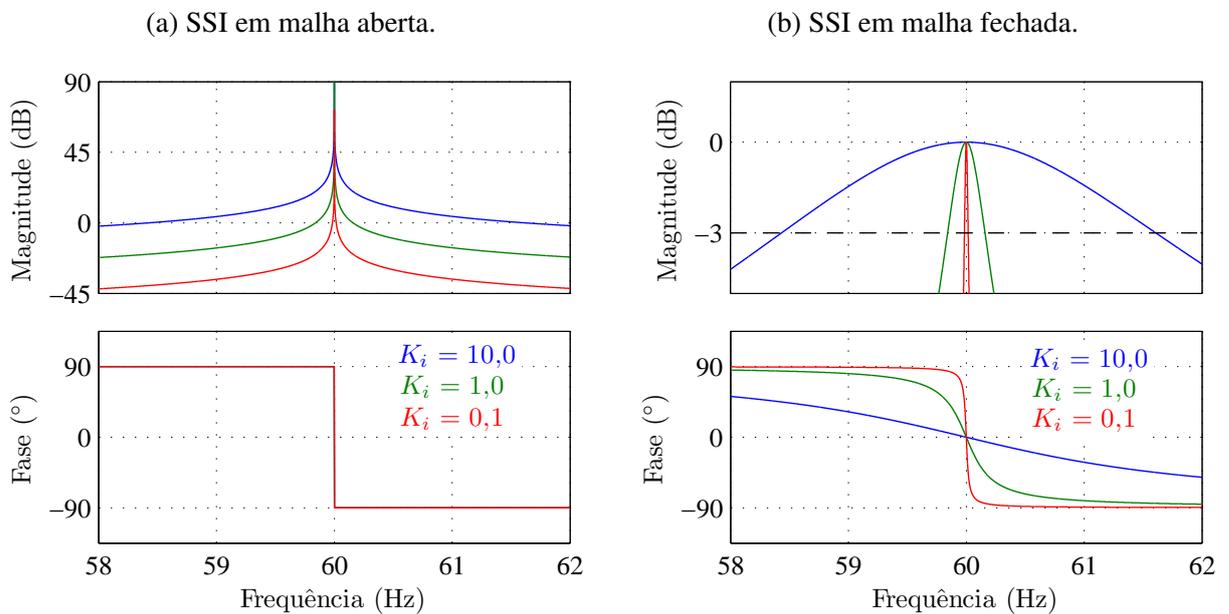
5.1 ESTRATÉGIA 1 – ASSOCIAÇÃO EM PARALELO DE CONTROLADORES P-SSIs

Conforme apresentado no Capítulo 2, a função de transferência do SSI (ou SOGI) pode ser definida por

$$C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)}(s) = \frac{2K_i s}{s^2 + h^2\omega_1^2}, \quad (5.1)$$

em que ω_1 é a frequência fundamental em rad/s e h representa a harmônica em que se deseja sintonizar o integrador. A partir da resposta em frequência apresentada na Figura 59a, é possível observar que esse controlador aplica um ganho elevado na frequência sintonizada, enquanto o ganho é atenuado a medida que se afasta desta frequência.

Figura 59 – Diagramas de Bode do controlador SSI para distintos ganhos integrais, para $h = 1$ e $\omega_1 = 60 \cdot 2\pi$ rad/s.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

O controlador SSI realimentado opera como um filtro passa-faixa, conforme exibido na Figura 59b. Assim, ao analisar o diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada, a banda de passagem do controlador SSI é definida pela diferença entre as frequências de corte superior e inferior (cruzamento por -3 dB) em torno da frequência central ($h\omega_1$). Alternativamente, a banda de passagem do controlador pode ser (grosseiramente) aproximada pela faixa de frequências cuja magnitude do diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta (Figura 59a) é superior a 0 dB. Essa banda de passagem, que representa a faixa de atuação do controlador SSI, é selecionada através do ganho integral K_i . A medida que esse parâmetro é aumentado, o tempo de acomodação do sistema de controle diminui, logo a sintonia do K_i deve ser realizada observando o compromisso existente entre tempo de resposta e seletividade.

Por ser um controlador linear, é possível projetar múltiplos SSIs separadamente e utilizar superposição para gerar um controlador com múltiplos picos de ressonância, desde que os SSIs atuem em faixas de frequência distintas. Através dessa premissa, Yepes et al. (2010) e Yepes et al. (2011) apresentaram uma metodologia de projeto que consiste em:

- Modelar e discretizar a planta que se deseja controlar;
- Sintonizar um ganho proporcional (K_p), responsável por definir comportamento geral da resposta em frequência do sistema;
- Adicionar SSIs discretizados em paralelo à ação proporcional;
- Sintonizar os ganhos integrais (K_i) dos SSIs;
- Compensar eventuais atrasos decorrentes da planta, processo de amostragem e tempo de computação.

Ao aplicar um SSI em paralelo com uma ação proporcional, a resposta em frequência do sistema de controle é alterada apenas em uma região estreita do espectro, referente à banda de passagem do SSI. Essa característica é exibida na Figura 60, onde é apresentado o diagrama de Nyquist do sistema contendo apenas ação proporcional, cuja função de transferência em malha aberta é $FT1 = K_p \cdot G_{id}(z)$, e para o sistema contendo um P-SSI com função de transferência de malha aberta $FT2 = [K_p + C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)}(z)] \cdot G_{id}(z)$.

O controlador SSI é discretizado utilizando o método "*Tustin with prewarping*", visto que essa técnica provê o posicionamento dos picos de ressonância com acurácia, mesmo para situações de SSIs projetados para atuar em altas frequências e com taxas de amostragem reduzidas (YEPES et al., 2010).

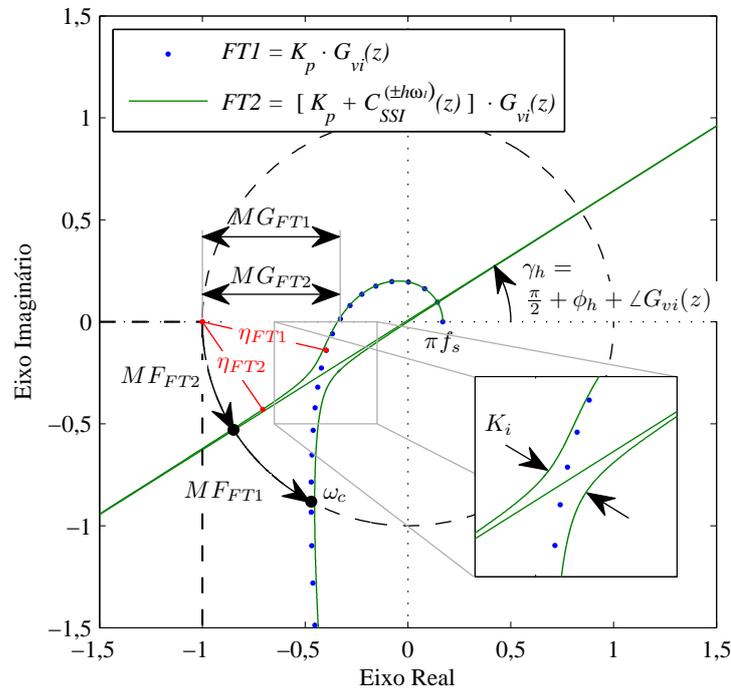
Buscando compensar atrasos de fase do sistema, sem a alteração de ganho que um avanço de fase tradicional causa, Bojoi et al. (2005) propuseram uma implementação utilizando a seguinte função de transferência:

$$C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)}(s) = 2K_i \frac{s \cdot \cos(\phi_h) - h\omega_1 \cdot \text{sen}(\phi_h)}{s^2 + h^2\omega_1^2}, \quad (5.2)$$

em que o grau de liberdade ϕ_h permite aplicar um avanço de fase na frequência $h\omega_1$, variando o ângulo de inclinação γ_h do diagrama de Nyquist de $FT2$, e, por consequência, podendo alterar as margens de estabilidade (MG_{FT2} , MF_{FT2} e η_{FT2}). A Equação (5.2) pode ser reescrita de modo a representar o avanço de fase aplicado em cada SSI em termos de N_{comp} amostras:

$$C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)}(s) = 2K_i \frac{s \cdot \cos(h\omega_1 N_{comp} T_s) - h\omega_1 \cdot \text{sen}(h\omega_1 N_{comp} T_s)}{s^2 + h^2\omega_1^2}, \quad (5.3)$$

Figura 60 – Diagramas de Nyquist apresentando a diferença da resposta em frequência de um sistema com e sem controlador SSI.



Fonte: Adaptado de (YEPES et al., 2011).

5.1.1 Projeto dos Controladores P-SSIs

Como critério de projeto, optou-se por projetar SSIs que pudessem compensar a distorção harmônica até a componente harmônica $h = 29$. Durante a sintonia do ganho proporcional, a frequência de cruzamento por 0 dB (f_{MF}) é selecionada objetivando que os SSIs não sejam sintonizados em frequências superiores à f_{MF} , o que faz o diagrama de Bode apresentar um único cruzamento por 0 dB e, por consequência, simplifica o projeto do sistema de controle. Nesse contexto, ao selecionar a máxima componente harmônica $h = 29$, tem-se que a menor frequência de cruzamento por 0 dB necessária é

$$f_{MF} > 29 \times 60 \text{ Hz} = 1,74 \text{ kHz}. \quad (5.4)$$

Dessa forma, optou-se por sintonizar o ganho proporcional K_p de modo a obter frequência de cruzamento (por 0 dB) $f_{MF} = 1,9 \text{ kHz}$ e, por consequência, margem de fase $MF = 31,2^\circ$. Em seguida, os controladores SSIs são adicionados em paralelo com mesmo ganho K_i , sendo sintonizados nas componentes harmônicas $h = 6k \pm 1$ até $h = 29$. Além disso, o ganho K_i é sintonizado manualmente, observando o compromisso existente entre tempo de resposta e seletividade, de modo possibilitar que o sistema atinga a margem de fase desejada, neste caso em torno de $MF = 29,0^\circ$.

Para componentes harmônicas de frequência elevada, o atraso causado pelo tempo computacional associado ao processo de amostragem e cálculo da ação de controle afeta a

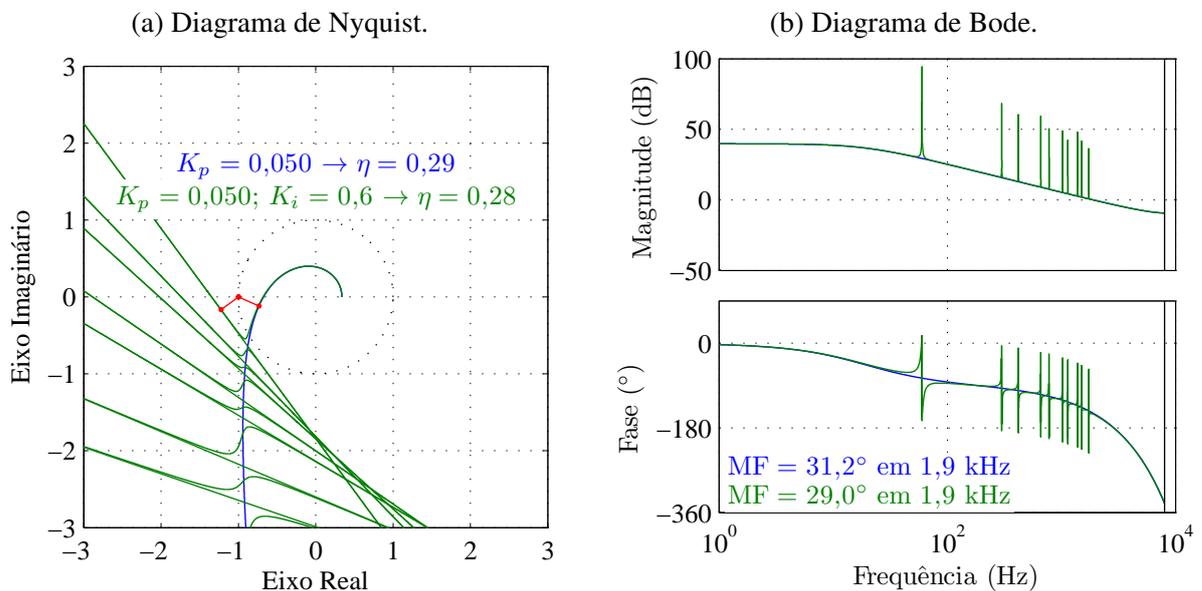
performance do sistema e pode causar instabilidade (YEPES et al., 2010). Dessa forma, um atraso relativo a uma amostra (z^{-1}) é acrescentado na malha direta do sistema de controle apenas na fase de projeto, permitindo ao projetista avaliar o seu efeito e implementar um método de compensação desse atraso.

Inicialmente, os controladores SSIs são discretizados e implementados sem compensação do atraso de tempo computacional. Assim, a função de transferência do SSI no domínio- z é definida por

$$C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)^{-1}}(z) = 2K_i \cdot \frac{\text{sen}(h\omega_1 T_s)}{2h\omega_1} \cdot \frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1}\cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}}. \quad (5.5)$$

Na Figura 61 são apresentados os diagramas de Nyquist e Bode para o sistema com $C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)^{-1}}(z)$. O gráfico de fase do diagrama de Bode (Figura 61b) apresenta múltiplos cruzamentos por -180° , com a maioria ocorrendo em frequências nas quais a magnitude do diagrama de Bode é maior que 0 dB, levando o sistema à instabilidade. Essa condição também pode ser observada no diagrama de Nyquist (Figura 61a), visto que as assíntotas dos SSIs cruzam o zero do eixo imaginário à esquerda do ponto de instabilidade $(-1, 0)$, ou seja, em -180° .

Figura 61 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta sem compensação do atraso de tempo computacional. Resultados obtidos para controladores proporcional (azul) e P-SSIs em paralelo (verde) com $K_i = 0,6$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

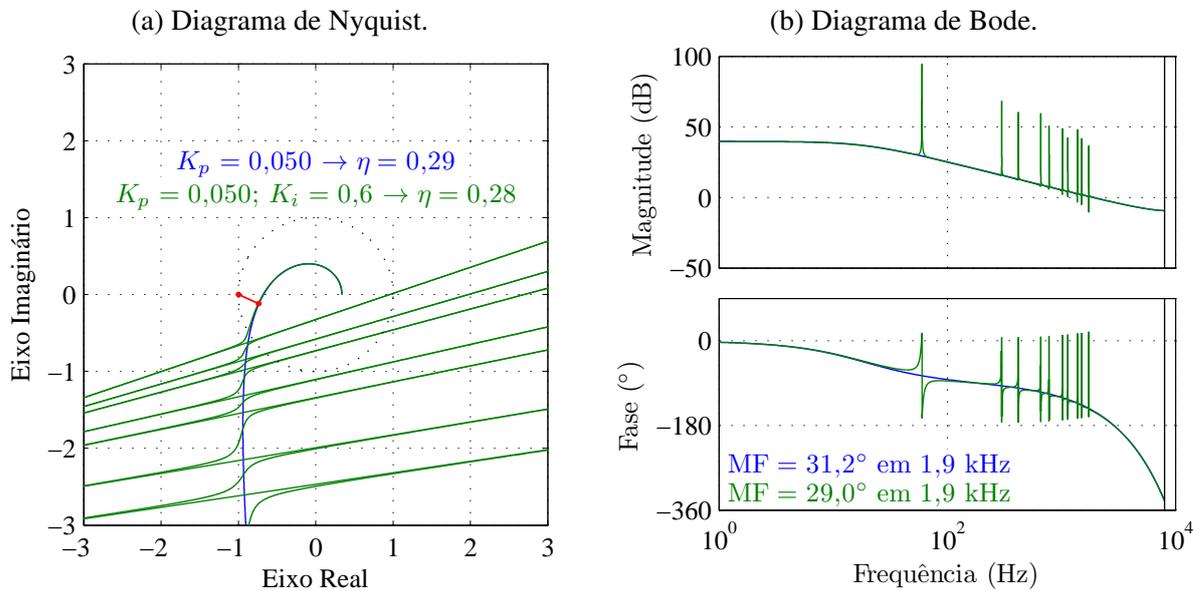
A inclinação dessas assíntotas pode ser alterada aplicando o avanço de fase apresentado na Equação (5.3), compensando o atraso de tempo computacional. Para implementação foi considerado $N_{comp} = 2$, visto que esse valor de N_{comp} apresentou melhores resultados nas comparações experimentais realizadas por Limongi et al. (2009). A função de transferência no

domínio- z do SSI com compensação de atraso é definida por

$$C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)^2}(z) = 2K_i \cdot \left\{ \frac{\frac{1}{2}(1 - z^{-2})\cos(h\omega_1 N_{comp}T_s)\text{sen}(h\omega_1 T_s)}{h\omega_1 [1 - 2z^{-1}\cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}]} - \frac{(1 + 2z^{-1} + z^{-2})\text{sen}(h\omega_1 N_{comp}T_s)\text{sen}^2(\frac{h\omega_1 T_s}{2})}{h\omega_1 [1 - 2z^{-1}\cos(h\omega_1 T_s) + z^{-2}]} \right\}. \quad (5.6)$$

Na Figura 62 são exibidos os diagramas de Nyquist e Bode para o sistema com $C_{SSI}^{(\pm h\omega_1)^2}(z)$. As características que indicam a redução da estabilidade do sistema devido ao atraso computacional, anteriormente observadas na Figura 61, não são significativas após a compensação.

Figura 62 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com compensação do atraso de tempo computacional. Resultados obtidos para controladores proporcional (azul) e P-SSIs em paralelo (verde) com $K_i = 0,6$.



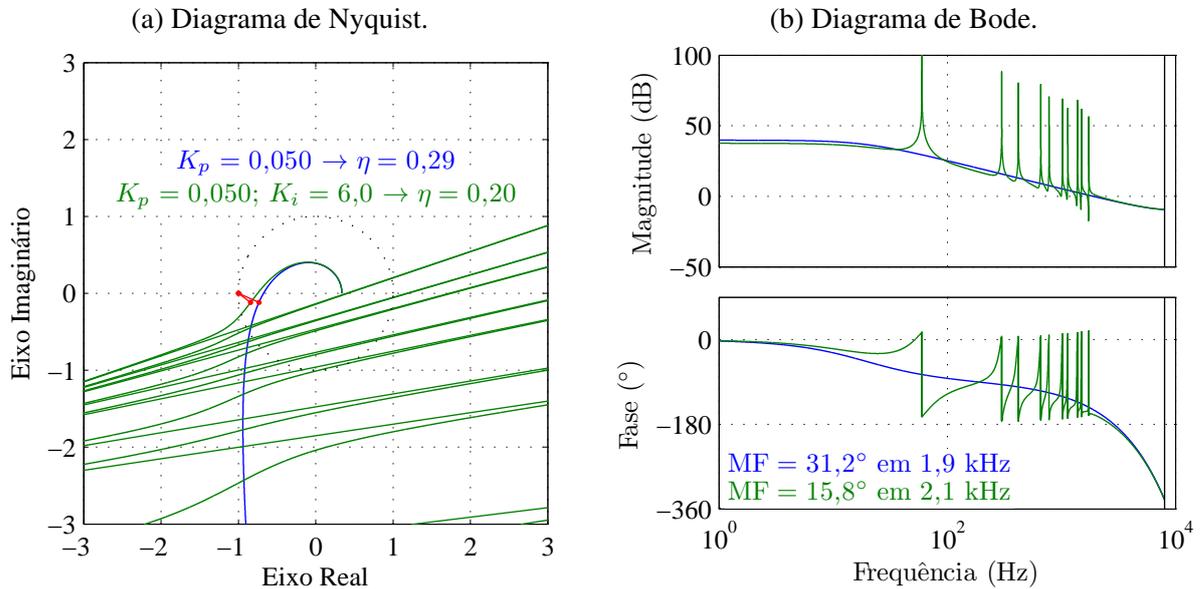
Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Num segundo cenário, o ganho K_i dos SSIs é aumentado com o objetivo de ampliar a banda de passagem de cada integrador, diminuindo o tempo de resposta do sistema. Foi observado que, para $K_i > 6,0$, os SSIs começam a exercer uma forte influência entre si, contrapondo a premissa de que os integradores devem ser sintonizados em faixas de frequências distintas.

Os diagramas de Nyquist e Bode do controlador para esse ponto de operação ($K_i = 6,0$) são exibidos na Figura 63. Os gráficos apontam uma piora da margem de fase e do índice η , além de ser visível o aumento da banda de passagem dos SSIs (Figura 63b).

É importante ressaltar que apesar da discretização utilizada ser mais adequada para obter erro nulo em regime, sua implementação adaptativa em frequência possui custo computacional muito elevado. Essa característica é decorrente da necessidade de calcular em tempo de execução múltiplas funções trigonométricas para cada controlador SSI utilizado (YEPES et al., 2010).

Figura 63 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com compensação do atraso de tempo computacional. Resultados obtidos para controladores proporcional (azul) e P-SSIs em paralelo (verde) com $K_i = 6,0$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

5.2 ESTRATÉGIA 2 – CONTROLADOR $6k \pm 1$ RC PROPOSTO POR LU E ZHOU (2011)

O controlador proposto por Lu e Zhou (2011), apresentado no Capítulo 2, pode ser facilmente implementado na forma discreta ao remapear seus zeros e polos utilizando $z = e^{sT_s}$. Após utilizar esse método de discretização, também conhecido por "zero-pole matching", obtém-se

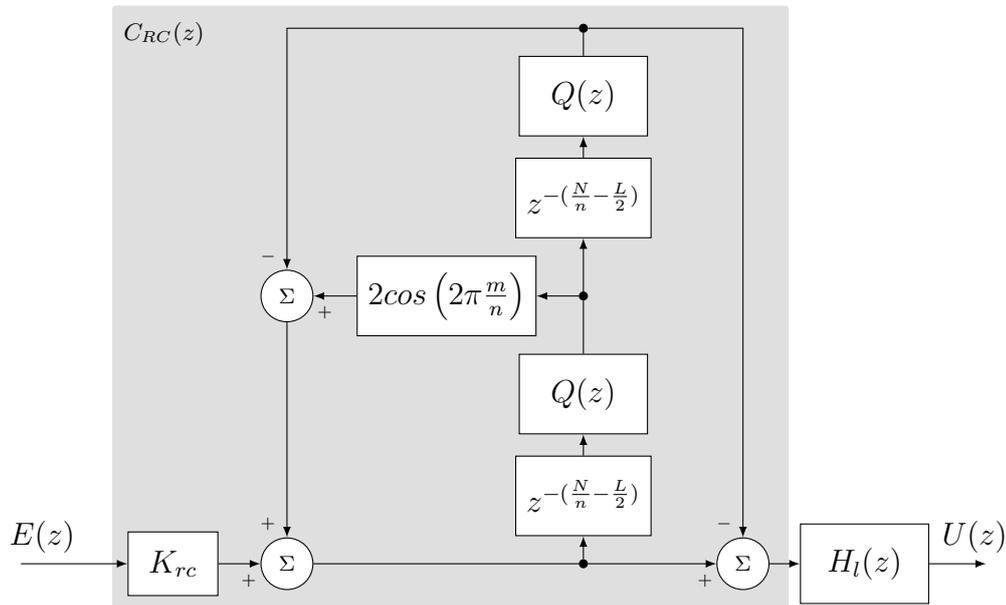
$$e^{-s\frac{T_0}{n}} = z^{-N/n}, \quad (5.7)$$

em que T_0 é o período da componente fundamental.

Os domínios de estabilidade desse controlador devem ser ampliados para tornar possível sua utilização em sistemas com plantas de grau relativo maior que zero, caso em que a planta modelada se enquadra. Conforme discutido para o controlador iGDSC, esse processo pode ser realizado ao acrescentar um filtro FIR $Q(z)$ junto a cada bloco de atraso do diagrama de blocos do controlador. Adicionalmente, é necessário compensar o ângulo de fase avançando $L/2$ amostras em cada bloco $z^{-N/n}$, em que L é a ordem do filtro FIR. Um filtro de avanço de fase $H_l(z)$ pode ser acrescentado para compensar o atraso gerado pelo tempo computacional. Na Figura 64 é apresentado o diagrama de blocos do controlador avaliado, cuja função de transferência é

$$C_{RC}(z) = K_{rc} \cdot \frac{1 - z^{-2(\frac{N}{n} - \frac{L}{2})} \cdot [Q(z)]^2}{1 - 2\cos\left(2\pi\frac{m}{n}\right) \cdot z^{-\left(\frac{N}{n} - \frac{L}{2}\right)} \cdot Q(z) + z^{-2\left(\frac{N}{n} - \frac{L}{2}\right)} \cdot [Q(z)]^2}. \quad (5.8)$$

Figura 64 – Diagrama de blocos do RC modificado proposto por Lu e Zhou (2011) para compensação de componentes harmônicas da família $H = \{nk \pm m \mid k \in \mathbb{N}\}$.



Fonte: Adaptado de (LU; ZHOU, 2011).

5.2.1 Projeto do Controlador Repetitivo

O projeto do controlador $nk \pm m$ RC, proposto por Lu e Zhou (2011), pode ser realizado através das seguintes etapas:

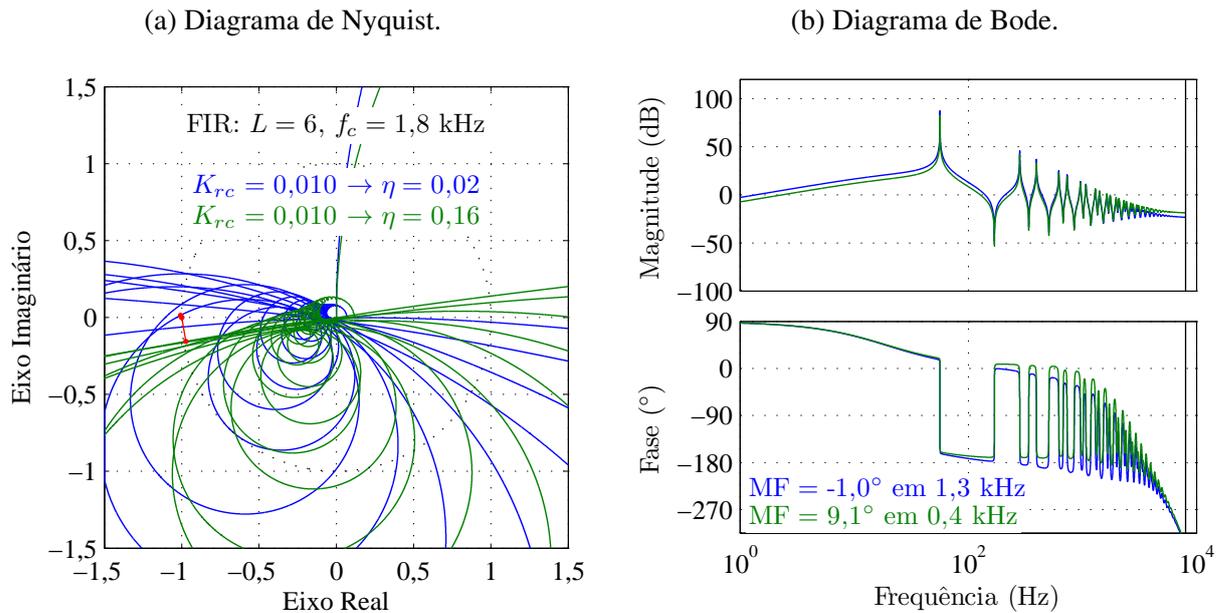
- Seleção dos parâmetros m , n e N ;
- Escolha da ordem e frequência de corte do filtro FIR $Q(z)$;
- Sintonia do ganho repetitivo K_{rc} ;
- Caso necessário, projeto de um avanço de fase $H_l(z)$ para compensar atrasos da planta e de tempo computacional.

Para a planta considerada neste trabalho, os parâmetros que definem as componentes harmônicas compensadas devem ser $m = 1$ e $n = 6$. Dado que N representa o número de amostras por ciclo da componente de frequência fundamental, para a frequência de amostragem considerada (Tabela 5) tem-se $N = 288$. Adicionalmente, o aumento do domínio de estabilidade é realizado através de filtros FIR de ordem $L = 6$ e frequência de corte $f_c = 1,8$ kHz.

A sintonia do ganho K_{rc} é realizada utilizando a margem de fase, de modo a obter $20^\circ < MF < 30^\circ$, e o índice η como indicador adicional para avaliação da estabilidade do sistema. Inicialmente, a estrutura de controle exibida na Figura 64 foi avaliada considerando a planta acrescida de z^{-1} , termo relativo ao atraso gerado pelo tempo computacional.

Na Figura 65 são exibidos os diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle sem compensação do atraso z^{-1} , que indicam a instabilidade do sistema. Observou-se que o sistema apresentou margem de fase negativa. Logo, ao acrescentar um avanço de fase $H_l(z)$, o sistema tornou-se estável.

Figura 65 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 64 ($K_{rc} = 0,010$). Resultados para controlador sem avanço de fase $H_l(z)$ (azul) e com avanço de fase $H_l(z)$ (verde).



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

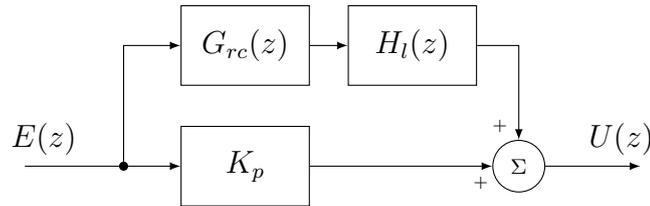
Através de simulações, foram observados três problemas associados à implementação prática dessa estratégia: a impossibilidade de obter a margem de fase dentro da faixa especificada; a ocorrência de saturação da razão cíclica dos PWMs; e o fato das correntes medidas excederem o fundo de escala dos sensores disponíveis para montagem experimental. Os três problemas podem levar à instabilidade do controle de tensão no barramento CC, o que inviabiliza a utilização dessa estratégia.

Esse problema foi contornado ao introduzir uma ação proporcional em paralelo ao controlador repetitivo (Figura 66), o que diminui o desempenho do sistema quanto ao tempo de resposta enquanto melhora sua estabilidade.

O ganho K_p é sintonizado com a ação repetitiva ainda desabilitada ($K_{rc} = 0$), o que possibilita a seleção da frequência de cruzamento por 0 dB e da maior condição de estabilidade possível, estabelecendo valores máximos de margem de fase e índice η . Para o projeto desta estratégia, o ganho proporcional selecionado é o mesmo que foi utilizado para o projeto da estratégia 1, o que leva a $MF = 31,2^\circ$ e $\eta = 0,29$.

A sintonia do ganho repetitivo K_{rc} é realizada observando os índices de estabilidade. A medida que K_{rc} aumenta, a estabilidade do sistema é piorada, por outro lado a frequência

Figura 66 – RC proposto por Lu e Zhou (2011) em paralelo com ação proporcional.



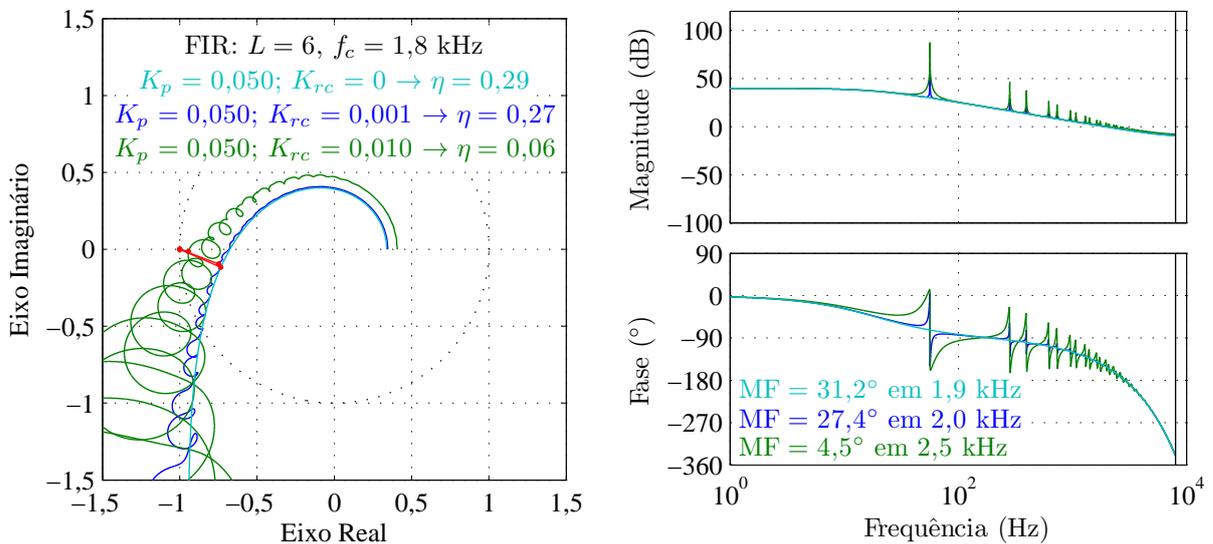
Fonte: Elaborada pelo autor.

de cruzamento crítica (que determina MF) aumenta e o tempo de resposta do sistema diminui. Os dois cenários apresentados na introdução deste capítulo são obtidos para $K_{rc} = 0,001$, que mantém $MF \approx 27^\circ$, e para $K_{rc} = 0,010$, que mantém $MF \approx 5^\circ$. Este segundo caso, cuja margem de fase é $MF \approx 5^\circ$, é utilizado apenas para avaliação do comportamento do controlador para uma grande variação no ganho repetitivo. A Figura 67 apresenta os diagramas de Nyquist e Bode para o sistema sem RC e para os dois cenários supracitados, sem utilizar avanço de fase ($H_l(z) = 1$).

Figura 67 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 66. Resultados para controlador com ganho repetitivo $K_{rc} = 0$, $K_{rc} = 0,001$ e $K_{rc} = 0,010$.

(a) Diagrama de Nyquist.

(b) Diagrama de Bode.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Os índices de estabilidade do sistema podem ser melhorados ao projetar o avanço de fase, deixando-o mais robusto a qualquer variação paramétrica ou dinâmica não modelada.

5.3 ESTRATÉGIA 3 – CONTROLADOR $6k \pm 1$ RC PROPOSTO POR LU ET AL. (2014)

Em 2014, LU et al. propôs um controlador $6k \pm 1$ RC que opera em "plug-in". Essa condição de operação consiste em acrescentar o controlador projetado em paralelo a algum ponto

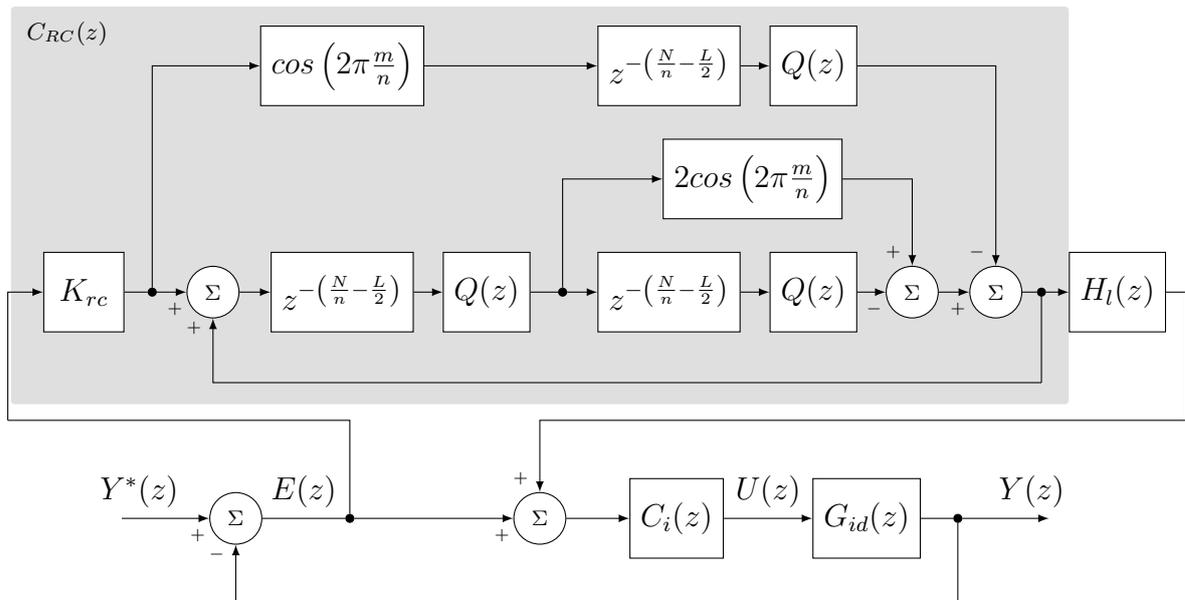
do sistema de controle original, de modo a buscar uma melhora de desempenho. Na Figura 68 é exibido o diagrama de blocos do sistema de controle considerando a implementação da Estratégia 3.

Conforme apresentado no Capítulo 2, essa estratégia de controle é baseada em dois RC de ordem genérica com $a(s) = 0$, o que representa as condições de estabilidade mais restritas dentre as apresentadas por Hara et al. (1988). Entretanto, por ser utilizado numa configuração *plug-in*, essa estratégia apresenta um ganho proporcional unitário em paralelo ao controlador repetitivo, o que flexibiliza a utilização do RC.

Ainda assim, os domínios de estabilidade devem ser aumentados através de filtros FIR $Q(z)$, cujo deslocamento de fase pode ser compensado ao diminuir $L/2$ amostras dos blocos de atraso do controlador. O posicionamento dos filtros FIR são apresentados no diagrama de blocos do sistema (Figura 68), cuja função de transferência do controlador RC é calculada por

$$C_{RC}(z) = K_{rc} \cdot \frac{\cos\left(2\pi\frac{m}{n}\right) \cdot z^{-\left(\frac{N}{n}-\frac{L}{2}\right)} \cdot Q(z) - z^{-2\left(\frac{N}{n}-\frac{L}{2}\right)} \cdot [Q(z)]^2}{1 - 2\cos\left(2\pi\frac{m}{n}\right) \cdot z^{-\left(\frac{N}{n}-\frac{L}{2}\right)} \cdot Q(z) + z^{-2\left(\frac{N}{n}-\frac{L}{2}\right)} \cdot [Q(z)]^2} \quad (5.9)$$

Figura 68 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando o $nk \pm m$ RC *plug-in*, conforme apresentado por Lu et al. (2014).



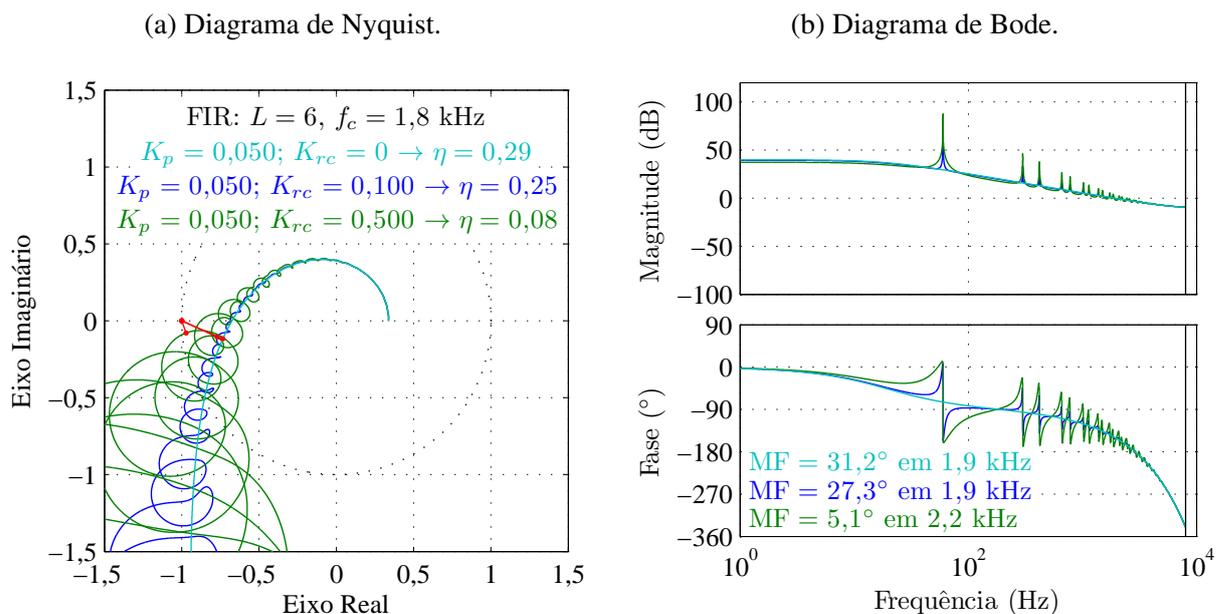
Fonte: Adaptado de (LU et al., 2014).

5.3.1 Projeto do Controlador Repetitivo

Considerando a implementação apresentada na Figura 68, o controlador $C_1(z)$ foi utilizado como uma ação proporcional. Logo, exatamente como feito para a Estratégia 2, o ganho K_p de $C_1(z)$ é sintonizado com a ação repetitiva desabilitada ($K_{rc} = 0$) a fim de selecionar a maior condição de estabilidade possível para o sistema. Dessa forma, para ganho proporcional $K_p = 0,05$, obtém-se $MF = 31,2^\circ$ e $\eta = 0,29$.

A sintonia do ganho repetitivo K_{rc} é novamente realizada com o objetivo de ajustar os índices de estabilidade. Os dois cenários apresentados na introdução deste capítulo são obtidos para $K_{rc} = 0,100$, que mantém $MF \approx 27^\circ$, e para $K_{rc} = 0,500$, que mantém $MF \approx 5^\circ$. Os diagramas de Nyquist e Bode para o sistema sem RC e para os dois cenários supracitados, sem utilizar avanço de fase ($H_l(z) = 1$), são exibidos na Figura 69.

Figura 69 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 68. Resultados para controlador com ganho repetitivo $K_{rc} = 0$, $K_{rc} = 0,100$ e $K_{rc} = 0,500$.



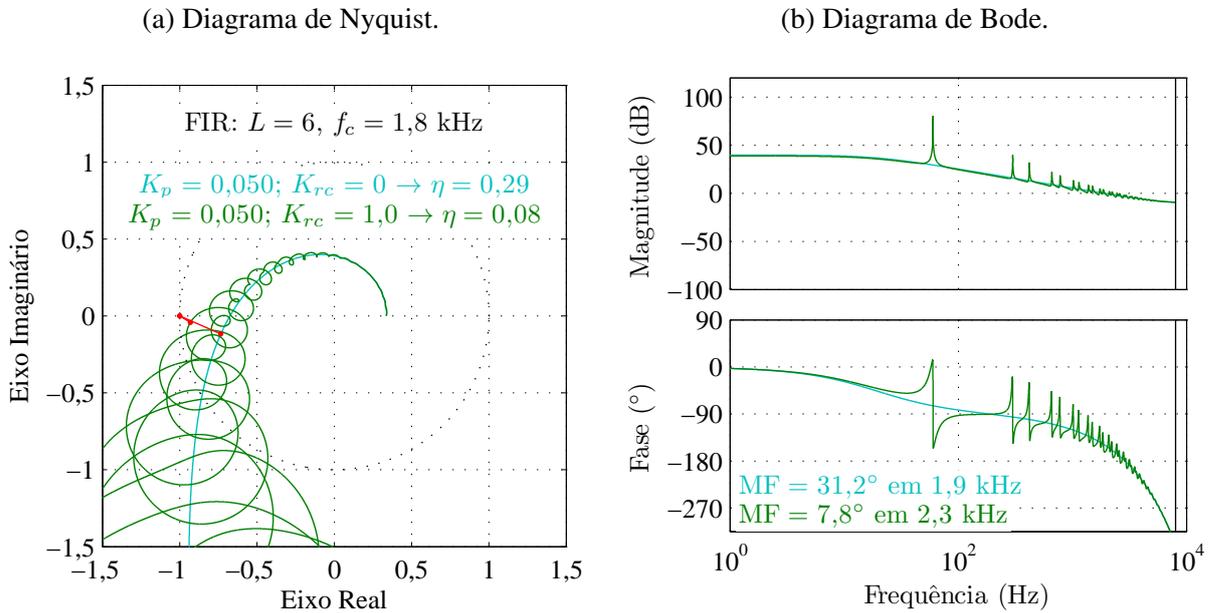
Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

A utilização de um avanço de fase $H_l(z)$ possibilita melhorar os índices de estabilidade. Assim, ao realizar uma compensação de fase, torna-se possível aumentar o ganho K_{rc} , conforme exibido na Figura 70.

5.4 ESTRATÉGIA 4 – CONTROLADOR iGDSC COM ATRASO COMPUTACIONAL COMPENSADO POR CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE

O controlador iGDSC foi apresentado no Capítulo 3, entretanto, nesta seção essa estratégia é acrescida de um avanço de fase $H_l(z)$ objetivando compensar o atraso decorrente do tempo

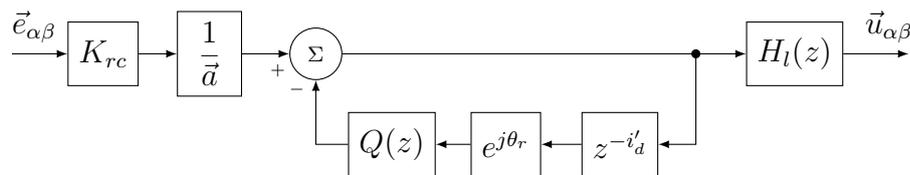
Figura 70 – Diagramas de Nyquist e Bode do sistema de controle em malha aberta com controlador apresentado na Figura 68. Resultados para controlador com ganho repetitivo $K_{rc} = 0$ e $K_{rc} = 1,0$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

computacional. O diagrama de blocos do controlador proposto com avanço de fase é apresentado na Figura 71, enquanto o fluxograma da metodologia de projeto é exibido na Figura 72.

Figura 71 – Diagrama de blocos completo do controlador iGDSC.

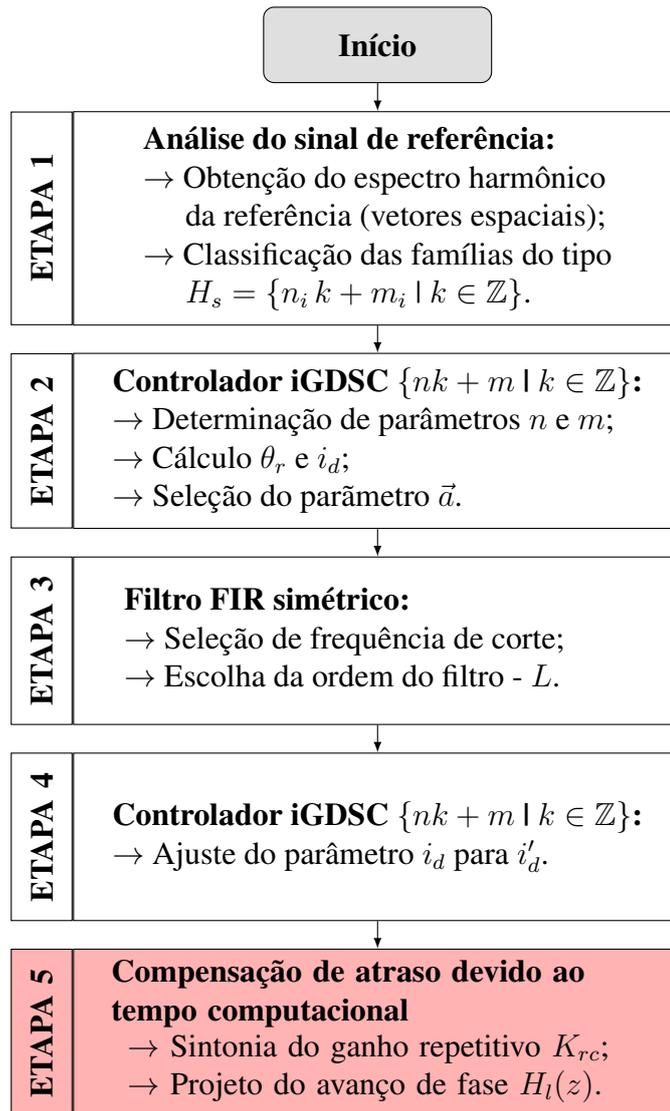


Fonte: Elaborada pelo autor.

Visto que o controlador proposto deve ser implementado em um referencial vetorial, a primeira etapa para o projeto desse controlador consiste em definir as famílias de atuação do SV-RC. Para isso, obtém-se o espectro harmônico do vetor espacial das correntes trifásicas que serão reguladas, conforme exibido na Figura 73. A partir desse espectro harmônico é possível observar que o vetor espacial analisado apresenta amplitude significativa nas componentes harmônicas da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$, que devem ser compensadas pelo controlador iGDSC.

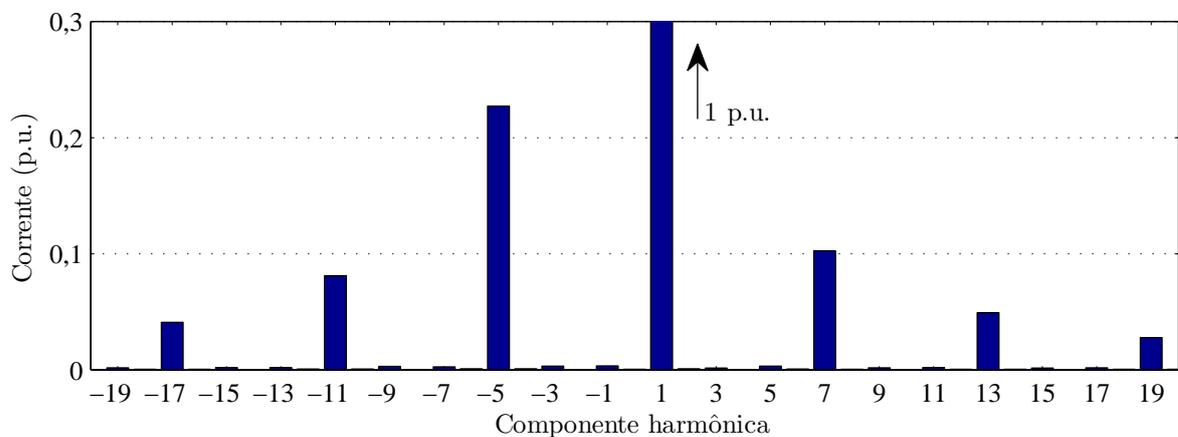
Os parâmetros referentes às Etapas 2, 3 e 4 foram apresentados anteriormente neste trabalho, cujos valores utilizados para a implementação são exibidos na Tabela 6. Quanto aos parâmetros da última etapa, na subseção a seguir será apresentada uma metodologia para sintonia do ganho repetitivo e projeto do avanço de fase.

Figura 72 – Metodologia de projeto do controlador iGDSC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 73 – Espectro harmônico do vetor espacial das correntes trifásicas que alimentam a carga não linear utilizada no experimento.



Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

Tabela 6 – Parâmetros para o projeto do controlador iGDSC.

Parâmetro	Valor
i_d	48
θ_r	$\frac{4}{3}\pi$
\vec{a}	0,5
f_c (kHz)	1,8
L	6
i'_d	45

Fonte: Elaborada pelo autor.

Buscando simplificar a compreensão do leitor, o sistema de controle é analisado em três situações distintas. São elas:

- Sistema sem considerar atraso de tempo computacional (z^{-1}) e compensador $H_l(z)$ (Figura 74a), que será referido por "sistema sem atraso" ou *swd* (*system without delay*);
- Sistema considerando atraso de tempo computacional (z^{-1}), porém sem compensador $H_l(z)$ (Figura 74b), que será chamado por "sistema não compensado" ou *us* (*uncompensated system*);
- Sistema considerando tanto atraso de tempo computacional (z^{-1}), quanto compensador $H_l(z)$ (Figura 74c), que será referido por "sistema compensado" ou *cs* (*compensated system*).

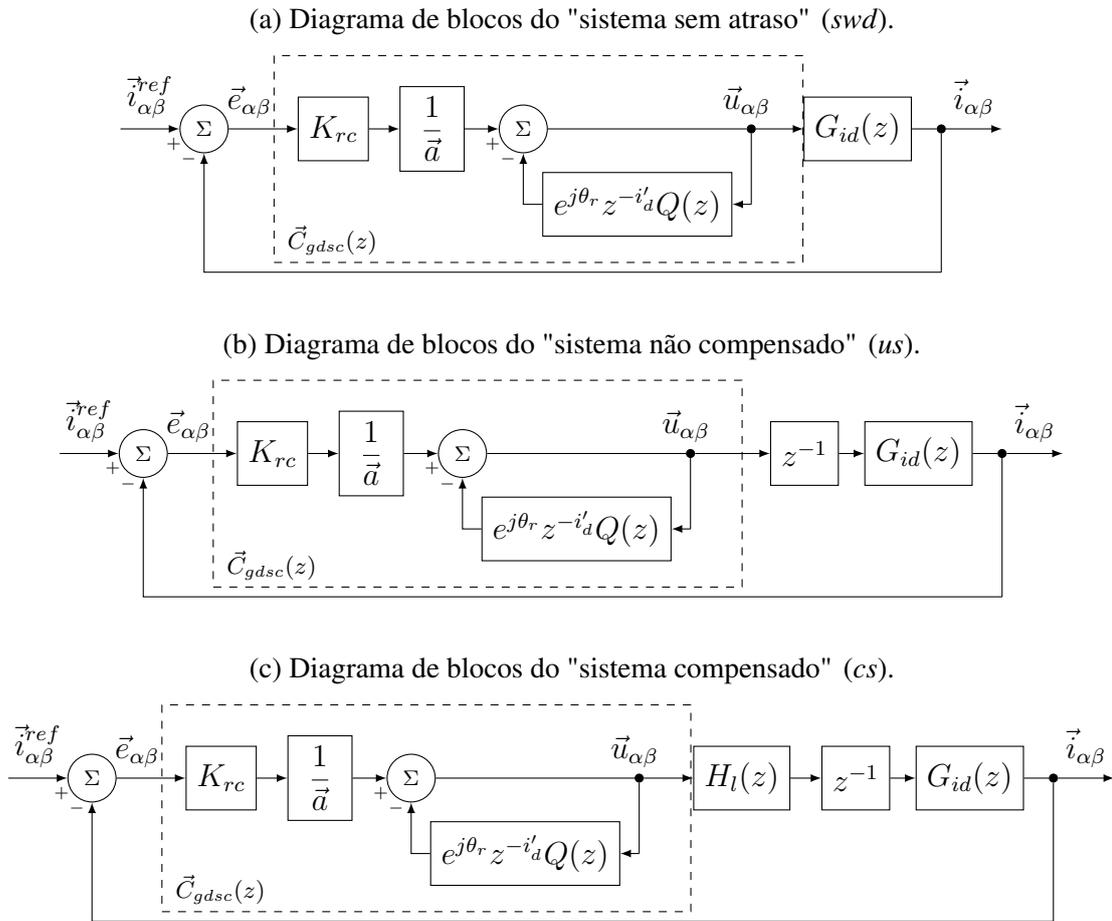
5.4.1 Compensação do Atraso de Tempo Computacional

Considerando inicialmente o "sistema sem atraso", ao variar o ganho repetitivo observa-se uma variação do índice de estabilidade η_{swd} , conforme exibido na Figura 75. Em consequência dessa característica, torna-se possível sintonizar K_{rc} para que o sistema de controle opere na condição de maior estabilidade, atingida com $K_{rc} = 0,033$ para a situação simulada.

Contudo, visto que o controlador iGDSC deve ser implementado em um dispositivo de processamento de sinais digitais, faz-se necessário considerar seu atraso computacional, normalmente modelado por z^{-1} . A dinâmica do sistema é fortemente afetada pela inclusão desse atraso, o que evidencia a necessidade de uma análise cuidadosa do "sistema não compensado".

A Figura 76 apresenta o diagrama de Nyquist do "sistema sem atraso", originalmente estável, e do "sistema não compensado", no qual é possível observar que a inclusão do atraso instabiliza o sistema. Uma vez que a estratégia de controle proposta consiste em utilizar um SV-RC em uma única malha direta do sistema de controle (sem acréscimo de ação proporcional), não é possível projetar um controlador capaz de compensar idealmente esse atraso. Contudo, o sistema pode ser estabilizado ao acrescentar um avanço de fase convencional em cascata com o

Figura 74 – Diagrama de blocos do sistema utilizando controlador iGDSC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

controlador iGDSC, cuja função de transferência no domínio- s é representada por

$$H_l(s) = K_l \cdot \frac{s + Z}{s + P}, \quad (5.10)$$

em que $Z < P$. Para implementação neste trabalho, após a definição de K_l , Z e P , o avanço de fase é discretizado utilizando o método de Tustin.

Conforme apresentado no diagrama de blocos completo do controlador iGDSC (Figura 71), o ganho K_l do avanço de fase está em cascata com o ganho repetitivo K_{rc} . Dessa forma, buscando simplificar o projeto do sistema de controle, faz-se

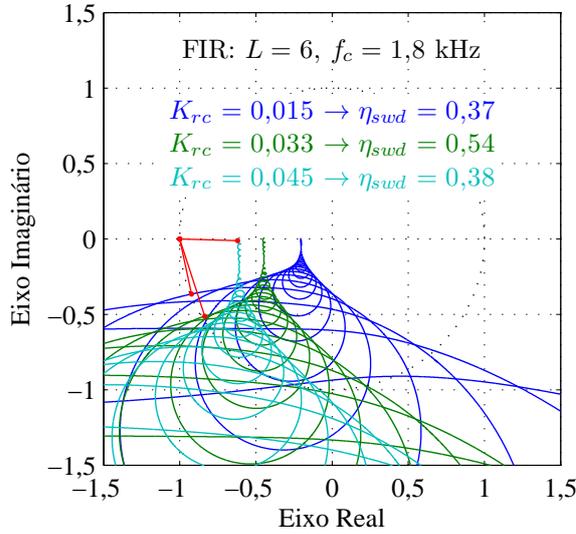
$$K_l = 1, \quad (5.11)$$

o que possibilita controlar o ganho da malha direta apenas através de K_{rc} . O polo e zero acrescentados por esse compensador são selecionados de modo a atenuar o efeito do atraso computacional no ângulo de fase do "sistema não compensado", na frequência de cruzamento por 0 dB crítica.

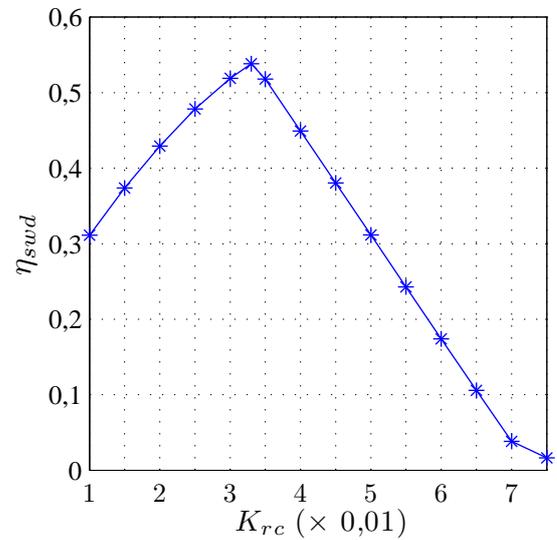
Em sistemas de controle cujo diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta apresenta uma única frequência de cruzamento por 0 dB, a aplicação de um avanço de

Figura 75 – Sintonia do ganho repetitivo para "sistema sem atraso".

(a) Diagrama de Nyquist do sistema para distintos ganhos repetitivos.

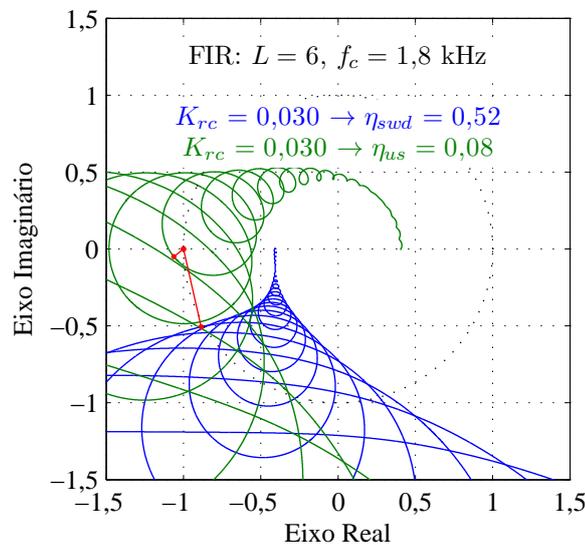


(b) Índice de sensibilidade η_{swd} em função do ganho repetitivo K_{rc} .



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

Figura 76 – Diagramas de Nyquist do "sistema sem atraso" (azul) e do "sistema não compensado" (verde).

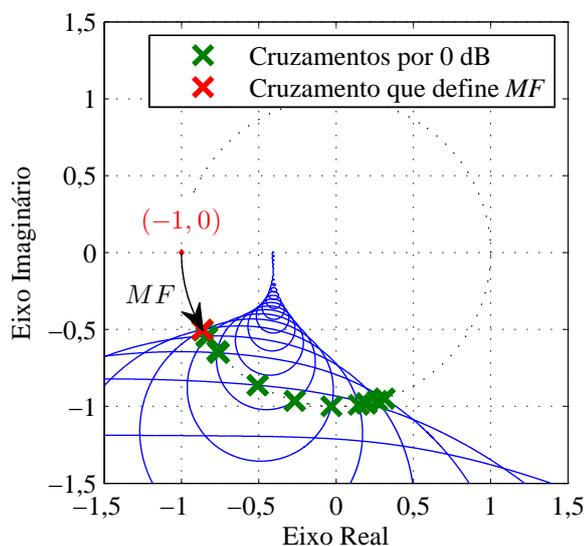


Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

fase é bem simples e pode ser realizada como apresentado por Ogata (2011). Por outro lado, em sistemas com múltiplos cruzamentos por 0 dB esse projeto torna-se complexo, haja vista que margem de fase é definida apenas na frequência de cruzamento crítica, representada na Figura 77. Se o avanço de fase tem uma faixa de atuação larga, esse compensador afeta o ângulo de fase em várias frequências de cruzamento distintas, o que faz a performance do sistema ser comprometida e a frequência de cruzamento crítica ser alterada.

Devido à maior complexidade para projeto do $H_l(z)$, os parâmetros do compensador por

Figura 77 – Diagramas de Nyquist de um sistema que apresenta múltiplos cruzamentos por 0 dB.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

avanço de fase são sintonizados através de uma metodologia diferente, que será apresentada adiante.

5.4.1.1 Sintonia de K_{rc} e Projeto de $H_l(z)$

A metodologia proposta para sintonia de K_{rc} e projeto de $H_l(z)$ é realizada em oito passos, conforme apresentado a seguir.

- **Passo 1** - Considerando o "sistema sem atraso", o ganho repetitivo K_{rc} é sintonizado de modo a proporcionar ao projetista o maior índice η_{swd} . No sistema considerado, obteve-se melhor índice de sensibilidade para $K_{rc} = 0,033$ (Figura 75). Contudo, um programa foi desenvolvido para a obtenção do ganho K_{rc} que maximiza o índice η_{swd} e para o cálculo dos parâmetros definidos nos passos a seguir. Assim, visto que o programa desenvolvido utilizou ganhos entre $K_{rc} = 0,010$ e $K_{rc} = 0,050$, e que foi aplicado um passo de 0,005 para definição dos valores intermediários, obteve-se o melhor η_{swd} para ao utilizar ganho $K_{rc} = 0,030$.
- **Passo 2** - Em seguida, buscando obter vários pontos de operação do "sistema sem atraso", são selecionados alguns ganhos repetitivos em torno do K_{rc} obtido no Passo 1. Os valores de K_{rc} considerados são apresentados na primeira coluna da Tabela 7.
- **Passo 3** - Para os ganhos K_{rc} selecionados no Passo 2, são obtidos os seguintes dados do "sistema sem atraso": margem de fase (MF_{swd}), frequência de cruzamento crítica

($f_{MF(swd)}$) e inverso do pico da função sensibilidade (η_{swd}). Todos esses dados são obtidos utilizando Matlab e estão exibidos na Tabela 7.

Cada linha da Tabela 7 representa um ponto de operação do "sistema sem atraso". Contudo, ao acrescentar o atraso computacional z^{-1} e considerar o "sistema não compensado", todos esses pontos de operação passam a ser instáveis. Neste momento, o projetista deve computar o ângulo de fase da função de transferência em malha aberta do "sistema não compensado" na frequência correspondente à frequência de cruzamento crítica do "sistema sem atraso", $f_{MF(swd)}$. A soma desse ângulo de fase com 180° é representada por ϕ_{us} , sendo utilizada adiante como menor ângulo de fase avançado pelo compensador.

Tabela 7 – Efeitos do ganho K_{rc} do controlador iGDSC no "sistema sem atraso" (swd).

FIR: $L = 6$, $f_c = 1,8$ kHz				
K_{rc}	MF_{swd}	$f_{MF(swd)}$	η_{swd}	ϕ_{us}
0,010	17,91°	1,18 kHz	0,311	-6,65°
0,015	21,55°	1,55 kHz	0,374	-10,66°
0,020	24,85°	1,91 kHz	0,429	-14,99°
0,025	27,86°	2,28 kHz	0,478	-19,58°
0,030	30,11°	2,29 kHz	0,519	-17,65°
0,035	32,15°	2,66 kHz	0,518	-23,19°
0,040	33,92°	3,02 kHz	0,449	-29,04°
0,045	34,88°	3,74 kHz	0,380	-42,95°
0,050	34,85°	4,44 kHz	0,311	-57,72°

Fonte: Elaborada pelo autor.

Dessa forma, cada linha da Tabela 7 deve ser interpretada da seguinte forma: para um ganho $K_{rc} = 0,010$, o "sistema sem atraso" apresenta margem de fase $MF_{swd} = 17,91^\circ$ na frequência de cruzamento crítica $f_{MF(swd)} = 1,18$ kHz e índice $\eta_{swd} \approx 0,31$; o "sistema não compensado", nesse ponto de operação, apresenta um ângulo de fase $186,65^\circ$ na frequência $f_{MF(swd)} = 1,18$ kHz e, por consequência, tem-se $\phi_{us} = 180^\circ - 186,65^\circ = -6,65^\circ$.

- **Passo 4** - Considerando o "sistema não compensado", o parâmetro ϕ_{us} é calculado para todos os pontos de operação selecionados no Passo 2. Os valores obtidos de ϕ_{us} são exibidos na última coluna da Tabela 7, sendo calculados por

$$\phi_{us} = \angle FTMA_{us}(j2\pi f_{MF(swd)}) + 180^\circ, \quad (5.12)$$

em que $\angle FTMA_{us}(j2\pi f_{MF(swd)})$ representa o ângulo de fase da função de transferência em malha aberta do "sistema não compensado", em $f_{MF(swd)}$.

- **Passo 5** - O projetista deve selecionar o avanço ψ que será aplicado ao "sistema não compensado". Para isso, faz-se

$$\begin{aligned}\psi &= \angle FTMA_{cs}(j2\pi f_{MF(swd)}) + 180^\circ - \phi_{us} \\ &= \angle FTMA_{cs}(j2\pi f_{MF(swd)}) - \angle FTMA_{us}(j2\pi f_{MF(swd)}),\end{aligned}\quad (5.13)$$

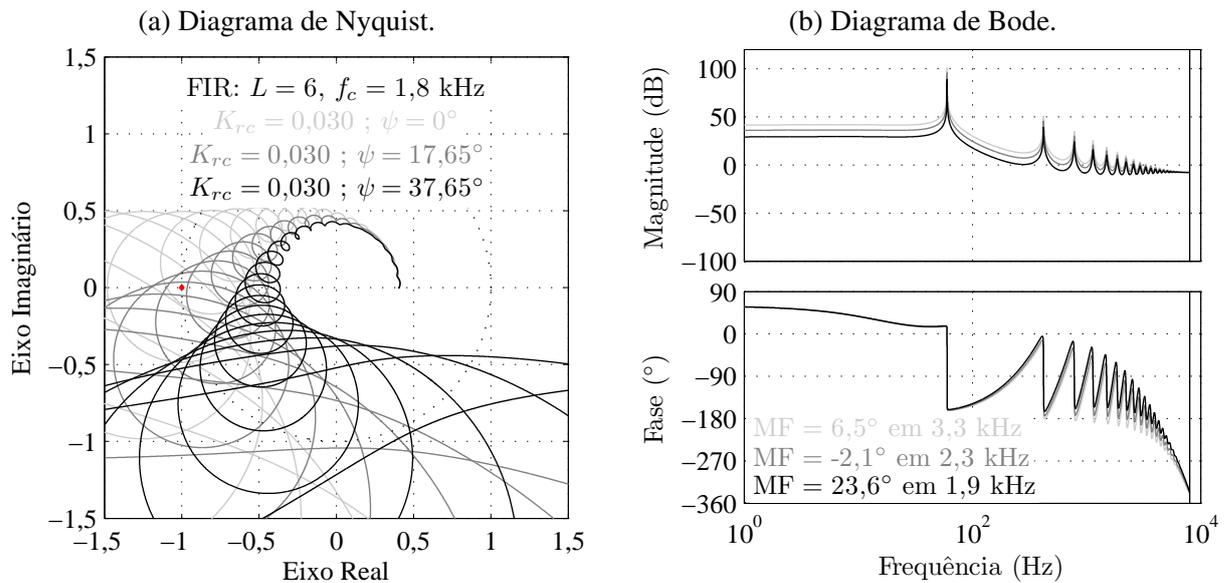
em que $\angle FTMA_{cs}(j2\pi f_{MF(swd)})$ representa o ângulo de fase desejado para a função de transferência em malha aberta do "sistema compensado", em $f_{MF(swd)}$. Em seguida, o zero e o polo do avanço de fase são calculados utilizando as seguintes equações:

$$Z = 2\pi \cdot f_{MF(swd)} \cdot \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\psi)}{1 + \text{sen}(\psi)}},\quad (5.14)$$

$$P = 2\pi \cdot f_{MF(swd)} \cdot \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\psi)}{1 - \text{sen}(\psi)}}.\quad (5.15)$$

Na Figura 78 são exibidos diagramas de Nyquist e Bode do mesmo "sistema não compensado" acrescido de avanços de fase com distintos parâmetros ψ .

Figura 78 – Impacto do parâmetro ψ na resposta em frequência do "sistema compensado".



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

- **Passo 6** - O compensador por avanço de fase é discretizado. Neste trabalho, foi utilizado o método de Tustin para essa discretização.

Essa estratégia não garante que o "sistema compensado" apresentará mesma frequência de cruzamento crítica do "sistema sem atraso", entretanto, permite ao projetista utilizar uma frequência fixa ($f_{MF(swd)}$) para auxiliar a sintonia do compensador por avanço de fase. Dessa forma, a escolha dos parâmetros do controlador deve ser baseada tanto nas propriedades de estabilidade do "sistema compensado", quanto na sua frequência de cruzamento crítica.

- **Passo 7** - Para os pontos de operação selecionados no Passo 2, são obtidos os seguintes dados do "sistema compensado": margem de fase (MF_{cs}), frequência de cruzamento crítica ($f_{MF(cs)}$), inverso do pico da função sensibilidade (η_{cs}) e maior harmônica dentro da banda de passagem do sistema ($h_{MF(cs)}$). Todos esses dados são obtidos utilizando Matlab (analisados para $\angle FTMA_{cs}(j2\pi f_{MF(swd)}) = -160^\circ$) e estão exibidos na Tabela 8, cujas linhas representam os mesmos pontos de operação referidos nas linha da Tabela 7. O ângulo de fase $\angle FTMA_{cs}(j2\pi f_{MF(swd)}) = -160^\circ$ foi selecionado de modo que a margem de fase do "sistema compensado" (MF_{cs}) esteja entre 20° e 30° .
- **Passo 8** - Por fim, escolhe-se o ponto de operação mais adequado para o projeto, baseando-se nos indicadores de estabilidade relativa (η_{cs} e MF_{cs}) e nos indicadores da banda de passagem ($f_{MF(cs)}$ e $h_{MF(cs)}$). Caso nenhuma linha da Tabela 8 apresente uma combinação de configurações de estabilidade e frequência de cruzamento crítica aceitáveis, o projetista deve retornar ao Passo 5 e selecionar um novo ângulo de fase ψ .

Tabela 8 – Parâmetros do controlador iGDSC no "sistema compensado".

FIR: $L = 6$, $f_c = 1,8$ kHz						
$H_l(z): \angle FTMA_{cs}(j2\pi f_{MF(swd)}) = 20^\circ$						
K_{rc}	MF_{cs}	$f_{MF(cs)}$	$h_{MF(cs)}$	η_{cs}	$Z (\times 2\pi 10^3)$	$P (\times 2\pi 10^3)$
0,010	18,97°	1,16 kHz	19	0,309	0,73	1,91
0,015	21,19°	1,52 kHz	25	0,342	0,88	2,71
0,020	24,10°	1,53 kHz	25	0,387	1,00	3,67
0,025	26,25°	1,17 kHz	19	0,438	1,07	4,84
0,030	23,57°	1,89 kHz	31	0,320	1,13	4,66
0,035	27,84°	1,18 kHz	19	0,386	1,15	6,14
0,040	29,82°	0,82 kHz	13	0,450	1,13	8,09
0,045	29,45°	0,45 kHz	7	0,508	0,90	15,53
0,050	33,94°	0,09 kHz	1	0,579	0,48	41,29

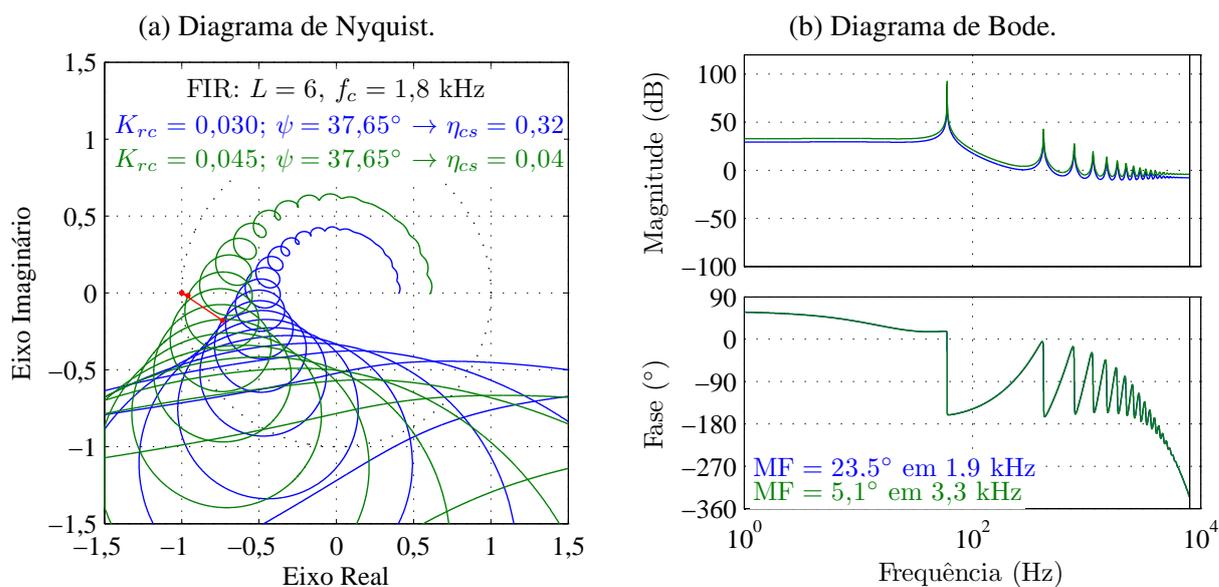
Fonte: Elaborada pelo autor.

5.4.1.2 Resultados Teóricos para o Ponto de Operação Selecionado

Para o ponto de operação selecionado para implementação, destacado na Tabela 8, os parâmetros obtidos são $K_{rc} = 0,030$, $Z = 1,13 \cdot 2\pi 10^3$ e $P = 4,66 \cdot 2\pi 10^3$. Essa configuração resulta em um "sistema compensado" com margem de fase de aproximadamente $23,6^\circ$ e frequência de cruzamento crítica correspondente à 31^a componente harmônica.

Conforme feito para as outras estratégias baseadas em RC, o ganho repetitivo pode ser aumentado objetivando tornar a resposta do "sistema compensado" mais rápida. Neste trabalho, essa sintonia é feita variando o ganho repetitivo até obter margem de fase próxima a 5° . Na Figura 79 são apresentados os diagramas de Nyquist e Bode nos dois pontos de operação que foram implementados e obtidos resultados experimentais.

Figura 79 – Diagramas de Nyquist e Bode do "sistema compensado" em malha aberta. Resultados para controladores com avanço de fase $\psi = 37,65^\circ$ e ganhos repetitivos $K_{rc} = 0,030$ e $K_{rc} = 0,045$.



5.5 CONCLUSÕES

Visto que foram selecionadas três estratégias para serem comparadas com o controlador proposto, fez-se necessário apresentar a metodologia de projeto utilizada para cada uma delas.

A primeira estratégia abordada neste capítulo foi uma associação em paralelo de controladores P-SSIs, cuja metodologia de projeto foi baseada nos trabalhos científicos de Yepes et al. (2010) e Yepes et al. (2011). As estratégias $6k \pm 1$ RC propostas por Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014) são implementadas como apresentado nos seus respectivos artigos. Contudo, a metodologia de sintonia dos ganhos proporcional e repetitivo foi idealizada pelo autor deste trabalho, provando-se uma forma simples e eficiente para projeto de controladores repetitivos utilizados em uma configuração *plug-in* ou em paralelo com uma ação proporcional.

Ao abordar o controlador proposto, apresentou-se uma metodologia de projeto que possibilita ao projetista sintonizar o ganho repetitivo e projetar um avanço de fase capaz de atenuar atrasos computacionais, que existem na implementação prática. A metodologia utilizada provou-se eficiente tanto teoricamente quanto em simulações, sendo analisada experimentalmente no capítulo a seguir.

6 RESULTADOS

Neste capítulo, são apresentados resultados de simulação e experimentais obtidos para as malhas de controle de tensão e corrente. Em seguida, são comparados os desempenhos das estratégias de controle projetadas no Capítulo 5.

6.1 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

As estratégias de controle abordadas no Capítulo 5 foram validadas e comparadas utilizando uma montagem disponível no laboratório experimental do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE. Essa montagem consiste em dois inversores trifásicos conectados em uma estrutura *back-to-back*, possibilitando sua atuação como APFs em série e em paralelo. Contudo, devido à necessidade de medir as correntes consumidas pela carga, algumas modificações foram realizadas visando melhor aproveitamento dos recursos disponíveis da montagem original. Ambos os diagramas do circuito de potência da montagem original e modificada estão disponíveis no Apêndice C.

Haja vista que se desejava aproveitar os sensores e suas conexões com a placa de condicionamento de sinais, já disponíveis da montagem original, a carga não-linear é conectada à rede através dos transformadores do APF série, de relação de espiras 1 : 1. Dessa forma, as indutâncias de dispersão desses transformadores são consideradas como indutâncias da carga, representadas no Capítulo 4 por L_l .

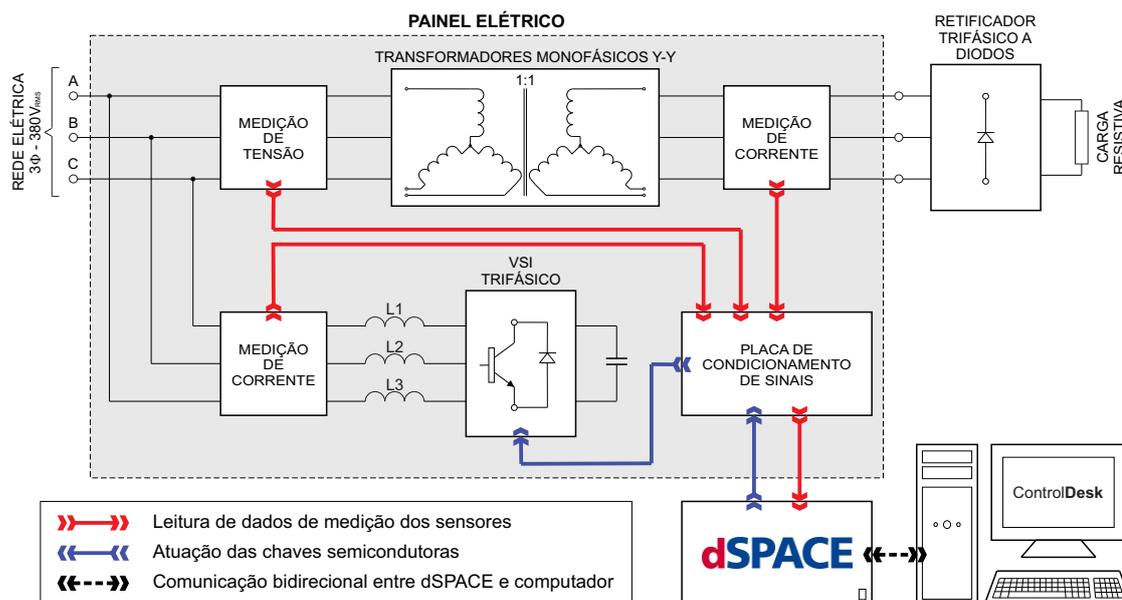
Conforme apresentado na Figura 80, os dados de medição dos sensores são enviados à placa de condicionamentos de sinais, que pré-processa a informação analógica e a envia para o dSPACE. A estratégia de controle é implementada em Simulink e gravada no dSPACE, que processa as variáveis medidas e calcula a ação de controle. Finalmente, as chaves semicondutoras do VSI trifásico são atuadas de acordo com essa ação de controle.

O dSPACE envia e recebe informações do computador, em tempo de execução, através do *software* ControlDesk. Assim, é possível armazenar quaisquer variáveis do sistema de controle, bem como alterar dinamicamente parâmetros desse sistema. Na Figura 81 é apresentada uma tela capturada do *software* ControlDesk enquanto o experimento é realizado.

Todos os gráficos exibidos no ControlDesk são armazenados como um *workspace* do Matlab. Dessa forma, os resultados experimentais apresentados neste capítulo são plotados utilizando Matlab e, por consequência, alguns resultados práticos, como distorção harmônica total, são obtidos a partir do processamento desses dados.

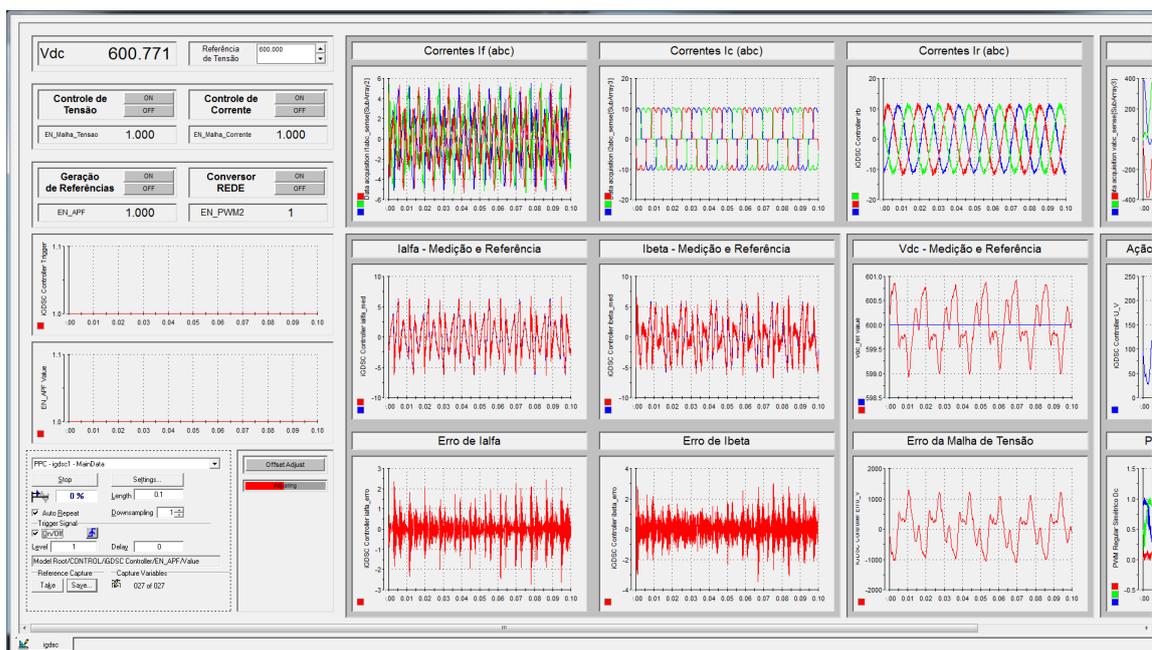
Na Figura 82 é apresentada a bancada experimental utilizada para obtenção dos resultados deste trabalho. Os principais parâmetros dessa montagem estão exibidos na Tabela 9.

Figura 80 – Representação simplificada da bancada experimental utilizada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 81 – Captura da tela do computador rodando o *software* ControlDesk.

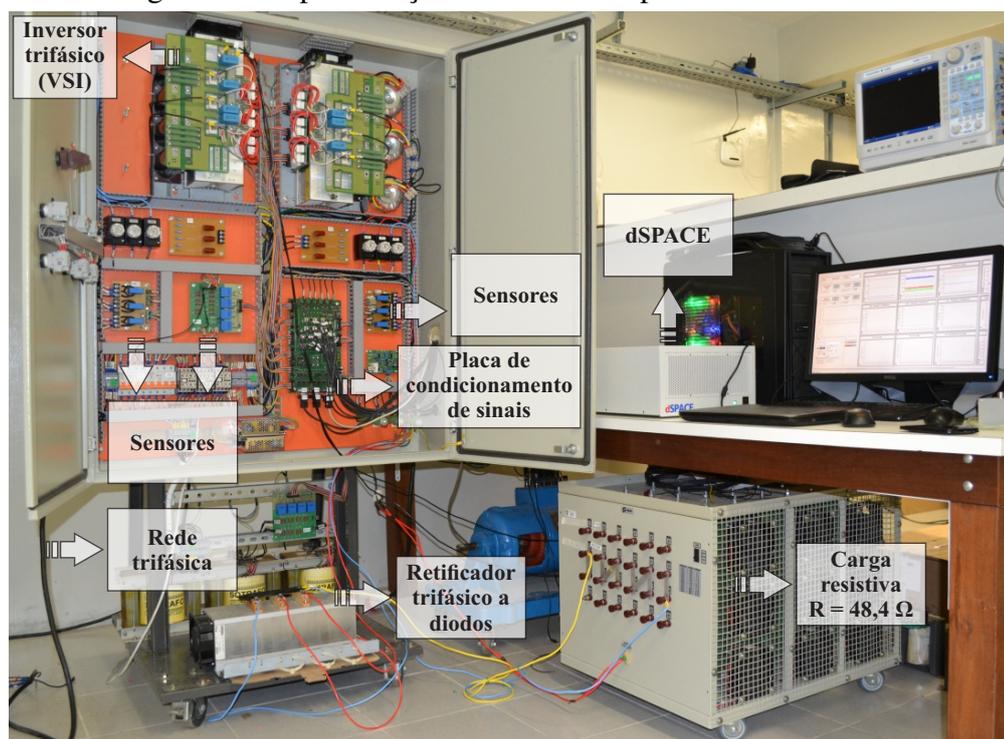


Fonte: Elaborada pelo autor.

6.2 MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO

Apesar do foco deste trabalho ser a comparação de estratégias utilizadas para o controle de corrente, fez-se necessário controlar a tensão do barramento CC para o funcionamento adequado do sistema. Assim, os resultados de regime permanente e transitório são apresentados e brevemente comentados nesta seção.

Figura 82 – Apresentação da bancada experimental utilizada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 9 – Parâmetros da montagem experimental.

Rede Elétrica			Trafos	Filtro do APF		Carga	Bar. CC	Amostragem
$V_r(ff)$ (V_{RMS})	L_r ² (μH)	R_r ² ($\text{m}\Omega$)	L_l ¹ (mH)	L_f ¹ (mH)	R_f ¹ ($\text{m}\Omega$)	R_{carga} (Ω)	C (mF)	f_s (kHz)
380	186,17	31,7	1,4830	2,5635	307,5	48,4	4,7	17,28

¹ Obtidos a partir de ensaio experimental dos indutores de saída do APF e dos transformadores Y-Y;

² Estimados como sendo a impedância série do transformador trifásico que conecta o laboratório experimental à rede elétrica, para $Z = 4,0\%$ e $X/R = 2,2138$ (WEG, 2017).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tanto em simulação quanto experimentalmente, verificou-se que caso a corrente seja compensada, o controlador da malha externa consegue regular a tensão no barramento CC de forma eficaz, logo, a alteração da estratégia utilizada para controle de corrente não influencia na atuação da malha externa.

6.2.1 Procedimento de Inicialização

Atuar o controle de tensão quando se tem uma tensão máxima de linha superior à tensão do barramento CC pode levar o sistema à instabilidade. Consequentemente, para carregar o capacitor do barramento CC utilizou-se o seguinte procedimento de inicialização:

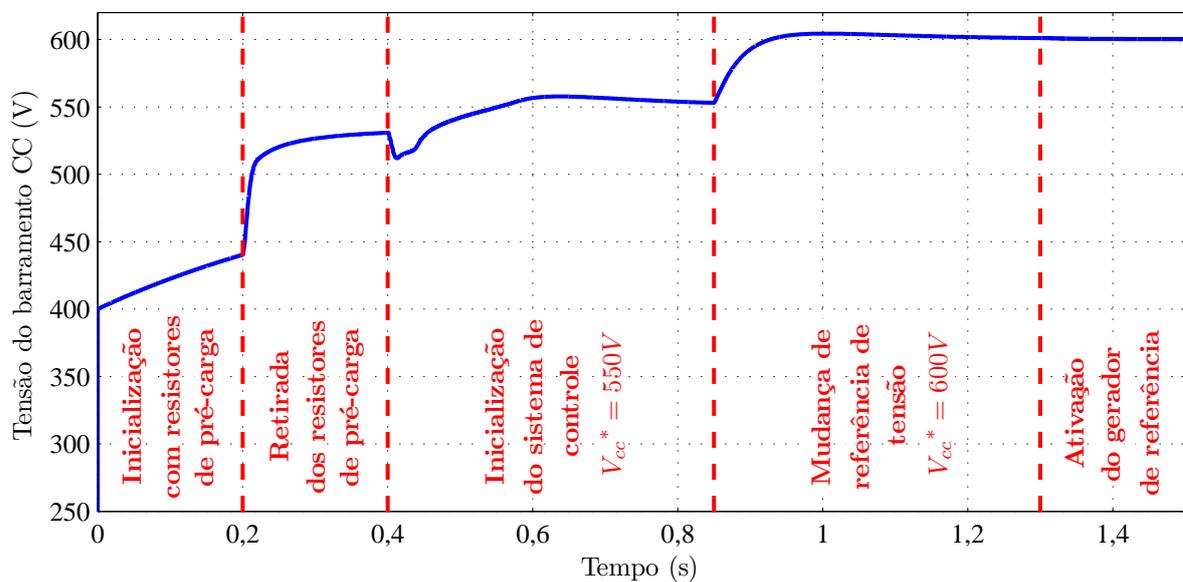
- Todos os IGBTs do VSI trifásico são iniciados para atuar como chaves abertas. Essa condição propicia o carregamento inicial do capacitor através dos diodos em anti-paralelo

aos IGBTs, que opera como um retificador trifásico a diodos. A derivada de corrente é limitada através de resistores de pré-carga.

- Quando a tensão do barramento CC é estabilizada, os resistores de pré-carga são curto-circuitados por um conjunto de contatores. Ao fazer isso a derivada de corrente drenada da rede aumenta e a tensão do barramento CC volta a subir.
- Uma vez que a tensão medida iguala-se à máxima tensão de linha da rede, o sistema de controle é acionado. Os IGBTs passam a ser atuados pelo sistema de controle, fazendo a tensão medida no barramento CC acompanhar a referência.
- Por fim, o gerador de referência deve ser ativado para que o VSI trifásico passe a atuar como filtro ativo de potência.

Na Figura 83 é exibida a tensão no capacitor do barramento CC durante uma simulação do procedimento de inicialização. Nesse exemplo, considera-se que o capacitor do barramento CC apresenta uma tensão inicial de 400 V e que é feita uma variação da referência de tensão de 550 V para 600 V em 0,85 s.

Figura 83 – Simulação - Tensão no barramento CC durante procedimento de inicialização.

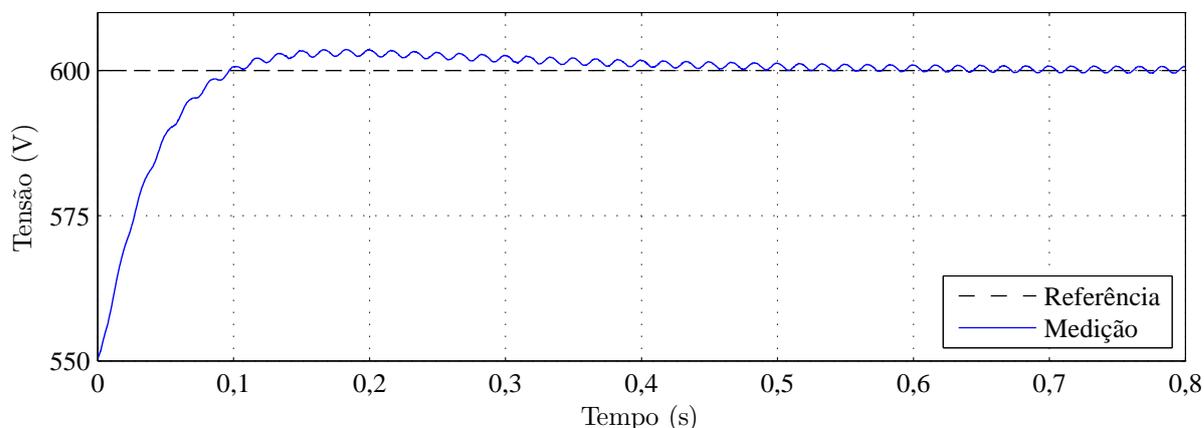


Fonte: Simulação realizada na ferramenta Simulink do *software* Matlab R2010a.

6.2.2 Análise de Regime Permanente e Transitório

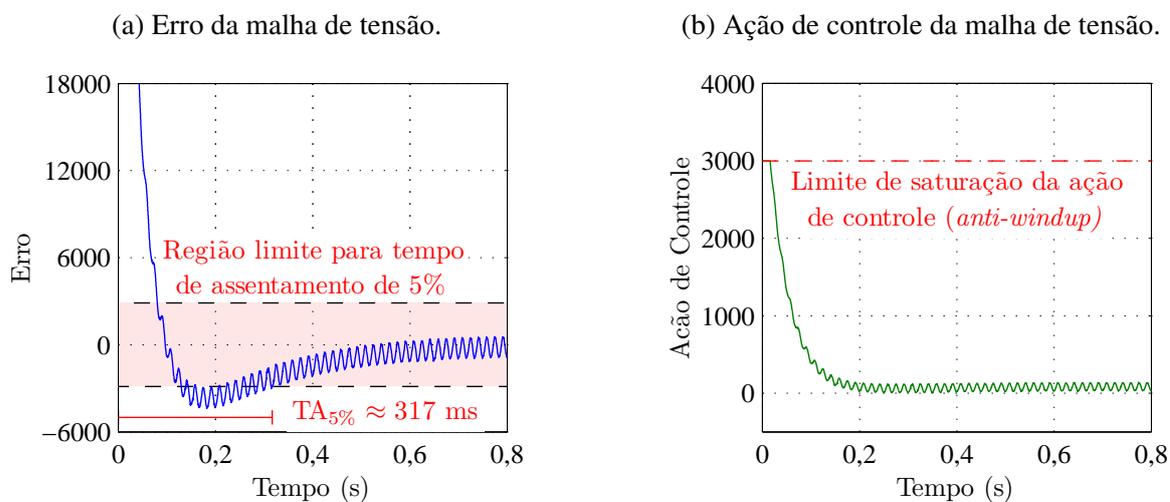
Os resultados experimentais foram consistentes com as simulações, provando a eficácia do controlador de tensão projetado. Esses resultados, apresentados a seguir utilizando o controlador iGDSC na malha de corrente, são exibidos nas Figuras 84 e 85.

Figura 84 – Experimento - Controle de tensão no barramento CC, dada uma variação em degrau no sinal de referência (550 V para 600 V).



Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

Figura 85 – Experimento - Gráficos de erro e ação de controle da malha de tensão, dada uma variação em degrau no sinal de referência (550 V para 600 V).



Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

A resposta à variação em degrau da referência, apresentada na Figura 84, comprova o funcionamento da malha de tensão. Contudo, é possível observar a presença de uma oscilação em regime permanente. Após alguns testes, foi verificado que essa oscilação era decorrente de ruído de medição, cuja amplitude era aproximadamente 0,5 V (desconsiderável quando comparada à referência de 600 V).

A partir do gráfico do erro da malha de tensão (Figura 85a) é possível observar que o sistema apresentou um tempo de acomodação de 5% ($TA_{5\%} \approx 317 \text{ ms}$), enquanto o gráfico da ação de controle (Figura 85b) mostra a ação de controle sendo limitada pelo saturador da ação

anti-windup. Além disso, é possível observar que a ação de controle converge para um valor não nulo, o que ocorre devido a existência de perdas não modeladas do VSI.

6.3 MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE

Nas subseções a seguir, a malha de controle de corrente é analisada e são apresentados alguns resultados obtidos tanto em regime permanente quanto no transitório. Em seguida, é feita uma comparação entre as estratégias de controle utilizadas.

Conforme apresentado no Capítulo 5, foram utilizados dois pontos de operação para a sintonia dos parâmetros dos controladores analisados. São eles:

- **Ponto de operação I** - Representa uma configuração dos parâmetros que possibilita uma margem de fase entre 23° e 29° , priorizando uma melhor condição de estabilidade;
- **Ponto de operação II** - Representa uma sintonia dos parâmetros numa configuração que diminui o tempo de resposta do sistema, entretanto apresenta margem de fase baixíssima ($\approx 5^\circ$).

6.3.1 Análise de Regime Permanente

Quando em regime permanente, um filtro ativo paralelo ideal deve fazer com que as correntes drenadas da rede (i_{ra} , i_{rb} e i_{rc}) apresentem apenas a componente FFPS. Entretanto, devido a limitações práticas isso não é possível. Consequentemente, a performance do controlador de corrente em regime permanente é normalmente medida através da distorção harmônica total das correntes drenadas da rede, devendo essa ser inferior aos valores estipulados por normas técnicas.

Neste trabalho, será utilizada a norma IEEE Std 519-2014 (IEEE. . . , 2014) como referência, cujos limites de corrente por componente harmônica para operação em regime permanente são apresentados na Tabela 10. A condição em que se enquadra o experimento está destacada na tabela. A máxima distorção harmônica permitida para corrente demandada pela carga é representada por TDD (*total demand distortion*).

Nas Figuras 86 e 87 são apresentadas as medições de corrente drenadas da rede (i_{ra} , i_{rb} e i_{rc}) no experimento. Vale ressaltar que a Figura 86a apresenta essas medições em uma situação em que não se utiliza APF. A partir dessas figuras, é possível observar que todos os controladores implementados estão atuando de modo a atenuar a contaminação harmônica da rede, contudo, faz-se necessário a análise da THD de cada uma dessas situações.

Os espectros harmônicos de todas as correntes medidas estão exibidos nas Figuras 88 e 89, onde as barras em azul escuro indicam o valor limitado pela norma IEEE Std 519-2014 (IEEE. . . , 2014) e as outras três cores utilizadas indicam a magnitude percentual das componentes

Tabela 10 – Limites para distorção harmônica de corrente para sistemas de distribuição (120 V até 69 kV).

Máxima distorção harmônica percentual permitida para corrente I_r						
Ordem harmônica h (para componentes ímpares)						
$T = I_{SC}/I_r$	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TDD
$T < 20$ *	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
$T > 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Componentes harmônicas pares são limitadas a 25% da componente ímpar superior.

Distorção harmônica que resulta em um *offset* CC não são permitidas.

* Todo equipamento de geração de potência é limitado a esses valores de distorção de corrente, independentemente de seu I_{SC}/I_r .

onde

I_{SC} = Máxima corrente de curto-circuito no PCC.

I_r = Máxima corrente demandada pela carga (componente de frequência fundamental) no PCC em condições normais de operação.

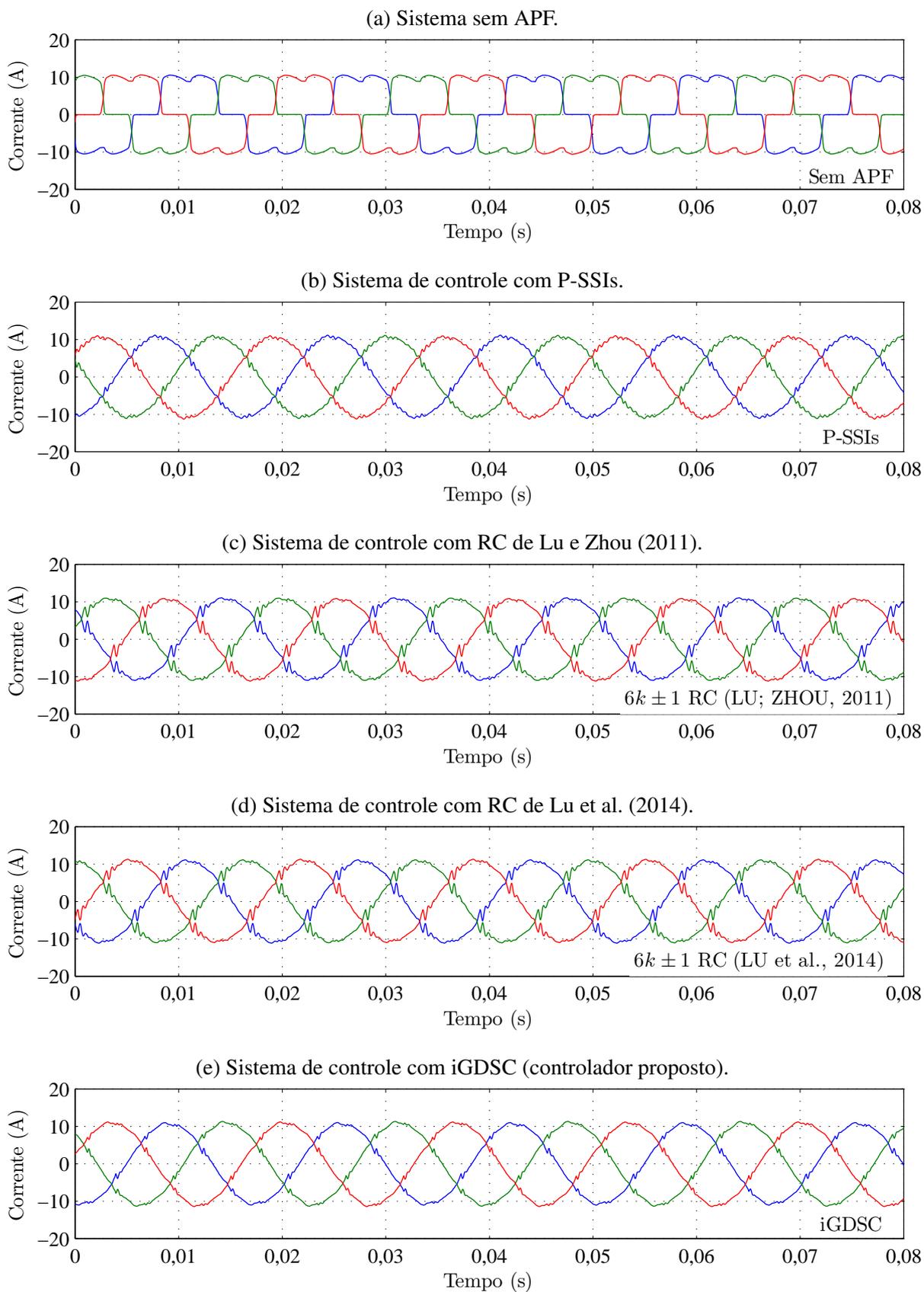
Fonte: IEEE Std 519-2014 (IEEE. . . , 2014).

harmônicas para as fases a , b e c . Também estão indicadas nessas figuras a THD de cada corrente medida.

A partir desses resultados experimentais, é possível observar os seguintes fatos:

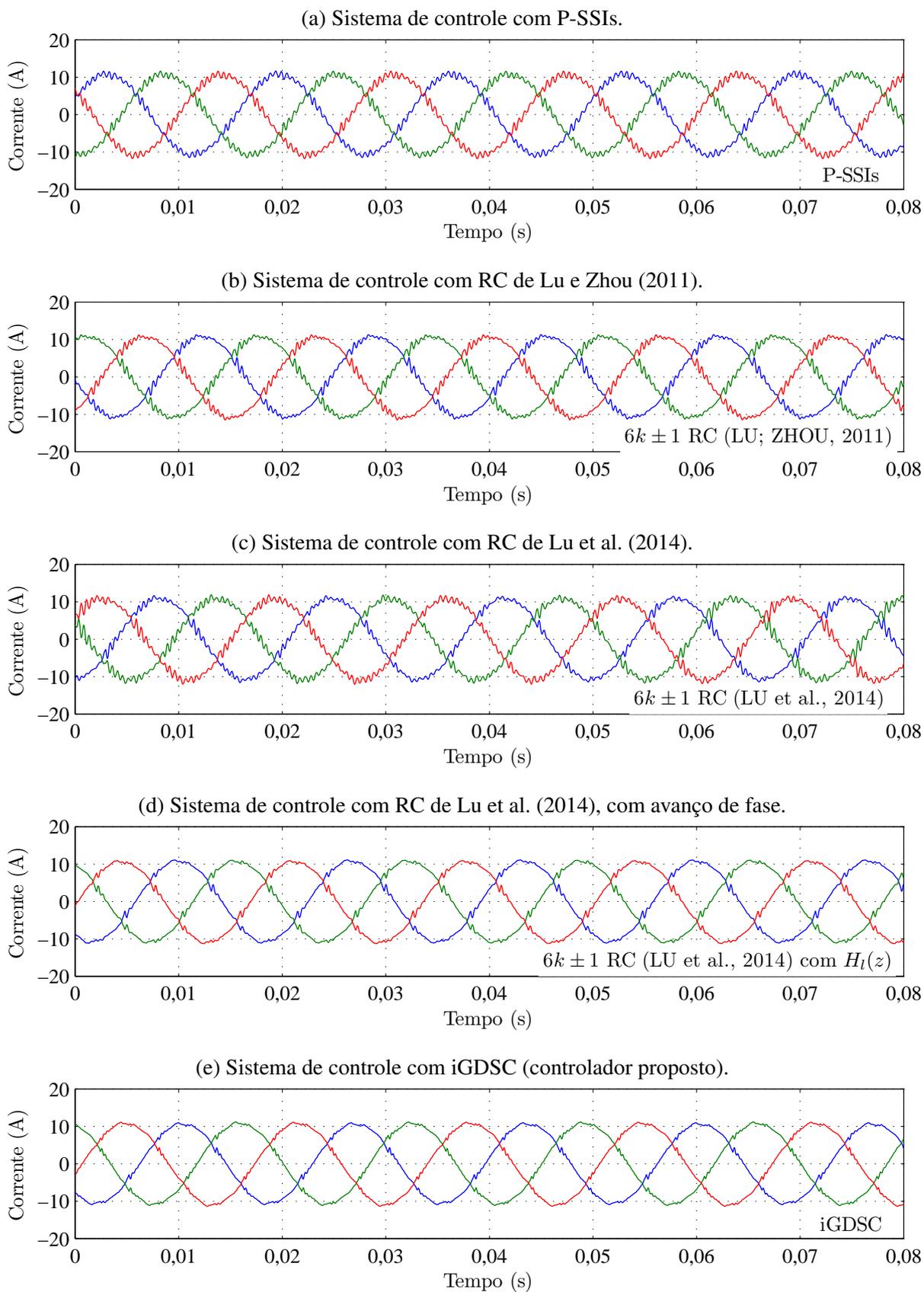
- Apenas os sistemas de controle que utilizavam controlador iGDSC (em ambos os pontos de operação), controlador baseado em múltiplos P-SSIs em paralelo (no ponto de operação I) e controlador $6k \pm 1$ RC de Lu et al. (2014) com avanço de fase (no ponto de operação II), apresentam THD abaixo do máximo valor permitido pela norma;
- A utilização de múltiplos P-SSIs em paralelo deve ser feita com cautela, visto que foi a única estratégia de controle implementada que apresentou uma piora de performance em regime permanente ao aumentar o ganho do controlador.

Figura 86 – Experimento - Correntes drenadas da rede considerando: sistema sem APF (a); e controladores projetados para atuarem no ponto de operação I (b)-(e).



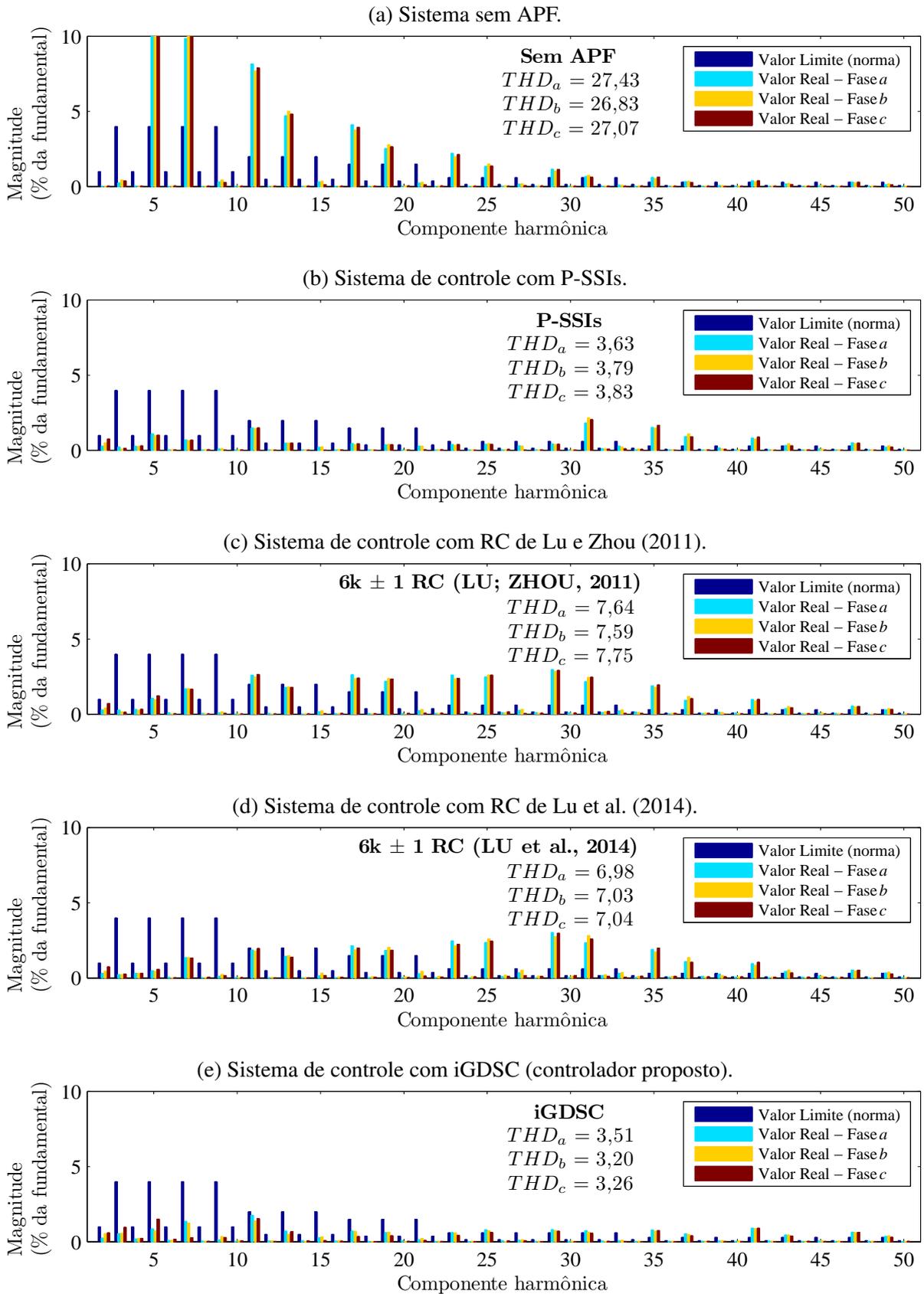
Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

Figura 87 – Experimento - Correntes drenadas da rede considerando controladores projetados para atuarem no ponto de operação II (a)-(e).



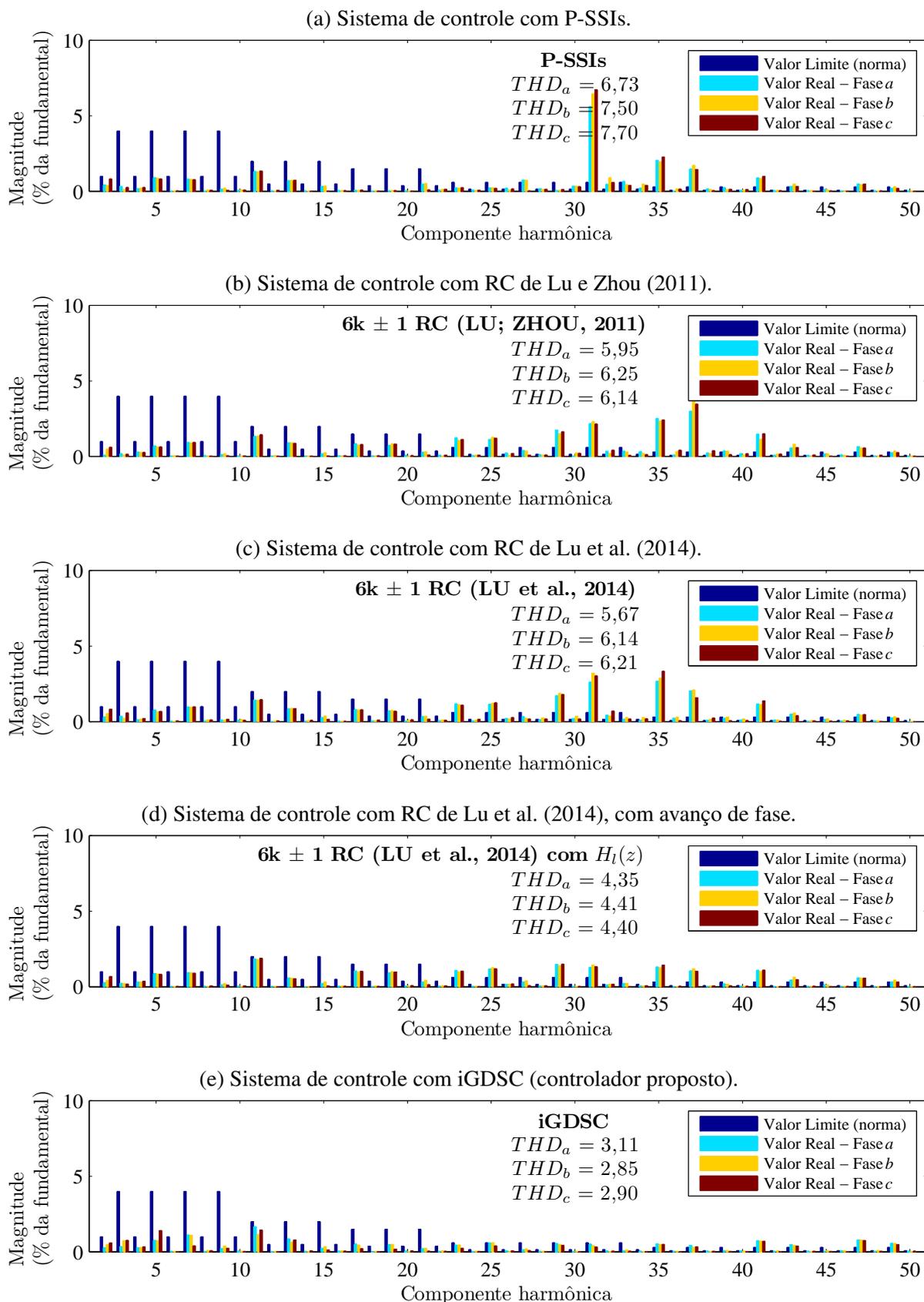
Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

Figura 88 – Experimento - Espectro harmônico e THD das correntes da rede para: sistema sem APF (a); e controladores projetados para ponto de operação I (b)-(e).



Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

Figura 89 – Experimento - Espectro harmônico e THD das correntes drenadas da rede considerando controladores projetados para ponto de operação II (a)-(e).



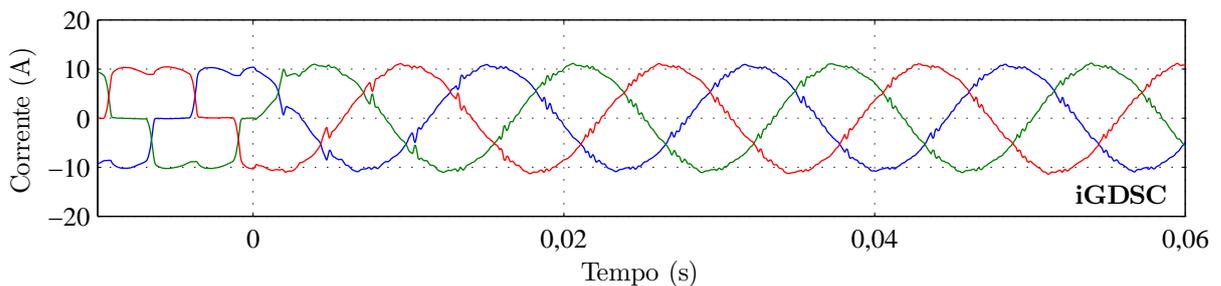
Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

6.3.2 Análise de Regime Transitório

Dentre os critérios de desempenho de sistemas de controle, neste trabalho é utilizado o tempo de acomodação para fazer uma análise comparativa entre as estratégias de controle implementadas. Esse critério representa o tempo necessário para a resposta ficar dentro de uma faixa de $\pm 5\%$ do valor final, podendo ser obtido ao analisar o sinal de erro do sistema de controle.

A avaliação do tempo de acomodação é aqui realizada através da ativação do bloco de geração de referência. Antes desse gerador ser habilitado, o sinal de referência da malha de corrente é formado apenas pela ação de controle da malha de tensão e, por consequência, apenas a regulação da tensão do barramento CC é realizada. Nesse momento, o APF opera como se não houvesse carga não linear conectada ao PCC, logo, habilitar o gerador de referências torna-se equivalente a aplicar um degrau de carga não linear no sistema. Na Figura 90 são apresentadas as correntes drenadas pela rede no transitório acima descrito, para uma implementação do controlador iGDSC sintonizado no ponto de operação II.

Figura 90 – Experimento - Correntes drenadas da rede ao acionar a geração de referência do APF. Resultado obtido para controlador iGDSC sintonizado no ponto de operação II.

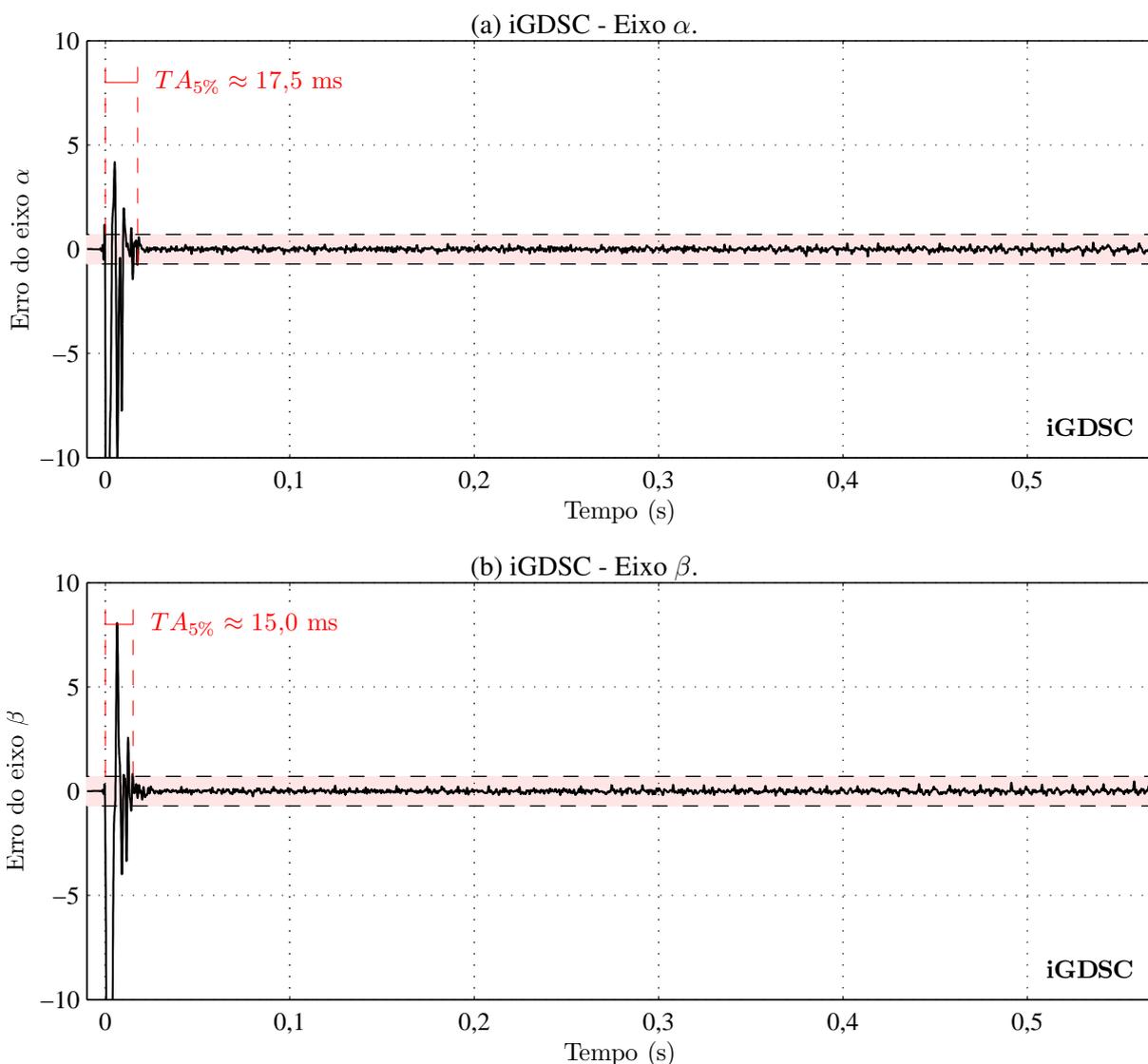


Fonte: Obtida experimentalmente utilizando dSPACE e Matlab 2010a.

A medição do tempo de acomodação foi realizada através de simulações para obtenção dos resultados apresentados nas Figuras 91, 92 e 93. O sistema foi simulado apenas com malha de corrente, fazendo o barramento CC do APF ser alimentado por uma fonte CC. Além disso, o gerador de referência foi habilitado após 0,03 s do início da simulação.

Nos gráficos a seguir, a faixa destacada representa a região que determina o tempo de acomodação do sistema. Para cada estratégia de controle implementada são exibidos os gráficos de erro dos eixos α e β , nos quais são destacadas o tempo de acomodação, conforme apresentado no exemplo destacado da Figura 91. Em decorrência da estratégia $6k \pm 1 RC$ (LU; ZHOU, 2011) apresentar pequenas variações de alta frequência que não permitia sua convergência para a faixa destacada, assim, visando uma comparação justa das estratégias de controle, foram utilizados filtros passa-baixas com frequência de cruzamento de 1 kHz em todos os resultados.

Figura 91 – Simulação - Erros dos eixos α e β da malha de corrente. Resultados obtidos para controlador iGDSC atuando no ponto de operação II.

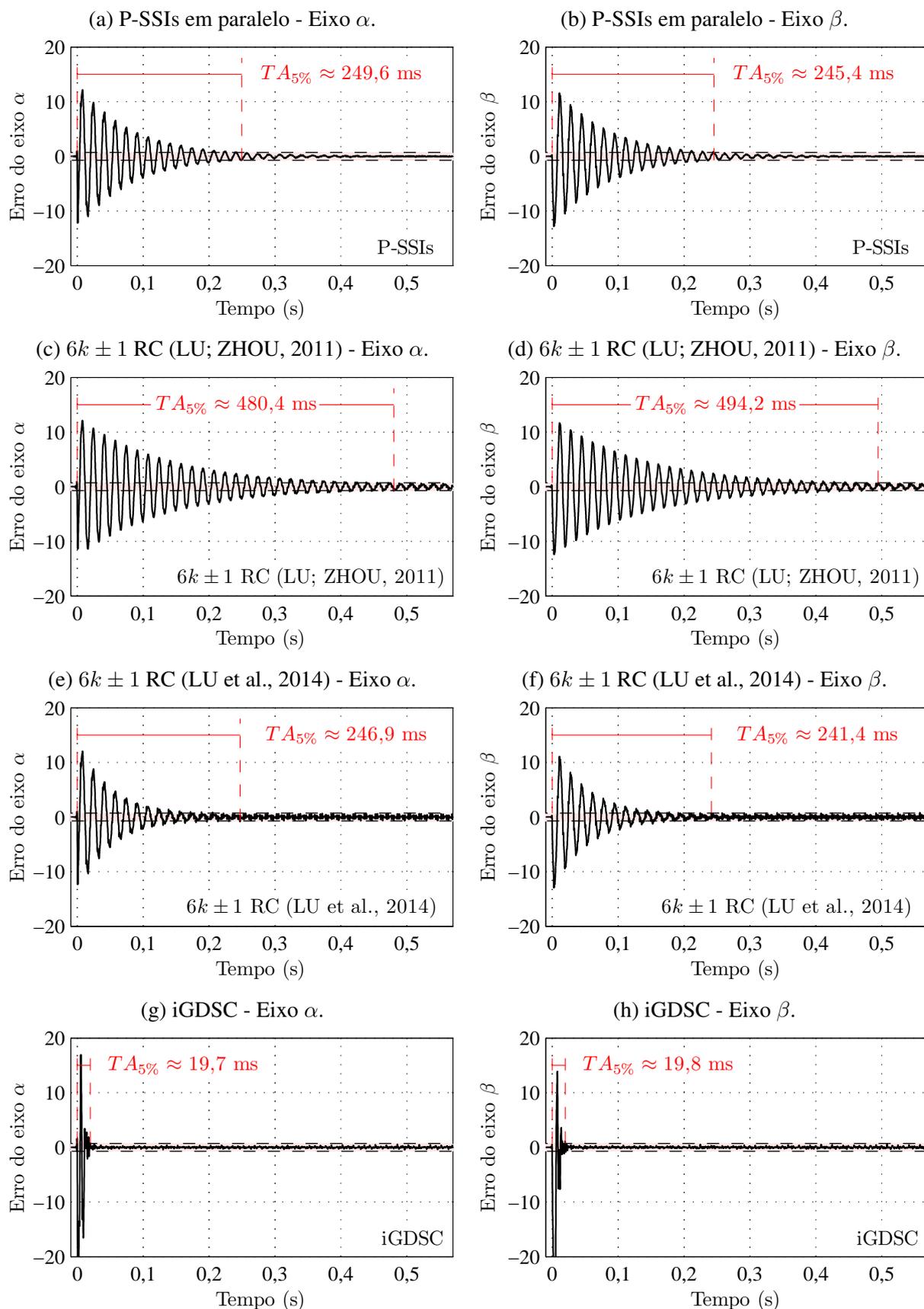


Fonte: Simulação realizada na ferramenta Simulink do *software* Matlab R2010a.

A partir desses resultados de simulação, é possível observar os seguintes fatos:

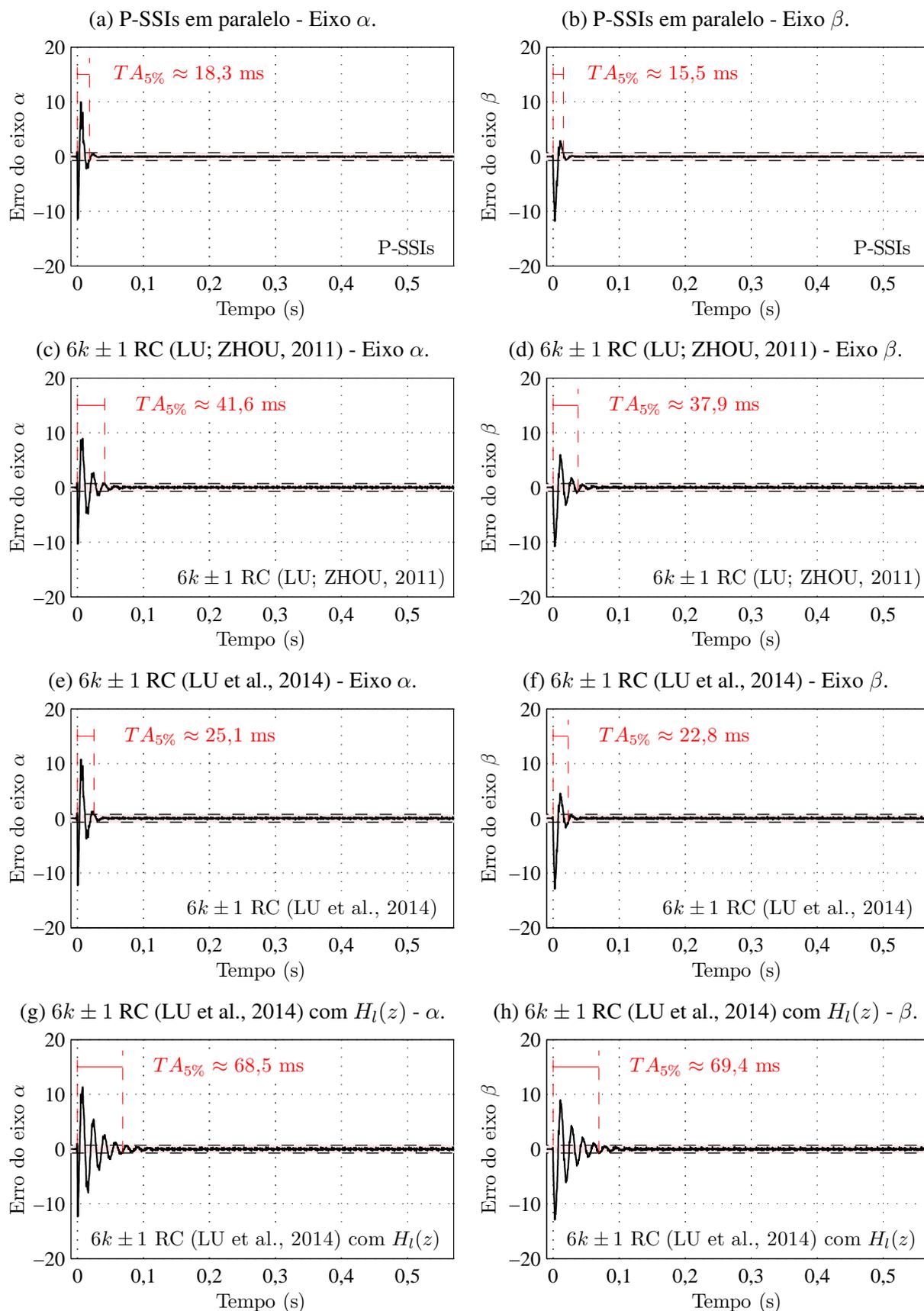
- Conforme esperado, todas as estratégias implementadas utilizando o ponto de operação II apresentaram menor tempo de acomodação quando comparadas às mesmas estratégias sintonizadas no ponto de operação I;
- O acréscimo de um avanço de fase ao controlador $6k \pm 1 \text{ RC}$ (LU et al., 2014) (Figuras 93g e 93h) provocou um aumento no tempo de acomodação do sistema simulado.

Figura 92 – Simulação - Erros dos eixos α e β da malha de corrente. Resultados para o ponto de operação I.



Fonte: Simulação realizada na ferramenta Simulink do *software* Matlab R2010a.

Figura 93 – Simulação - Erros dos eixos α e β da malha de corrente. Resultados para o ponto de operação II.



Fonte: Simulação realizada na ferramenta Simulink do software Matlab R2010a.

6.4 COMPARAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE IMPLEMENTADAS

Todos os resultados de regime permanente e transitório apresentados neste capítulo, juntamente aos dados teóricos de estabilidade obtidos no Capítulo 5, são reapresentados na Tabela 11. Cada linha dessa tabela representa uma condição simulada e implementada.

Tabela 11 – Resultados de simulação e experimentais para todas as estratégias de controle implementadas.

Ponto de operação I - Projeto para maior margem de fase						
Estratégia de controle	MF^1	η^1	THD_a^2	THD_b^2	THD_c^2	$TA_{5\%}^3$
P-SSIs (YUAN et al., 2002)	29,0°	0,28	3,63%	3,79%	3,83%	$\alpha \rightarrow 249,6$ ms $\beta \rightarrow 245,4$ ms
$6k \pm 1$ RC + P (LU; ZHOU, 2011)	27,4°	0,27	7,64%	7,59%	7,75%	$\alpha \rightarrow 480,4$ ms $\beta \rightarrow 494,2$ ms
$6k \pm 1$ RC (LU et al., 2014)	27,3°	0,25	6,98%	7,03%	7,04%	$\alpha \rightarrow 246,9$ ms $\beta \rightarrow 241,4$ ms
iGDSC com $H_l(z)$	23,5°	0,32	3,51%	3,20%	3,26%	$\alpha \rightarrow 19,7$ ms $\beta \rightarrow 19,8$ ms
Ponto de operação II - Projeto para menor tempo de acomodação						
Estratégia de controle	MF^1	η^1	THD_a^2	THD_b^2	THD_c^2	$TA_{5\%}^3$
P-SSIs (YUAN et al., 2002)	15,8°	0,20	6,73%	7,50%	7,70%	$\alpha \rightarrow 18,3$ ms $\beta \rightarrow 15,5$ ms
$6k \pm 1$ RC + P (LU; ZHOU, 2011)	4,5°	0,06	5,95%	6,25%	6,14%	$\alpha \rightarrow 41,6$ ms $\beta \rightarrow 37,9$ ms
$6k \pm 1$ RC (LU et al., 2014)	5,1°	0,08	5,67%	6,14%	6,21%	$\alpha \rightarrow 25,1$ ms $\beta \rightarrow 22,8$ ms
$6k \pm 1$ RC com $H_l(z)$ (LU et al., 2014)	7,8°	0,08	4,35%	4,41%	4,40%	$\alpha \rightarrow 68,5$ ms $\beta \rightarrow 69,4$ ms
iGDSC com $H_l(z)$	5,1°	0,04	3,11%	2,85%	2,90%	$\alpha \rightarrow 17,5$ ms $\beta \rightarrow 15,0$ ms

¹ Obtidos a partir de análise teórica contendo planta modelada.

² Obtidos a partir de resultados experimentais utilizando dSPACE.

³ Obtidos a partir de simulações em Simulink utilizando os parâmetros da Tabela 9.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Com base nos dados apresentados acima, observa-se que o controlador iGDSC apresenta melhor performance tanto em tempo de acomodação quanto em atenuação da contaminação harmônica, para ambos os pontos de operação analisados. É importante ressaltar que o controlador proposto apresenta o maior índice η dentre os resultados obtidos para o ponto de operação I.

Ao analisar o ponto de operação II, observa-se que a estratégia de controle proposta passa a apresentar o menor índice η . Contudo, devido às baixas margens de estabilidade nesse ponto de operação, sugere-se que as estratégias $6k \pm 1$ RC (LU; ZHOU, 2011), $6k \pm 1$ RC (LU et al., 2014), $6k \pm 1$ RC com $H_i(z)$ (LU et al., 2014) e iGDSC não sejam implementadas em sistemas fora de laboratório. Essas condições de sintonização foram implementadas neste trabalho apenas como uma ferramenta para o melhor entendimento do sistema de controle e avaliação do aumento do ganho de cada um dos controladores.

Foi observado que, para as estratégias baseadas em RCs, torna-se possível aumentar o ganho da ação repetitiva K_{rc} ao acrescentar um compensador por avanço de fase em cascata com o RC. Ao fazer isso, a banda de passagem de cada pico de ressonância dos RC é aumentada e o efeito do atraso computacional é melhor mitigado. Como consequência, obtém-se um sistema que apresenta menores tempo de resposta e THD.

6.5 CONCLUSÕES

De modo geral, o controlador iGDSC apresentou melhores resultados em tempo de resposta e atenuação da contaminação harmônica das correntes drenadas da rede elétrica. Entretanto, foi possível observar um forte compromisso entre estabilidade e desempenho do controlador. Em relação aos demais controladores implementados, alguns resultados relevantes são apresentados a seguir:

- A estrutura de controle baseada em P-SSIs em paralelo apresentou bons resultados em regime permanente para o ponto de operação que buscava uma maior margem de fase, entretanto, exibiu um alto tempo de acomodação quando comparado ao controlador iGDSC. Além disso, foi observado uma piora indesejada de desempenho em regime permanente ao aumentar o ganho do controlador.
- Os controladores $6k \pm 1$ RC propostos por Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014) não conseguiram atingir o limite máximo de THD estipulado pela norma IEEE Std 519-2014.
- Ao aplicar um avanço de fase no controlador $6k \pm 1$ RC (LU et al., 2014) para atenuar quaisquer efeitos do atraso computacional, é possível observar uma melhora do desempenho em regime permanente juntamente um aumento do tempo de acomodação.

Por fim, ao analisar o estudo comparativo realizado neste capítulo, é possível concluir que o controlador proposto não apenas opera como assumido na hipótese inicial deste projeto, como também apresenta características de desempenho superiores a diversas técnicas bem aceitas na literatura, nas condições aqui projetadas. Assim, o controlador iGDSC apresenta-se como uma solução viável a ser utilizada em APFs trifásicos em paralelo.

7 CONCLUSÃO

A busca por trabalhos científicos relevantes sobre controladores de corrente para APFs paralelo foi inicialmente realizada através de uma análise crítica de artigos focados na comparação de estratégias aplicadas a esse fim, como realizado por Limongi et al. (2009). Em seguida, trabalhos complementares foram adicionados à literatura analisada através de buscas na plataforma *IEEE Xplore*, entretanto procurou-se principalmente por soluções baseadas em controladores repetitivos que pudessem ser utilizados para APFs trifásicos, em situações que apresentam alto conteúdo harmônico nas componentes da família $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. A partir das técnicas avaliadas, as seguintes estratégias de controle foram selecionadas para um estudo comparativo com o controlador proposto nesta dissertação: múltiplos P-SSIs em paralelo no referencial estacionário; $nk \pm m$ RC, proposto por Lu e Zhou (2011); e $nk \pm m$ RC, proposto por Lu et al. (2014).

Com as plantas do sistema adequadamente modeladas e validadas, foi possível projetar e implementar as quatro estratégias de controle abordadas. Visto que se selecionou dois pontos de operação distintos, um para obtenção de maior margem de fase e outro para menor tempo de acomodação, nove sistemas de controle distintos foram analisados em teoria, simulação e experimento, dos quais foram obtidos resultados que formaram a base de dados comparados nesta dissertação.

Para o ponto de operação que buscava melhores condições de estabilidade, ao utilizar a estrutura de controle baseada em P-SSIs obtiveram-se resultados satisfatórios em regime permanente, todavia, o sistema apresentou um alto tempo de acomodação. Ao aumentar o ganho do controlador, foi observado uma indesejável redução de desempenho em regime permanente. Dessa forma, a sintonia de controladores P-SSIs deve ser realizada com cautela. Por outro lado, os controladores $6k \pm 1$ RC propostos por Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014) não conseguiram atingir o limite máximo de THD estipulado pela norma IEEE Std 519-2014. Contudo, esse problema foi contornado ao compensar o atraso computacional decorrente da amostragem utilizando um avanço de fase.

Os problemas supracitados não foram observados nos sistemas de controle que utilizavam o controlador repetitivo vetorial proposto nesta dissertação, cuja estrutura avaliada foi nomeada iGDSC. A estratégia proposta possibilita a compensação de componentes harmônicas da família $H_s = \{nk + m \mid k \in \mathbb{Z}\}$, além de diferenciar-se das demais estratégias implementadas por possibilitar o projeto do controlador em um referencial vetorial, que, conseqüentemente, permite uma compensação seletiva em sequência de fases, como feito com controladores baseados em ROIGs (BUSADA et al., 2012).

Quanto às características de implementação, Lu et al. (2014) afirmam que as principais

vantagens da sua estratégia, em comparação com o controlador repetitivo convencional, são: a necessidade de uma menor quantidade de elementos de memória, sendo utilizadas $3\frac{N}{n}$ elementos por RC implementado, totalizando $6\frac{N}{n}$ elementos para uma aplicação em referencial estacionário $\alpha\beta$; e a obtenção de um menor tempo de acomodação. Visto que ao implementar o controlador iGDSC em sua forma escalar são utilizados apenas $2\frac{N}{n}$ elementos, a estratégia proposta neste trabalho apresenta-se superior em ambas as características.

Ainda sobre a implementação das técnicas avaliadas, a estratégia proposta por Lu e Zhou (2011) necessita de um total de $4\frac{N}{n}$ elementos de memória se implementada em referencial estacionário $\alpha\beta$, o dobro de elementos quando comparada ao controlador iGDSC. Já ao analisar a estratégia baseada em P-SSIs, foi possível observar que esta técnica utiliza um número significativamente menor de elementos de memória, entretanto sua complexidade de implementação aumenta de forma proporcional à quantidade de integradores senoidais utilizados. Além disso, a discretização utilizada para implementação dos P-SSIs apresenta muitas funções trigonométricas, tornando inviável sua utilização em uma estrutura adaptativa em frequência (YEPES et al., 2010).

Finalmente, o controlador iGDSC apresentou os melhores resultados em tempo de resposta e atenuação da contaminação harmônica das correntes drenadas da rede elétrica dentre as estratégias avaliadas. Contudo, seu projeto deve ser feito conforme a metodologia apresentada neste trabalho, visto que o controlador apresenta um forte compromisso entre estabilidade e desempenho. A partir do estudo comparativo realizado, conclui-se que o controlador iGDSC opera conforme assumido na hipótese inicial desta pesquisa, sendo assim uma estratégia de controle eficiente e competitiva frente às diversas técnicas difundidas na literatura.

7.1 CONTRIBUIÇÕES DO AUTOR

- A proposta de um controlador repetitivo vetorial implementado a partir de uma estrutura baseada na transformada GDSC com realimentação positiva e ação *feedforward* e, conseqüentemente, as configurações obtidas ao variar o seu parâmetro b (C2, C3 e C4);
- A proposta de uma estrutura elementar de controlador repetitivo nomeada por PRC, que pode ser utilizada para entender melhor estruturas de controle $nk \pm m$ RC;
- A análise do controlador iGDSC como um RC complexo, e, conseqüentemente, a classificação de sua estabilidade através dos domínios propostos por Hara et al. (1988);
- A metodologia utilizada para a sintonia dos parâmetros de controladores repetitivos em configuração *plug-in* ou em paralelo com uma ação proporcional, utilizada neste trabalho para sintonia das estratégias baseadas nos trabalhos de Lu e Zhou (2011) e Lu et al. (2014);
- A metodologia utilizada para a sintonia do ganho repetitivo e compensação do atraso unitário referente ao tempo computacional, que compõem a estratégia de controle proposta.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

Sugere-se acrescentar o mesmo compensador por avanço de fase utilizado para o controlador iGDSC aos RCs propostos por Lu e Zhou (2011) e Lu e Zhou (2011), para realizar uma nova comparação de desempenho. Espera-se que, devido ao maior domínio de estabilidade, o controlador iGDSC continue apresentando resultados competitivos. Além disso, sugere-se avaliar o desempenho do controlador iGDSC para transitório de carga.

Durante a revisão da literatura, foram analisados controladores repetitivos de ordem $nk \pm m$ que podem ser decompostos em PRCs com parâmetros $a(s) = 0$ (LU et al., 2014), ou com parâmetros $a(s) = 0,5$ (LU; ZHOU, 2011). Assim, sugere-se a investigação de uma estrutura de controle similar, que atue nesta mesma família de componentes harmônicas $H = \{nk \pm m \mid k \in \mathbb{N}\}$, porém que seja baseada na utilização de PRCs com parâmetro $a(s) = 1$ em paralelo.

Sugere-se realizar um estudo comparativo do desempenho dos controladores avaliados neste trabalho frente a pequenas variações na frequência da rede. Em seguida, quanto ao controlador iGDSC, sugere-se avaliar o esquema adaptativo do GDSC-PLL, proposto por Neves et al. (2010), de modo a buscar uma estratégia de controle adaptativa em frequência que permita ampliar a aplicabilidade do controlador proposto nesta dissertação. Além disso, as estratégias de adaptabilidade utilizadas para CRCs, tais como as comparadas em (MICHELS; STEFANELLO; GRUNDLING, 2012), devem ser implementadas e avaliadas para SV-RCs.

Sugere-se um estudo aprofundado sobre a utilização do grau de liberdade \vec{a} para melhorar o desempenho do sistema de controle. Espera-se que este parâmetro possa ser utilizado para realizar um avanço de fase juntamente ao controlador iGDSC.

Por fim, com relação à estrutura de controle baseada na transformada GDSC com realimentação positiva e ação *feedforward*, este trabalho propôs três configurações distintas obtidas para $b = -1$, $b = 0$ e $b = 1$. Sugere-se realizar um estudo comparativo entre essas três configurações, visando encontrar possíveis vantagens para cada uma, e estudar a viabilidade de utilizar $-1 < b < 0$ ou $0 < b < 1$. Espera-se que esse estudo possa ser extrapolado para o controlador repetitivo convencional e seu parâmetro $a(s)$ (HARA et al., 1988).

7.3 PUBLICAÇÕES RESULTANTES DO MESTRADO

A seguir estão enumerados os trabalhos (relacionados à dissertação de mestrado) aceitos para publicação em anais de congressos.

1. NETO, R. C.; SOUZA, H. E. P. de; NEVES, F. A. S.; AZEVEDO, G. M. S.; BATISTA, Y. N. Structures of Repetitive Controllers Based on GDSC with Feedforward Action. *27th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2018.

2. **NETO, R. C.**; NEVES, F. A. S.; SOUZA, H. E. P. de; ZIMANN, F. J.; BATSCHAUER, A. L. Design of Repetitive Controllers Through Sensitivity Function. *27th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2018.
3. **NETO, R. C.**; NEVES, F. A. S.; SOUZA, H. E. P. de; RECH, C. A $nk \pm m$ - Order Harmonic Repetitive Control Scheme with Improved Stability Characteristics. *27th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2018.

Adicionalmente, um trabalho (relacionados à dissertação de mestrado) foi submetido para publicação em periódicos:

4. ZIMANN, F. J.; **NETO, R. C.**; NEVES, F. A. S.; SOUZA, H. E. P. de; BATSCHAUER, A. L.; RECH, C. A Complex Repetitive Controller Based on GDSC. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.

Situação: *Major revision*.

Por fim, o autor colaborou com a edição e revisão do trabalho a seguir, o qual também foi aceito para publicação em anais de congressos:

5. BATISTA, Y. N.; SOUZA, H. E. P. de; NEVES, F. A. S.; DIAS FILHO, R. F.; **NETO, R. C.** A Fast Distance Relay Based on Variable-Structure GDSC. *27th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2018.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 3, p. 263–268, Maio 1994. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: *IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf.* [S.l.: s.n.], 1983. p. 1375–1386. Citado na página 67.
- ARCANJO, M. A. de C. *Controle Discreto de Sinais Trifásicos Distorcidos e Desbalanceados Baseado na Transformada de Fourier de Vetores Espaciais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Abril 2013. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 84.
- AREDES, M. *Active Power Line Conditioners*. Tese (Doutorado) — Universidade Técnica de Berlim, 1996. Citado na página 21.
- BHATTACHARYA, S. et al. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1032–1039. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 136.
- BOJOI, R. I. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, Novembro 2005. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 87.
- BOJYUP, M. et al. A multiple rotating integrator controller for active filters. In: *Conf. Rec. EPE [CD-ROM]*. [S.l.: s.n.], 1999. Citado 3 vezes nas páginas 24, 28 e 136.
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, Janeiro 1988. Citado na página 73.
- BUSADA, C. A. et al. Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 7, p. 2898–2909, Julho 2012. Citado 4 vezes nas páginas 30, 31, 65 e 124.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 722–729, Outubro 1998. Citado na página 27.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. 2nd. ed. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2015. Citado na página 85.
- DEPENBROCK, M. The fbd-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 8, n. 2, p. 381–387, Maio 1993. Citado na página 67.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. Citado na página 134.

- DUGAN, R. C. et al. *Electrical Power Systems Quality*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2003. Citado na página 20.
- ESCOBAR, G. et al. A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1383–1386, Junho 2006. Citado na página 36.
- FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *AIEE Transaction*, n. 37, p. 1027–1140, 1918. Citado na página 133.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, v. 2, n. 2, p. 170–194, Jun. 1975. Citado 3 vezes nas páginas 26, 34 e 45.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 2, p. 315–322, Março 1998. Citado na página 22.
- GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3701–3708. Citado na página 29.
- GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *Control System Design*. 1st. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2000. Citado na página 35.
- GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. Active ac power filter. In: *Proceedings in IEEE/IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1976. p. 529–535. Citado na página 21.
- HARA, S.; OMATA, T.; NAKANO, M. Synthesis of repetitive control systems and its application. In: *Proc. of IEEE 24th Conference on Decision and Control*. Fort Lauderdale, USA: [s.n.], 1985. p. 1387–1392. Citado 3 vezes nas páginas 34, 59 e 60.
- HARA, S. et al. Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 33, n. 7, p. 659–668, Jul. 1988. Citado 12 vezes nas páginas 8, 34, 35, 36, 37, 41, 54, 55, 57, 95, 125 e 126.
- 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, Junho 2014. Citado 2 vezes nas páginas 112 e 113.
- INOUE, T. Practical repetitive control system design. In: *29th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 1673–1678 vol.3. Citado na página 35.
- JANK, H. et al. Comparative analysis of pid, resonant and repetitive controllers applied to a single-phase pwm inverter. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.
- LASCU, C. et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1826–1835, Setembro 2007. Citado 3 vezes nas páginas 24, 33 e 34.
- LIMONGI, L. R. *Filtros ativos de potência para compensação de harmônicos de corrente e potência reativa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2006. Citado 4 vezes nas páginas 20, 22, 70 e 71.

LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 1, p. 20–31, Mar. 2009. Citado 10 vezes nas páginas 23, 24, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 89 e 124.

LU, W.; ZHOU, K. A novel repetitive controller for $nk \pm m$ order harmonics compensation. In: *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2480–2484. Citado 24 vezes nas páginas 7, 9, 38, 39, 40, 41, 57, 64, 91, 92, 94, 106, 114, 115, 116, 117, 118, 120, 121, 122, 123, 124, 125 e 126.

LU, W.; ZHOU, K.; WANG, D. General parallel structure digital repetitive control. *International Journal of Control*, v. 86, n. 1, p. 70–83, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

LU, W. et al. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for pwm converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, p. 1516–1527, Mar. 2014. Citado 23 vezes nas páginas 7, 9, 38, 40, 41, 57, 64, 94, 95, 106, 113, 114, 115, 116, 117, 119, 120, 121, 122, 123, 124, 125 e 126.

LUO, Z. et al. A repetitive control scheme aimed at compensating the $6k + 1$ harmonics for a three-phase hybrid active filter. *Energies*, v. 9, n. 10, p. 787, Sep. 2016. Citado 7 vezes nas páginas 7, 40, 41, 42, 51, 57 e 138.

MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F. P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1018–1024, Outubro 2004. Citado 3 vezes nas páginas 24, 35 e 36.

MICHELS, L.; STEFANELLO, M.; GRUNDLING, H. A. Análise comparativa de controladores repetitivos modificados para aplicação em inversores pwm. *SBA: Controle & Automação*, Scielo, v. 23, p. 263 – 276, 06 2012. Citado na página 126.

MOHAN, N. et al. Active filters for ac harmonic suppression. In: *IEEE/PES Winter Meeting*. [S.l.: s.n.], 1977. Citado na página 21.

MORAN, L. A.; DIXON, J. W.; WALLACE, R. 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, Agosto 1995. Citado na página 20.

NABAE, A.; NAKANO, H.; TOGASAWA, S. An instantaneous distortion current compensator without any coordinate transformation. In: *Proc. Int. Power Elect. Conf.* [S.l.: s.n.], 1995. p. 1651–1655. Citado na página 67.

NEVES, F. A. S. et al. The svft-based control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 4152–4160, Agosto 2014. Citado na página 49.

NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, Jul. 2010. Citado 7 vezes nas páginas 24, 25, 42, 43, 64, 69 e 126.

NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. 3rd. ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2000. Citado 2 vezes nas páginas 141 e 142.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector control and dynamics of AC drives*. [S.l.]: Oxford : Clarendon Press ; New York : Oxford University Press, 1996. Citado na página 134.

OGATA, K. *Discrete-time Control Systems (2nd Ed.)*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1995. Citado na página 80.

OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011. Citado 5 vezes nas páginas 26, 101, 140, 142 e 143.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis - part i. *Proceedings of Winter Convention of AIEE*, p. 716–730, 1929. Citado na página 135.

RIBEIRO, E. R. *Filtros ativos série para a compensação de harmônicas de tensão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Citado na página 20.

SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90, n. 5, p. 2009–2019, Setembro 1971. Citado na página 21.

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, Outubro 1999. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

SOUZA, H. E. P. de. *Uma abordagem vetorial para a detecção em tempo real de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa em sinais trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Agosto 2012. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P. A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. In: *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-Sinusoidal Conditions*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1–10. Citado na página 67.

TOGASAWA, S. et al. Reactive power compensation based on a novel cross-vector theory. *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, v. 114, p. 340–341, Março 1994. Citado na página 67.

WEG. *Seleção de Produtos - Catálogo Online de Transformadores WEG*. 2017. [Online; Acessado em 24-10-2017]. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/tec_cat/tech_transf_ficha.asp>. Citado na página 109.

YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, Julho 2010. Citado 6 vezes nas páginas 32, 87, 89, 90, 106 e 125.

YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, Nov. 2011. Citado 5 vezes nas páginas 31, 87, 88, 106 e 143.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, Março 2002. Citado 4 vezes nas páginas 24, 29, 30 e 122.

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 31.

ZHOU, K. et al. Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 193–201, Janeiro 2006. Citado 3 vezes nas páginas 36, 59 e 60.

ZHOU, K.; WANG, D. Digital repetitive controlled three-phase pwm rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 309–316, Janeiro 2003. Citado na página 59.

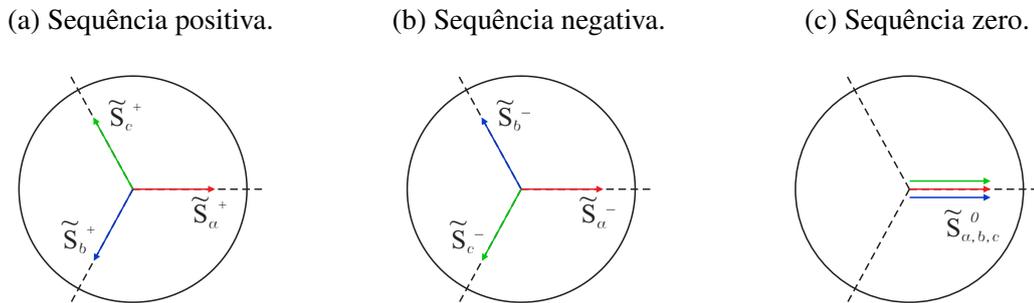
APÊNDICE A – ANÁLISE VETORIAL DE SINAIS TRIFÁSICOS

A.1 TEOREMA DE FORTESCUE

O teorema de Fortescue ou método das componentes simétricas, afirma que um sistema trifásico desequilibrado pode ser representado por três sistemas trifásicos equilibrados, sendo esses compostos pelas componentes de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero (FORTESCUE, 1918). A principal vantagem dessa abordagem é que, após a decomposição do sistema original em um sistema trifásico simétrico e equilibrado, uma análise monofásica pode ser estendida para as demais fases.

A seguir, são apresentadas na Figura 94 representações de sistemas de sequência positiva (94a), negativa (94b) e zero (94c). O primeiro sistema consiste em três fasores equilibrados, defasados de 120° , na mesma sequência de fases do sistema original ($a - b - c$). O segundo é representado por três fasores equilibrados, também defasados de 120° , porém com sequência de fases contrária à do sistema original ($a - c - b$). Por fim, a sequência zero é representada por três fasores equilibrados e em fase.

Figura 94 – Representação de sistemas utilizando teorema de *Fortescue*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Dado um conjunto de fasores originalmente desequilibrado (\tilde{S}_a , \tilde{S}_b e \tilde{S}_c), para calcular suas componentes simétricas (\tilde{S}^+ , \tilde{S}^- e \tilde{S}^0) faz-se

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}^+ \\ \tilde{S}^- \\ \tilde{S}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_{+-0}]} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

em que $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. Por outro lado, os fasores de sequência positiva e negativa podem ser representados em referencial abc , sendo assim calculados por

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_a^+ \\ \tilde{S}_b^+ \\ \tilde{S}_c^+ \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

e

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_a^- \\ \tilde{S}_b^- \\ \tilde{S}_c^- \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Da Equação (A.1), é possível observar que a componente de sequência zero (ou componente homopolar), calculada por

$$\tilde{S}^0 = \frac{1}{3} (\tilde{S}_a + \tilde{S}_b + \tilde{S}_c), \quad (\text{A.4})$$

deve ser nula quando $\tilde{S}_a + \tilde{S}_b + \tilde{S}_c = 0$.

A.2 VETORES ESPACIAIS E TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

O conceito de vetores espaciais foi inicialmente aplicado para a caracterização do fluxo magnético em máquinas elétricas, o que possibilitou a análise dinâmica dessas máquinas através de um conjunto reduzido de equações complexas. Essa abordagem proporciona uma notação compacta e de fácil manipulação algébrica quando comparada a análise utilizando variáveis reais em abc , além de apresentar uma interpretação gráfica simples (NOVOTNY; LIPO, 1996). Dessa forma, essa notação vetorial é fundamental em diversas estratégias para controle de acionamento elétrico, podendo ser também utilizada na modelagem de conversores estáticos em outras aplicações.

A definição matemática de vetores espaciais é obtida ao utilizar a transformada de Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951) para converter um sistema de coordenadas trifásico (abc) em um sistema de coordenadas bifásico, ortogonal e estacionário, de eixos α e β . Na Figura 95 é exibida a decomposição de um vetor $\vec{s}_{\alpha\beta}$ no referencial $\alpha\beta$.

A matriz transformação de Clarke, em sua implementação invariante em potência, é descrita por

$$\begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta 0}]} \cdot \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

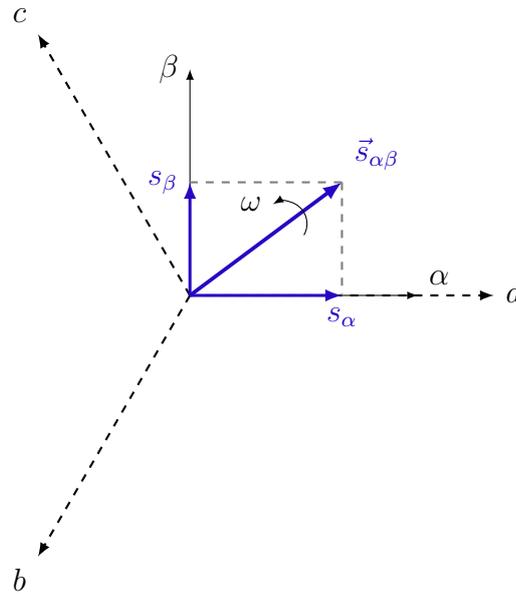
em que s_a , s_b e s_c representam um conjunto de sinais trifásicos. Sua inversa, também invariante em potência, é representada por

$$\begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

Assim, para sistemas que apresentem a componente de sequência zero nula, o vetor espacial $\vec{s}_{\alpha\beta}$ é definido por

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = s_\alpha + j s_\beta. \quad (\text{A.7})$$

Figura 95 – Decomposição de um vetor $\vec{s}_{\alpha\beta}$ no referencial estacionário $\alpha\beta$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Alternativamente, o vetor espacial pode ser calculado a partir de um referencial abc através da seguinte equação:

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}(s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}). \quad (\text{A.8})$$

Por outro lado, ao considerar a transformada de Clarke invariante em amplitude, tem-se

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}(s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}). \quad (\text{A.9})$$

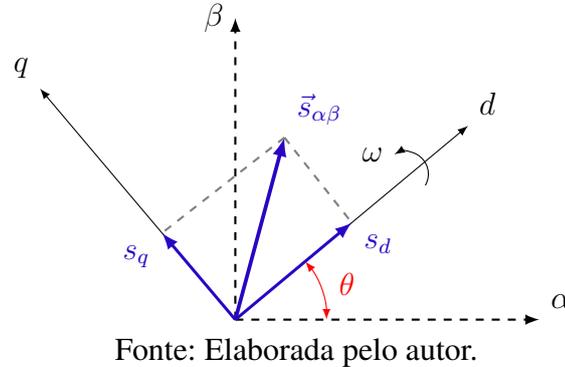
Outra forma para representação de sistemas trifásicos é a utilização de coordenadas $dq0$, obtidas através da transformada de Park (PARK, 1929). Esse método utiliza um sistema de coordenadas bifásico ortogonal que gira em uma velocidade ω , sendo $\theta = \omega t$ a posição angular. Ao sincronizar a rotação dos eixos desse sistema de referência com o vetor espacial $\vec{s}_{\alpha\beta}$ é possível representar sinais trifásicos originalmente alternados como sinais contínuos. Essa transformada é descrita por

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.10})$$

Na Figura 96 é exibida uma representação dos eixos desse sistema de coordenadas. A transformada de Park necessita da posição angular instantânea θ para ser calculada. Ao considerar um vetor espacial que possui frequência fundamental ω_0 , a posição angular instantânea pode ser selecionada $\theta = h_s \omega_0 t$, em que h_s é uma componente harmônica qualquer. Ao fazer isso, a transformada de Park sincroniza os eixos d e q na componente harmônica h_s . Exemplos de

aplicação desta estratégia são encontradas nas estruturas de controle PI-SRF (BHATTACHARYA et al., 1996) e PI-MRI (BOJYUP et al., 1999).

Figura 96 – Rotação dos eixos dq em relação ao referencial $\alpha\beta$.



A.3 REPRESENTAÇÃO DE SINAIS TRIFÁSICOS PERIÓDICOS UTILIZANDO NOTAÇÃO VETORIAL

Dado um conjunto de sinais trifásicos periódicos desequilibrados e distorcidos, é possível representar esses sinais em coordenadas abc através das seguinte equações:

$$\begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} [S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_o^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_o^{(h)})] \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} [S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_o^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_o^{(h)})] \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} [S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_o^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_o^{(h)})] \end{cases}, \quad (\text{A.11})$$

em que a h -ésima componente harmônica das fases a , b e c , é descrita por

$$s_i^{(h)} = S_i^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_i^{(h)}) + S_o^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_o^{(h)}), \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (\text{A.12})$$

Todavia, é importante destacar que as defasagens de $\pm \frac{2\pi}{3}$, utilizadas para caracterização de sinais trifásicos, são consideradas em $\varphi_b^{(h)}$ e $\varphi_c^{(h)}$.

Utilizando a expansão de Euler nos termos não homopolares da Equação (A.12), obtém-se

$$s_i^{(h)} = S_i^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_i^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_i^{(h)})}}{2} + S_o^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_o^{(h)}), \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (\text{A.13})$$

Assim, utiliza-se a notação de vetor espacial apresentada em (A.9) para representar as componentes harmônicas da Equação (A.13) no referencial estacionário $\alpha\beta$. Ao fazer esse procedimento, obtém-se

$$\begin{aligned} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = & \frac{1}{3} \left[S_a^{(h)} \left(e^{j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} \right) + S_b^{(h)} \left(e^{j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} \right) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \right. \\ & \left. S_c^{(h)} \left(e^{j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} \right) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] + \frac{2}{3} \left[S_o^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_o^{(h)}) \right] \underbrace{\left(1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right)}_{=0}. \end{aligned}$$

As componentes de sequência homopolar são eliminadas conforme apresentado acima, resultando em

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{1}{3} \left[e^{jh\omega t} \left(S_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) + e^{-jh\omega t} \left(S_a^{(h)} e^{-j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{-j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{-j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]. \quad (\text{A.14})$$

Ao analisar a expansão da exponencial complexa pela fórmula de Euler, e sabendo que $\cos(\theta)$ é uma função par e $\sin(\theta)$ é uma função ímpar, é possível representar $e^{-j\theta}$ pelo seu conjugado (representado por um asterisco sobrescrito):

$$e^{-j\theta} = \cos(-\theta) + j\sin(-\theta) = \cos(\theta) - j\sin(\theta) = (e^{j\theta})^*.$$

Utilizando essa propriedade, é possível manipular a Equação (A.14) de forma a obter

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(S_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] + e^{-jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(S_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + S_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + S_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*. \quad (\text{A.15})$$

Uma representação fasorial das componentes harmônicas, contendo valores iniciais de magnitude e ângulo de fase, é descrita por

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}}, \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (\text{A.16})$$

Logo, ao substituir a Equação (A.16) em (A.15), obtém-se

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] + e^{-jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*. \quad (\text{A.17})$$

Observa-se que os termos entre colchetes são os fasores de sequência positiva e negativa de Fortescue, dessa forma a Equação (A.17) pode ser observada como

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)} = e^{jh\omega t} \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} + e^{-jh\omega t} \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*}. \quad (\text{A.18})$$

Assim, de forma genérica, um vetor espacial referente a uma componente harmônica qualquer de sequência positiva ou negativa pode ser representado por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = \tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{jh_s\omega t} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sgn}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (\text{A.19})$$

em que

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases}. \quad (\text{A.20})$$

e a função $\text{sgn}(h_s)$ indica o sinal de h_s .

Visto que $e^{jh_s\omega t}$ (para $h_s \in \mathbb{Z}$) forma uma base ortogonal, é possível representar um conjunto de sinais trifásicos periódicos qualquer, sem componentes homopolares, através da soma de vetores de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$.

A.4 VETORES ESPACIAIS COMO REFERÊNCIAS COMPLEXAS PARA SISTEMAS DE CONTROLE

Ao considerar um sistema em que um APF em paralelo deve compensar as componentes harmônicas de corrente requeridas por um retificador trifásico, os sinais de referência em abc apresentam magnitude elevada nas componentes harmônicas da família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$, ou seja, $H = \{1, 5, 7, 11, 13, \dots\}$. De fato, independentemente de qual seja a sequência de fase (positiva ou negativa) das componentes fundamentais de corrente demandadas pelo retificador, as correntes de fase (i_a , i_b e i_c) sempre apresentarão elevado conteúdo harmônico nas componentes de ordem $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$, conforme apresentado no espectro harmônico da corrente de fase a (Figura 97).

Contudo, ao utilizar a notação de vetores espaciais, torna-se possível distinguir as componentes harmônicas de sequência positiva e sequência negativa das correntes trifásicas. Esse fato pode ser confirmado ao observar o espectro harmônico do vetor espacial que representa as correntes de fase, obtido através da transformação de Clarke.

Ao considerar, por exemplo, correntes trifásicas harmônicas de sequência negativa, têm-se

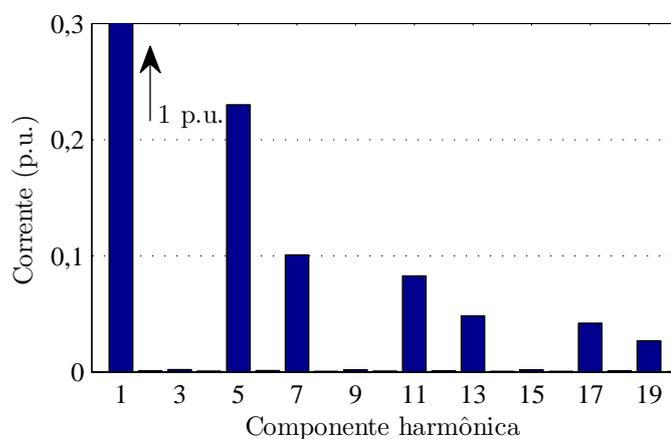
$$\begin{cases} i_a^h = I_h \cos(h\omega t) \\ i_b^h = I_h \cos(h\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^h = I_h \cos(h\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (\text{A.21})$$

logo, o vetor espacial correspondente a essas correntes é $\vec{i}_h = I_h e^{-jh\omega t}$. Se esse sinal trifásico possuísse apenas sequência positiva, o vetor espacial seria $\vec{i}_h = I_h e^{jh\omega t}$. A Figura 98 apresenta o espectro harmônico do vetor espacial obtido a partir das correntes medidas nas entradas do mesmo retificador trifásico avaliado para obtenção da Figura 97.

Considerando a aplicação supracitada, resultados satisfatórios são obtidos para controladores reais projetados para atuar nas componentes harmônicas da família $H = \{6k \pm 1 \mid k \in \mathbb{N}\}$, em referenciais abc ou $\alpha\beta$, e para controladores complexo aplicados ao vetor espacial, que permitem regular apenas as componentes harmônicas necessárias $H_s = \{6k + 1 \mid k \in \mathbb{Z}\}$. Ao utilizar a segunda opções, o sistema de controle MIMO real pode ser simplificado em um sistema SISO (*single-input single-output*) complexo (LUO et al., 2016).

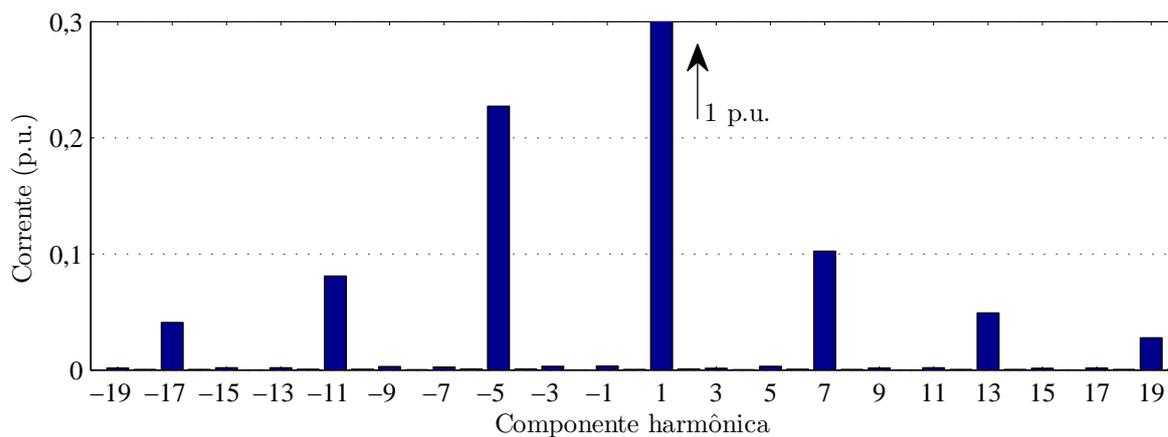
Além disso, quando avaliado o vetor espacial compensado, controladores reais atuam aplicando ganho infinito nas frequências $H_s = \{\dots, -13, -11, -7, -5, -1, 1, 5, 7, 11, 13, \dots\}$, enquanto controladores complexos atuam aplicando ganho infinito nas frequências $H_s =$

Figura 97 – Espectro harmônico da corrente da fase *a* medida na entrada de um retificador trifásico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 98 – Espectro harmônico do vetor espacial das correntes medidas na entrada de um retificador trifásico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$\{\dots, -11, -5, 1, 7, 13, \dots\}$. Conforme indicado na Equação (A.20), na notação de vetores espaciais, o sinal de $h_s \in H_s$ (+ ou -) indica a sequência de fases da componente harmônica. Logo, ao substituir controladores reais por controladores complexos torna-se possível reduzir a ordem do controlador, o número total de amostras que devem ser armazenadas e o tempo de resposta.

APÊNDICE B – ANÁLISE DE ESTABILIDADE ATRAVÉS DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

O termo "resposta em frequência" é aplicado em engenharia de controle para referir-se a resposta de um sistema qualquer (em regime permanente) ao aplicar em sua entrada um sinal que tem a frequência variada dentro de uma faixa desejada. Ao fazer isso, são avaliadas a amplitude e fase do sinal de saída do sistema dentro da faixa de frequência selecionada.

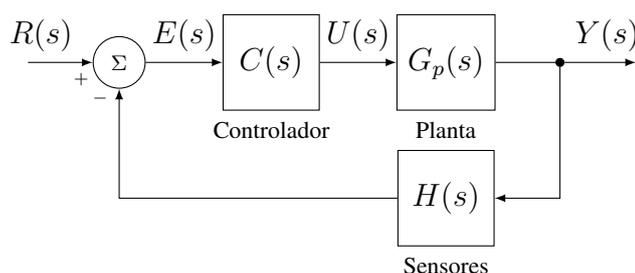
A principal vantagem prática dessa abordagem é que, para sistemas cuja modelagem é muito complexa, um ensaio experimental com gerador de sinais senoidais e equipamentos de medição pode ser utilizado para viabilizar o projeto dos controladores. Além disso, através dessa abordagem é possível avaliar os efeitos de ruídos e perturbações no sistema (OGATA, 2011).

O desempenho transitório de sistemas de controle é geralmente analisado a partir de tempo de subida, tempo de convergência e máximo sobressinal da saída. Entretanto, faz-se necessário analisar também as margens de estabilidade e o impacto de perturbações externas no sistema. Todas essas características podem ser avaliadas a partir de funções de transferência no domínio de Laplace. Logo, para sistemas como o apresentado na Figura 99, obtêm-se a seguinte função de transferência em malha fechada (FTMF):

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = G(s) = \frac{C(s)G_p(s)}{1 + T(s)}, \quad (\text{B.1})$$

em que $T(s) = C(s)G_p(s)H(s)$ representa a função de transferência de malha aberta (FTMA).

Figura 99 – Diagrama de blocos de sistema de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tanto a dinâmica quanto a estabilidade absoluta do sistema de controle são determinadas pelos polos da sua FTMF, cujo denominador é frequentemente referido como "equação característica" do sistema. Um sistema de controle é estável se, e somente se, todas as raízes da sua equação característica $(1 + T(s))$ tem parte real negativa. Contudo, visto que essa equação é definida apenas pela FTMA, é bastante comum utilizá-la para sintonizar os polos da FTMF e, conseqüentemente, obter características de resposta transitória que cumprem os requisitos de projeto.

Para sistemas em regime permanente, é possível substituir o operador do domínio de Laplace por $j\omega$, em que ω representa a frequência que deseja-se avaliar a função de transferência. Em regime permanente, a FTMA pode ser representada por

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| \cdot e^{j\phi(\omega)}, \quad (\text{B.2})$$

em que $|T(j\omega)|$ representa a magnitude e $\phi(\omega)$ representa o ângulo de fase de $T(j\omega)$.

Sistemas de controle são comumente avaliados através de representações gráficas da sua resposta dinâmica. Ao utilizar esses gráficos e alguns parâmetros de estabilidade (abordados na seção seguinte), o projetista pode avaliar a condição de estabilidade relativa e absoluta de sistemas realimentados lineares a partir do conhecimento das características da resposta em frequência de malha aberta $T(j\omega)$. Três representações gráficas da resposta dinâmica de um sistema podem ser obtidas a partir da FTMA, são elas:

1. **Diagrama de Bode**, que utiliza uma representação logarítmica para análise da magnitude e fase em função da frequência;
2. **Diagrama de Nyquist**, que faz uso de um único gráfico polar com eixos real e imaginário para representação da resposta em frequência;
3. **Carta de Nichols**, que utiliza um gráfico onde representa-se a magnitude do sistema no eixo das ordenadas e a fase no eixo das abscissas.

Utilizando o diagrama de Nyquist, a estabilidade absoluta de um sistema realimentado pode ser avaliada através do critério de Nyquist. Com essa estratégia torna-se possível avaliar quantos polos da FTMF de um sistema estão alocados no semi-plano direito (polos instáveis) a partir da resposta em frequência e localização dos polos de sua FTMA (NISE, 2000). Contudo, em situações práticas de projeto de sistema de controle, faz-se conveniente avaliar não apenas se um sistema é estável, mas também o grau de estabilidade desse sistema.

A estabilidade relativa de um sistema pode ser avaliada utilizando os conceitos de margem de ganho e margem de fase. Apesar desses conceitos serem definidos a partir do diagrama de Nyquist da FTMA, eles também podem ser avaliados utilizando o diagrama de Bode ou a carta de Nichols. Além desses parâmetros, a função sensibilidade de um sistema em malha aberta também pode auxiliar o projetista, servindo como uma ferramenta adicional na avaliação do grau de estabilidade.

Nas seções seguintes são apresentados os conceitos de margem de ganho (MG), margem de fase (MF) e função sensibilidade. Para facilitar o entendimento desses parâmetros, a discussão apresentada é direcionada à análise de estabilidade relativa de sistemas de fase mínima.

B.1 MARGEM DE GANHO E MARGEM DE FASE

Pelo critério de Nyquist, a medida que o diagrama de Nyquist da FTMA de um sistema de fase mínima ($L(j\omega)$) se aproxima de contornar o ponto crítico $(-1 + j0)$, maior é a oscilação da resposta do sistema em malha fechada. Além disso, o sistema torna-se instável se o ponto $(-1 + j0)$ é contornado pelo diagrama e marginalmente estável se ocorre a interseção do ponto $(-1 + j0)$ pelo diagrama. Dessa forma, o grau de estabilidade do sistema pode ser avaliado ao observar o quão próximo o diagrama de Nyquist de $L(j\omega)$ está desse ponto crítico. Essa avaliação é comumente realizada através dos parâmetros margem de ganho e margem de fase, cujas definições são apresentadas a seguir:

- **Margem de ganho:** Segundo (NISE, 2000), esse parâmetro é definido como o acréscimo no ganho do sistema, quando a fase for igual a -180° , que resulta em um sistema marginalmente estável. Assim, seja ω_{-180° a frequência de cruzamento da fase por -180° da FTMA (Figura 100), a margem de ganho absoluta é calculada por

$$MG_{abs} = \frac{1}{|L(j\omega_{-180^\circ})|}, \quad (\text{B.3})$$

que em decibéis é representada por

$$MG = 20 \cdot \log(MG_{abs}) = -20 \cdot \log|L(j\omega_{-180^\circ})|. \quad (\text{B.4})$$

A margem de ganho expressa em decibéis é positiva se $MG_{abs} > 1$ e negativa se $MG_{abs} < 1$. Por consequência, para $MG > 0$ o sistema analisado é estável enquanto que para $MG < 0$ tem-se um sistema instável. Em um sistema de fase mínima estável, a MG indica quanto o ganho do sistema pode ser aumentado antes de torná-lo instável. Por outro lado, considerando agora um sistema de fase mínima instável, a MG indica quanto o ganho deve ser atenuado para torná-lo estável (OGATA, 2011).

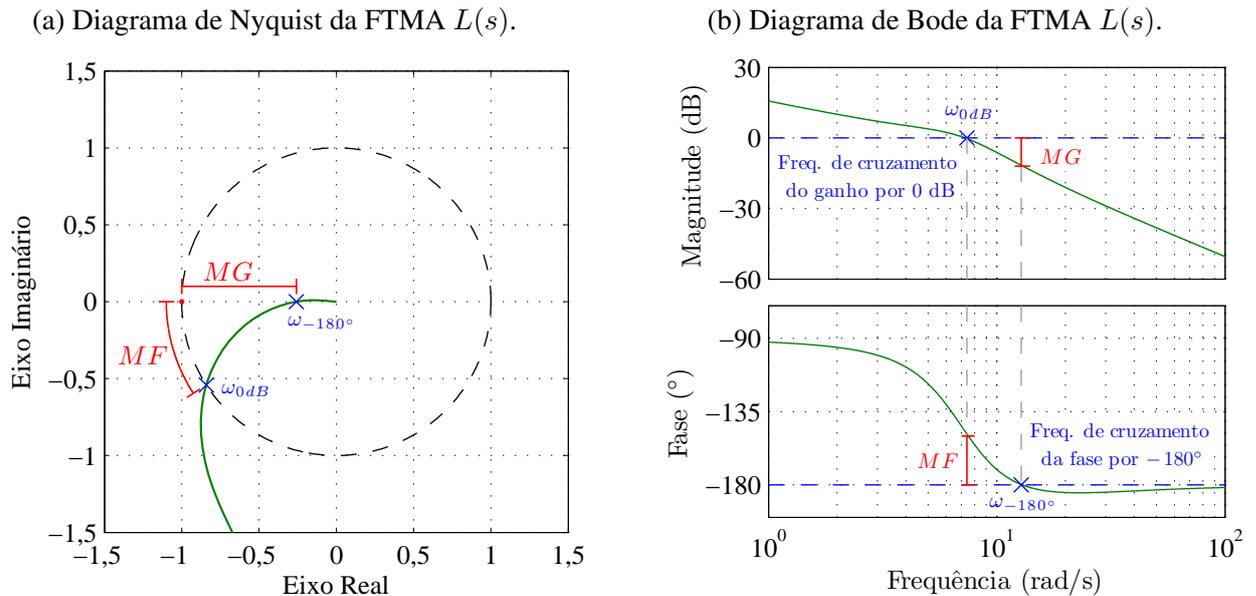
- **Margem de fase:** Segundo (NISE, 2000), esse parâmetro é definido como o ângulo de defasagem da FTMA com magnitude unitária que resulta em um sistema marginalmente estável. Assim, seja ω_{0dB} a frequência de cruzamento do ganho por 0 dB da FTMA (Figura 100), a margem de fase é 180° mais o ângulo de fase $\phi(\omega)$ da FTMA em ω_{0dB} , ou seja,

$$MF = 180^\circ + \phi(\omega_{0dB}). \quad (\text{B.5})$$

A margem de fase indica a estabilidade do sistema para $MF > 0$. No diagrama de Nyquist, a margem de fase é representada pelo ângulo obtido do eixo real negativo até o ponto em que o diagrama intercepta a circunferência de raio unitário, conforme exibido na Figura 100a (OGATA, 2011).

Para que sistemas de fase mínima sejam estáveis, faz-se necessário que ambas as margens de ganho e de fase sejam positivas. Além disso, é importante destacar que alguns sistemas apresentam múltiplas frequências de cruzamento por 0 dB e/ou -180° , nesses casos as margens de estabilidade são avaliadas nas frequências de cruzamento que apresentam as menores MG e MF possíveis.

Figura 100 – Diagramas de Nyquist e de Bode de um sistema estável com FTMA $L(s) = 30 \frac{(s+10)}{s(s^2+7s+50)}$.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

B.2 FUNÇÃO SENSIBILIDADE E INDICADOR η

Muitos sistemas de controle possuem respostas em frequência simples, que não apresentam mudanças abruptas ou múltiplas frequências de cruzamento do ganho por 0 dB e da fase por -180° . Para esses sistemas, as margens de ganho e fase são suficientes para a avaliação da estabilidade relativa do sistema. Contudo, em sistemas mais complexos faz-se necessário avaliar o diagrama de Nyquist e utilizar outros indicadores para análise da estabilidade relativa (YEPES et al., 2011). Nesse sentido, a função sensibilidade pode ser utilizada como ferramenta para a avaliação da robustez do sistema de controle, independentemente da sua complexidade.

Para um sistema como o apresentado na Figura 99, a avaliação de robustez pode ser feita através da função de sensibilidade (OGATA, 2011), que é calculada por

$$S_g(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + T(s)}. \quad (\text{B.6})$$

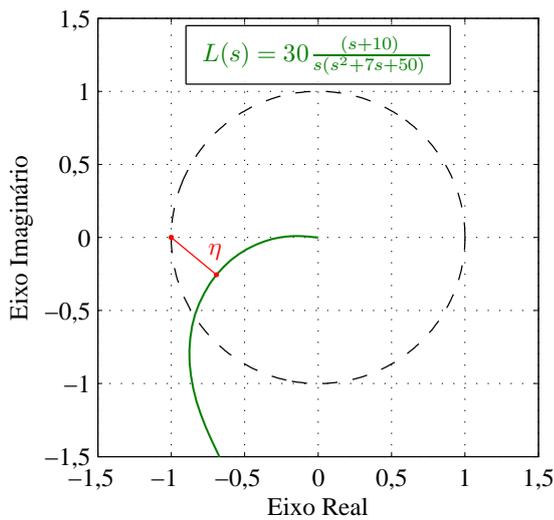
O máximo valor absoluto de $S_g(j\omega)$, nomeado de pico de sensibilidade ($1/\eta$), pode ser utilizado como um indicador da estabilidade relativa do sistema, porém esse não é graficamente observado no diagrama de Nyquist como MG e MF . Alternativamente, Yepes et al. (2011) utiliza o inverso

do pico de sensibilidade (η) como indicador da estabilidade relativa. Assim, visto que a função

$$D_g(s) = 1 + T(s) \quad (\text{B.7})$$

representa a distância da FTMA $T(s)$ ao ponto crítico $(-1 + j0)$ em todas as frequências do diagrama de Nyquist, o indicador η representa o valor mínimo dessa função. A Figura 101 exibe o indicador η no gráfico do diagrama de Nyquist.

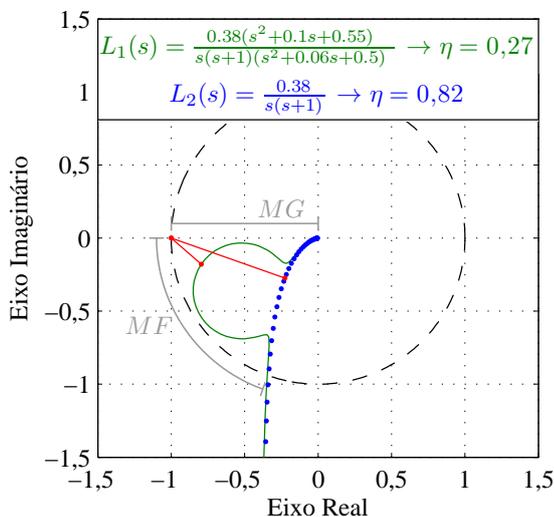
Figura 101 – Diagrama de Nyquist exibindo indicador de estabilidade relativa η .



Fonte: Diagrama obtido no *software* Matlab R2013a.

Na Figura 102 são apresentados os diagramas de Nyquist de dois sistemas de fase mínima distintos, de FTMA $L_1(s)$ e $L_2(s)$. Observa-se que apesar dos diagramas apresentarem mesmas margens de ganho e fase, o sistema que possui FTMA $L_1(s)$ apresenta menor robustez e, por consequência, um menor η .

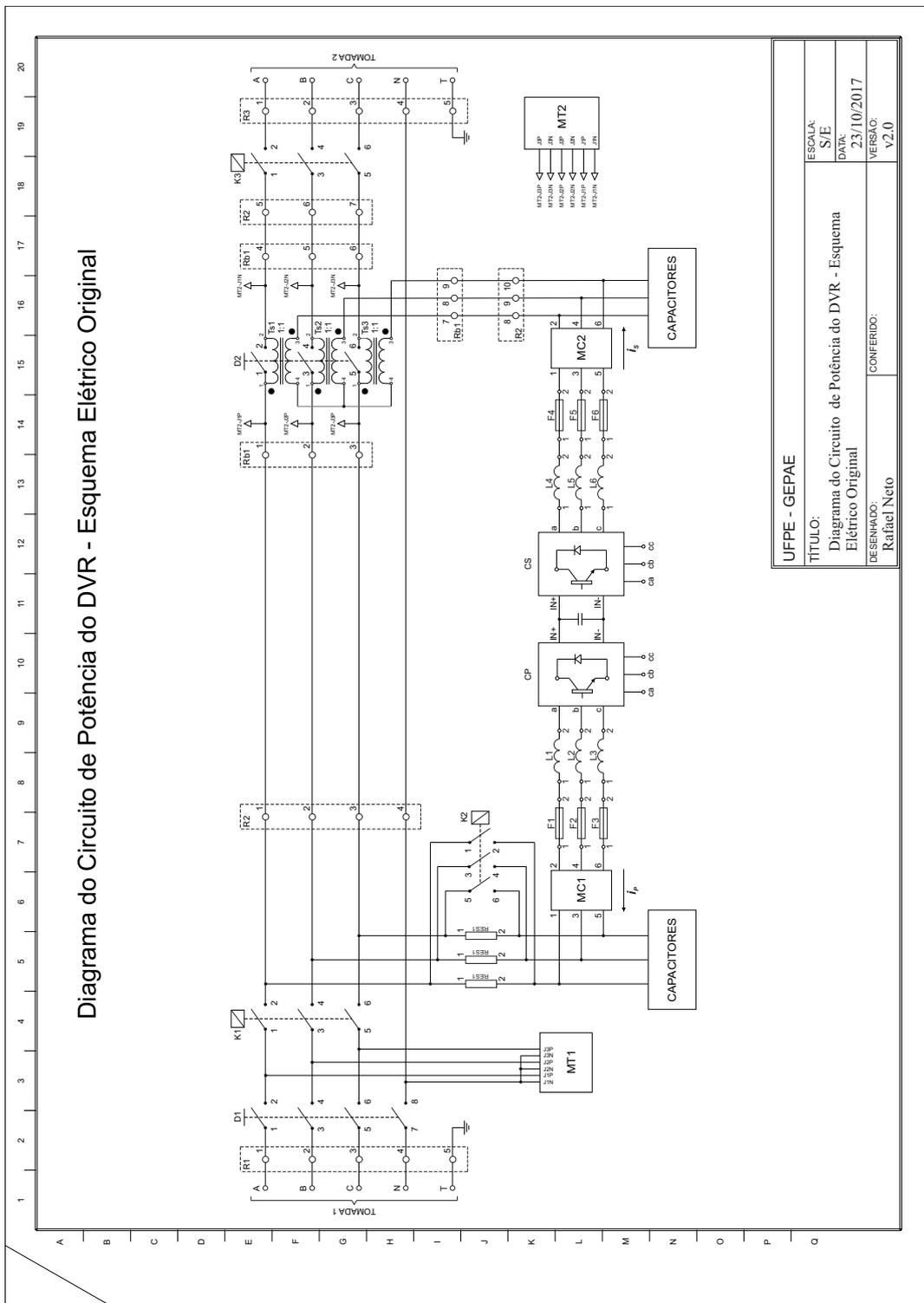
Figura 102 – Diagramas de Nyquist de dois sistemas de fase mínima estáveis que apresentam mesmas margens de ganho e fase.



Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab R2013a.

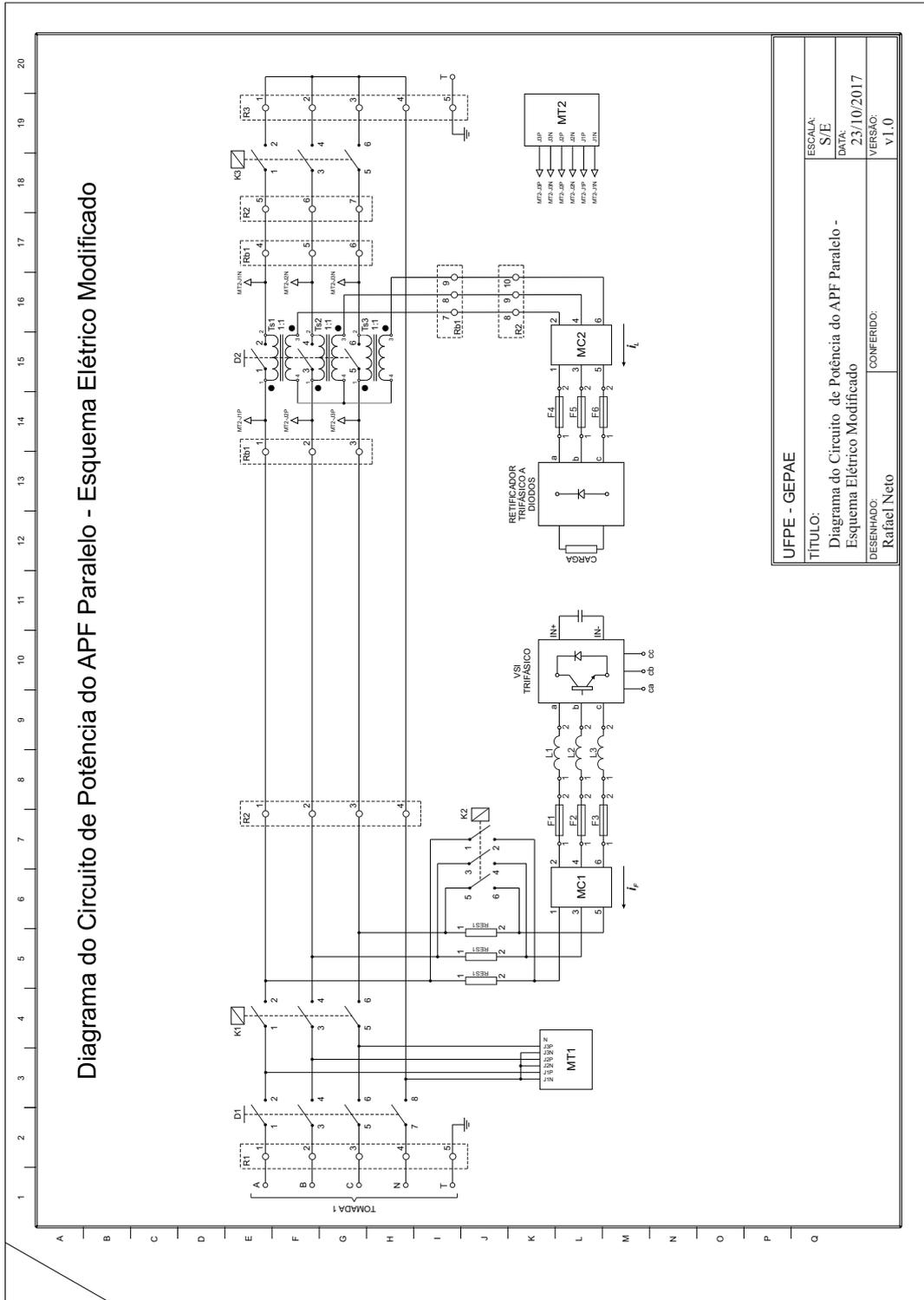
APÊNDICE C – DIAGRAMAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO PAINEL ELÉTRICO

Figura 103 – Diagrama do circuito de potência do esquema elétrico original.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 104 – Diagrama do circuito de potência do esquema elétrico modificado.



Fonte: Elaborada pelo autor.