PEDRO HENRIQUE ITIO HAYASHI

**CONTROLE DE RASTREAMENTO DE CORRENTE E DE TENSÃO EM
CONVERSORES TRIFÁSICOS A TRÊS E A QUATRO FIOS NO SISTEMA DE
COORDENADAS *ABC***

São Paulo

2020

PEDRO HENRIQUE ITIO HAYASHI

**CONTROLE DE RASTREAMENTO DE CORRENTE E DE TENSÃO EM
CONVERSORES TRIFÁSICOS A TRÊS E A QUATRO FIOS NO SISTEMA DE
COORDENADAS *ABC***

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr.

São Paulo
2020

PEDRO HENRIQUE ITIO HAYASHI

**CONTROLE DE RASTREAMENTO DE CORRENTE E DE TENSÃO EM
CONVERSORES TRIFÁSICOS A TRÊS E A QUATRO FIOS NO SISTEMA DE
COORDENADAS *ABC***

Versão corrigida

(Versão original encontra-se na unidade
que aloja o Programa de Pós-graduação)

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências

Área de concentração: Engenharia Elétrica
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr.

São Paulo

2020

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Hayashi, Pedro Henrique Itio

CONTROLE DE RASTREAMENTO DE CORRENTE E DE TENSÃO EM
CONVERSORES TRIFÁSICOS A TRÊS E A QUATRO FIOS NO SISTEMA DE
COORDENADAS ABC / P. H. I. Hayashi -- versão corr. -- São Paulo, 2020.
283 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São
Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de Potência 2.Conversores de Potência 3.Controle Digital
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de
Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

AGRADECIMENTOS

Aos professores do Laboratório de Eletronica de Pôtencia da USP: Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior, Prof. Dr. Wilson Komatsu e Prof. Dr. Walter Kaiser, por suas orientações, apoio e postura ética durante a realização deste trabalho.

A todos os colegas do LEP-PEA-EPUSP, em especial: Dr. Fernando Ortiz Martinz, Dra. Kelly Caroline Mingorancia de Carvalho Enomoto, Bruno Yukio Enomoto, Felipe Yoshimatsu Abe, Francesco Sacco, Lucas Monogios Koleff, Manoel Conde de Almeida e Prof. Dr. Eduardo Lorenzetti Pellini pela convivência e por compartilharem do desenvolvimento deste trabalho e de outros projetos do laboratório.

A todos os meus amigos e à minha família por me apoiarem e me acompanharem por toda a minha trajetória na pós-graduação.

Uma lição central da ciência é que, para compreender questões complexas (ou até simples), devemos tentar libertar a mente dos dogmas e garantir a liberdade de publicar, contradizer e experimentar. Os argumentos de autoridade são inaceitáveis.

(SAGAN, 1998, cap. 14)

RESUMO

Este trabalho apresenta e compara estratégias de controle de corrente e de tensão de conversores trifásicos a três e a quatro fios no sistema de referências *abc*. Para o controle de corrente se considera o uso de um filtro de potência indutivo. Já para o controle de tensão se considera o uso de um filtro LC, além do uso do controle em cascata. Essa estratégia considera o uso de uma malha de corrente interna e uma de tensão externa.

O trabalho foi desenvolvido com base numa abordagem multivariável, utilizando-se de representações no espaço de estados e de matrizes de transferência para descrever o comportamento dos sistemas trifásicos. O comportamento dos sistemas trifásicos foi comparado com o do sistema do conversor monofásico.

Demonstrou-se que é possível desacoplar as malhas de controle dos conversores trifásicos no sistema de referência *abc* ao se utilizar uma estrutura de controle de corrente com $N-1$ controladores (N é o número de fios) que anula as componentes de sequência zero dos sinais de controle. A partir desse resultado, o projeto de controle multivariável foi reduzido para um projeto de controlador *Single-Input Single-Output* (SISO).

A metodologia de projeto consistiu: na modelagem dos sistemas a serem controlados; no projeto dos parâmetros do controle de corrente e depois do controle de tensão; na simulação computacional; e na implementação dos controladores escolhidos em uma plataforma conversora trifásica real funcionando como uma fonte de tensão trifásica programável.

As estratégias de controle estudadas foram: Dead-Beat, Proporcional (P), Proporcional-Integral (PI), Proporcional-Ressonante (PR), Proporcional com Múltiplos Ressonantes (P+MR) e Repetitivo baseado no filtro DFT (*Digital Fourier Transform*). Ao final do trabalho, um controlador P foi escolhido para a malha interna de corrente e um controlador P+MR para a malha externa de tensão. Foram realizados feedforwards (FF) para a tensão de carga e para a corrente de saída.

Palavras-chave: Eletrônica de potência. Conversores de potência. Controle digital.

ABSTRACT

This work presents and compares current and voltage control strategies for three and four-wire converters in the *abc* reference system. For the current control, it is considered the use of an inductive power filter. As for the voltage control, the use of a LC filter and of cascaded control loops are considered. This strategy considers the use of an internal current loop and an external voltage loop.

The work was developed based on a multivariable approach, utilizing state space representations and transfer matrices to describe the behavior of the three-phase systems. The behavior of the three-phase systems was compared to that of the single-phase converter.

It was demonstrated that it is possible to decouple the three-phase converters control loops in the *abc* reference frame by using a current control structure with $N-1$ controllers (N is the number of wires) that cancels the zero-sequence components of the control signals. With that result, the multivariable control project was reduced to a *Single-Input Single-Output* (SISO) controller project.

The project methodology consisted of: the modeling of the systems to be controlled; the project of the parameters for the current control and later for the voltage control; computer simulation; and the implementation of the chosen controllers in a real three-phase converter platform functioning as a programmable three-phase voltage source.

The studied control strategies were: Dead-Beat, Proportional (P), Proportional-Integral (PI), Proportional-Resonant (PR), Proportional with Multiple Resonants (P+MR) and Repetitive based on the DFT (*Digital Fourier Transform*) filter. At the end of this work, a P controller was chosen for the internal current loop and a P+MR controller for the external voltage loop. Feedforwards (FF) were utilized for the load voltage and for the output current.

Keywords: Power electronics. Power converters. Digital control.

LISTA DE SÍMBOLOS

$\vec{0}$	Vetor zero do referencial $\alpha\beta 0$
C	Capacitância de filtro do conversor
$Carga$	Função de transferência da carga na saída do conversor
$Comp$	Função de transferência do compensador de delay
$Delay_{Padé}$	Função de transferência do atraso aproximado pela aproximação de Padé de primeira ordem
DB	Controlador Dead-Beat
E_i	Vetor do erro de controle da malha de corrente
e_i	Erro de controle da malha de corrente
E_v	Vetor do erro de controle da malha de tensão
e_v	Erro de controle da malha de tensão
F_1	Filtro passa-baixas do controlador Repetitivo
f_a	Frequência de amostragem
f_c	Frequência de cruzamento
f_n	Frequência natural não-amortecida de um par de polos complexos conjugados
F_{DFT}	Filtro DFT do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT
g_{cap}	Função de transferência em tempo contínuo do filtro capacitivo do conversor
G_{cap3}	Matriz de transferência em tempo contínuo do filtro capacitivo do conversor 3F3B
G_{cap4}	Matriz de transferência em tempo contínuo do filtro capacitivo do conversor 4F4B com indutor de neutro
g_i	Função de transferência em tempo contínuo da planta vista pela malha de corrente
G_{i3}	Matriz de transferência em tempo contínuo da planta vista pela malha de corrente do conversor 3F3B
G_{i4F3B}	Matriz de transferência em tempo contínuo da planta vista pela malha de corrente do conversor 4F3B
G_{i4F4B}	Matriz de transferência em tempo contínuo da planta vista pela malha de corrente do conversor 4F4B
G_{i4F4B_Ln}	Matriz de transferência em tempo contínuo da planta vista pela malha de corrente do conversor 4F4B com indutor de neutro
g_{iD}	Função de transferência em tempo discreto com atraso de cálculo da planta vista pela malha de corrente
$g_{iD'}$	Função de transferência em tempo discreto com atraso de cálculo da planta vista pela malha de corrente desprezando a resistência de

indutor

$g_{iD''}$	Função de transferência em tempo discreto com atraso de cálculo da planta vista pela malha de corrente simplificada por Série de Taylor
$g_{iTustin}$	Função de transferência discretizada pelo método Tustin sem atraso de cálculo da planta vista pela malha de corrente
g_{iZOH}	Função de transferência discretizada pelo método ZOH sem atraso de cálculo da planta vista pela malha de corrente
g_{MF}	Função de transferência em malha fechada
g_v	Função de transferência da planta equivalente completa vista pela malha de tensão com carga na saída
g_{v_carga}	Função de transferência da planta equivalente vista pela malha de tensão
I	Vetor das correntes de saída do conversor
I^*	Vetor das correntes de saída sem componentes de sequência zero
i_{cap}	Corrente do capacitor de filtro
i_{carga}	Corrente de carga do conversor com filtro LC
I_{FF}	Vetor do feedforward da corrente de carga
i_{FF}	Feedforward da corrente de carga
I_{MFN}	Matriz de transferência em malha fechada da malha de corrente do conversor trifásico
I_{MF}	Função de transferência em malha fechada da malha de corrente do conversor
I_{NxN}	Matriz identidade de dimensão N
I_{ref}	Vetor de referência da malha de corrente do conversor
i_{ref}	Referência da malha de corrente do conversor
i_{ref}'	Referência da malha de corrente do conversor antes do feedforward da corrente de carga
i_{rip_x}	Ondulação da corrente de saída do conversor com filtro L da fase x
i_{rip_z}	Componente de sequência zero da ondulação da corrente de saída do conversor com filtro L
I_{seqz}	Vetor das correntes de sequência zero do conversor trifásico
i_{seqz}	Componente de sequência zero das correntes do conversor trifásico
i_x	Corrente de saída do conversor da fase x
i_x^*	Componente sem sequência zero da corrente de saída da fase x
K_f	Ganho do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT
k_i	Controlador da malha de corrente do conversor
K_i	Ganho Integral

K_{ih}	Ganho Integral do termo ressonante de ordem h
K_{IN}	Controlador multivariável da malha de corrente do conversor
k_L	Reatância em pu do indutor de filtro
K_p	Ganho Proporcional
K_{ppu}	Ganho proporcional normalizado
K_{rep}	Ganho do controlador Repetitivo
K_t	Ganho da realimentação do compensador de delay
K_{VN}	Controlador multivariável da malha de tensão do conversor
k_v	Controlador da malha de tensão do conversor
L	Indutância de filtro do conversor
L_n	Indutância de filtro do fio de neutro do conversor a quatro fios
M	Número de amostras em um período da frequência fundamental
MF	Margem de fase
Mp	Máximo sobressinal
N	Número de fios do conversor
Na	Número de amostras para compensação de fase do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT
Nh	Conjunto de harmônicos a ser compensado pelo controlador Repetitivo baseado no filtro DFT
O	Ordem da decimação do filtro DFT
P	Controlador Proporcional
<i>Perturbação</i>	Perturbação da malha de corrente
PI	Controlador Proporcional-Integral
$P+MR$	Controlador Proporcional com Múltiplos Ressonantes
PR	Controlador Proporcional-Ressonante
Q	Fator de qualidade do indutor de filtro
<i>Repetitivo</i>	Controlador Repetitivo baseado no filtro DFT
DFT	Controlador Repetitivo baseado no filtro DFT
R_L	Resistência de filtro do conversor
R_{Ln}	Resistência de filtro do fio de neutro do conversor a quatro fios
T	Período da frequência nominal (60 Hz)
T_a	Período de amostragem
T_{apu}	Período de amostragem normalizado
T_d	Período de atraso da malha de corrente
T_i	Constante de tempo Integral

T_{ipu}	Constante de tempo Integral normalizada
t_r	Tempo de acomodação do projeto do controlador PR
T_s	Tempo de acomodação (2%)
V	Vetor das tensões de carga do conversor
$\overrightarrow{v_{2B}}$	Vetor espacial para o conversor 3F2B
$\overrightarrow{V_{3B}}$	Vetor espacial para conversores com três braços
$\overrightarrow{V_{4B}}$	Vetor espacial para conversores com três braços no espaço $\mathbb{R}^4$
$\overrightarrow{V_{4B}}'$	Vetor espacial para conversores com três braços no espaço $\mathbb{R}^3$
V_{crefx}	Vetor de referência das tensões de conversor
v_{crefx}	Referência da tensão de conversor da fase x
V_c	Vetor das tensões do conversor
v_{c0}	Tensão de sequência zero fornecida pelo conversor
v_{cx}	Tensão do conversor da fase x
v_{cx}^*	Componente sem sequência zero da tensão do conversor da fase x
V_d	Tensão do barramento CC do conversor
v_{FF}	Feedforward da tensão de carga
v_L	Tensão sobre o indutor de filtro do conversor
V_o	Vetor dos sinais de saída do controlador da malha de corrente
v_o	Sinal de saída do controlador da malha de corrente
$v_{pwm x}$	Tensão do conversor da fase x modulada via PWM
$v_{rip x}$	Ondulação da tensão do conversor com filtro L da fase x
$v_{rip z}$	Componente de sequência zero da ondulação da tensão do conversor com filtro L
$V_{seq z}$	Vetor das tensões de sequência zero do conversor trifásico
$v_{seq z}$	Componente de sequência zero das tensões do conversor trifásico
v_x	Tensão de carga da fase x
Z_{nom}	Impedância nominal do conversor
ϕ_h	Ângulo de avanço de fase da harmônica h do controlador P+MR com compensação de fase
ζ	Coeficiente de amortecimento
ω_c	Frequência de cruzamento
ω_{cut}	Frequência de corte do termo ressonante do controlador PR amortecido
ω_d	Frequência natural amortecida de um par de polos complexos conjugados

ω_n	Frequência natural não-amortecida de um par de polos complexos conjugados
ω_o	Frequência de ressonância do controlador PR

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama esquemático do conversor 3F3B com filtro L	33
Figura 2 – Diagrama esquemático do conversor 4F3B com filtro L	36
Figura 3 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B com filtro L	37
Figura 4 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B+Ln com filtro L	38
Figura 5 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) para conversores a três braços no $\mathbb{R}^3$: a) sistema abc , b) sistema $\alpha\beta 0$	42
Figura 6 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) para conversores a dois e três braços no plano $\alpha\beta$ do sistema $\alpha\beta 0$	43
Figura 7 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) para conversores a quatro braços no $\mathbb{R}^3$: a) sistema abc e $\alpha\beta 0$, b) sistema $\alpha\beta 0$	47
Figura 8 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) correspondentes à intersecção do hiper-cubo com o plano $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$ no sistema $\alpha\beta 0$	48
Figura 9 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) e regiões de operação para conversores a quatro braços no $\mathbb{R}^3$	49
Figura 10 – Simulação da ondulação dos conversores a três fios: a) Topologia 3F2B; b) Topologia 3F3B	51
Figura 11 – Simulação da ondulação dos conversores com quatro braços: a) Topologia 4F4B; b) Topologia 4F4B+Ln	53
Figura 12 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor monofásico em tempo contínuo	58
Figura 13 – Diagrama de blocos da malha de corrente dos conversores trifásicos em tempo contínuo	59
Figura 14 – Correntes de saída e referências de corrente após degrau de referência – Conversor 3F3B com Estruturas A e B, simulação em tempo contínuo	68
Figura 15 – Correntes de saída e referências de corrente após degrau de referência – Conversor 4F4B+Ln com Estruturas A e B, simulação em tempo contínuo	68
Figura 16 – Correntes de saída e referências de corrente após degrau de referência – Conversor 4F3B e conversor monofásico, simulação em tempo contínuo	69

Figura 17 – Diagrama da estrutura de controle de corrente adotada – Conversor 3F3B	72
Figura 18 – Diagrama da estrutura de controle de corrente adotada – Conversor 4F4B+Ln	72
Figura 19 – Correntes de saída após degrau de referência – Conversor 4F4B+Ln com saídas em curto e com estrutura de controle da Figura 18, resultado experimental – Azul = Fase a, Ciano = Fase b, Magenta = Fase c, Vermelho = Neutro.....	73
Figura 20 – Correntes de saída após degrau de referência – Conversor 4F4B+Ln com carga resistiva e com estrutura de controle da Figura 18, resultado experimental – Azul = Fase a, Ciano = Fase b, Magenta = Fase c, Vermelho = Neutro.....	74
Figura 21 – Diagrama de blocos da malha de tensão com malha de corrente de indutor dos conversores trifásicos em tempo contínuo.....	75
Figura 22 – Diagrama da estrutura adotada para o controle em malha concatenada – Conversor 3F3B.....	77
Figura 23 – Diagrama da estrutura adotada para o controle em malha concatenada – Conversor 4F4B+Ln.....	79
Figura 24 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo	80
Figura 25 – Diagrama de blocos da malha de controle Dead-Beat com FF.....	85
Figura 26 – Curvas de desempenho transitório em função de K_{ppu} para o controlador P sem compensação de delay	90
Figura 27 – Diagrama de blocos da malha de controle P com compensação de delay e FF	91
Figura 28 – Diagrama de blocos da malha de controle P com FOF e FF	94
Figura 29 – Curvas de desempenho transitório em função de K_{ppu} para o controlador P com compensação de delay FOF	96
Figura 30 – Diagrama de blocos de um sistema genérico em malha fechada	98
Figura 31 – Curvas de desempenho transitório em função de T_{ipu} para o controlador PI com $K_{ppu}=K_{ppumax}/3$	105
Figura 32 – Diagrama de blocos da malha de controle PI com compensação de delay e FF.....	107

Figura 33 – Diagrama de blocos da malha de controle em tempo discreto com perturbação de tensão e uso de FF	111
Figura 34 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento dos controladores projetados.....	113
Figura 35 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de perturbação dos controladores projetados.....	116
Figura 36 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de perturbação com FF dos controladores projetados.....	116
Figura 37 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de perturbação para os controladores escolhidos (com e sem FF)	117
Figura 38 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo discreto com carga	118
Figura 39 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento com carga resistiva (Resultado teórico, de simulação e experimental): a) Controladores P $\zeta=0,4$ e P+FOF $\zeta=0,4$ com FF, b) Controladores PI Holmes, PI Martinz $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$ sem FF.....	119
Figura 40 – Resposta transitória dos controladores Dead-Beat e P (esquerda – $i(z)$, direita – $v_{ref}(z)$)	123
Figura 41 – Resposta transitória dos controladores PI sem saturação (esquerda – $i(z)$, direita – $v_{ref}(z)$)	124
Figura 42 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – Dead-Beat.....	126
Figura 43 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – P $\zeta=0,707$ (esquerda) e P $\zeta=0,4$ (direita)	127
Figura 44 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – P+Comp. $\zeta=0,4$ (esquerda) e P+FOF $\zeta=0,4$ (direita).....	127
Figura 45 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – PI Buso (esquerda) e PI Holmes (direita)	128

Figura 46 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – PI Martinz $\zeta=0,4$ (esquerda) e PI Martinz $\zeta=0,707$ (direita).....	129
Figura 47 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – PI+Comp. $\zeta=0,7$	129
Figura 48 – Resposta transitória do controlador P $\zeta=0,4$ – Resultado de simulação (esquerda – $i(z)$, direita – $v_{cref}(z)$)	131
Figura 49 – Resposta transitória do controlador P $\zeta=0,4$ – Resultado experimental (esquerda – $i(z)$, direita – $v_{cref}(z)$)	132
Figura 50 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo	135
Figura 51 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo com carga... ..	137
Figura 52 – Resposta transitória dos controladores PI e PR	144
Figura 53 – Resposta ao degrau dos controladores PI e PR.....	146
Figura 54 – Diagrama de Bode de malha aberta da planta equivalente com o controlador PR ajustado	146
Figura 55 – Resposta transitória do controlador P+MR com todos os ganhos integrais iguais.....	154
Figura 56 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais das harmônicas iguais à metade do ganho integral da fundamental – Resposta transitória a 60 Hz.....	155
Figura 57 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais das harmônicas iguais à metade do ganho integral da fundamental – Resposta transitória a 180 Hz.....	155
Figura 58 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes	157
Figura 59 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz	157
Figura 60 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada.....	159

Figura 61 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz.....	160
Figura 62 – Diagrama de blocos do controlador Repetitivo tradicional em tempo discreto	162
Figura 63 – Diagrama de blocos do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT em tempo discreto	163
Figura 64 – Resposta transitória do controlador PR+DFT com compensação de fase.	167
Figura 65 – Resposta transitória do controlador PR+DFT com compensação de fase – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz	167
Figura 66 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase.....	170
Figura 67 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase – Tensão de referência com frequência igual a 180 Hz	171
Figura 68 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz	171
Figura 69 – Diagramas de Bode da magnitude para os controladores sem a planta – termos ressonantes do controlador P+MR (MR), controlador Repetitivo baseado no filtro DFT (DFT) e controlador Repetitivo após decimação de ordem 8 (DFT decimado).....	174
Figura 70 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento (e_v/v_{ref}) dos controladores PI e P+MR projetados para a malha de tensão com o modelo da planta equivalente completa (saída em aberto)	175
Figura 71 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase – Tensão de referência com frequência igual a 420 Hz	177
Figura 72 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 180 Hz.....	177

Figura 73 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 420 Hz.....	178
Figura 74 – Diagramas de Bode da magnitude do erro de rastreamento do controlador P+MR – Planta equivalente sem perturbações; Planta equivalente completa com saída em aberto; Planta equivalente completa com carga de 33 Ω	180
Figura 75 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 180 Hz e carga resistiva de 33 Ω	181
Figura 76 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 420 Hz e carga resistiva de 33 Ω	182
Figura 77 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz e carga resistiva de 33 Ω	182
Figura 78 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento do controlador P+MR com a planta equivalente completa com saída em aberto – Resultados de simulação e resultados experimentais.....	186
Figura 79 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento do controlador P+MR com a planta equivalente completa com carga de 33 Ω – Resultados de simulação e resultados experimentais.....	186
Figura 80 – Resposta transitória do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e saída em aberto – Resultados de simulação e resultados experimentais (Gráfico superior – tensões de saída; Gráfico inferior – tensões de referência do conversor)	187
Figura 81 – Resposta transitória do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga de 33 Ω – Resultados de simulação e resultados experimentais (Gráfico superior – tensões de saída; Gráfico inferior – tensões de referência do conversor)	188

Figura 82 – Resposta transitória do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga de 33 Ω – Resultados experimentais retirados do osciloscópio (Azul – i_c ; Ciano – v_a ; Magenta – v_b ; Verde – v_c)	189
Figura 83 – Resposta em regime do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga não linear – Resultados de simulação e resultados experimentais (Gráfico superior – tensões de saída; Gráfico inferior – tensões de referência do conversor)	191
Figura 84 – Resposta em regime do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga de não-linear – Resultados experimentais retirados do osciloscópio (Azul – i_c ; Ciano – v_a ; Magenta – v_b ; Verde – v_c)	191
Figura 85 – Diagrama esquemático do conversor fonte de tensão monofásico com filtro L	195
Figura 86 – Diagrama simplificado do conversor monofásico com filtro L	196
Figura 87 – Diagrama esquemático do conversor 3F3B com filtro L	197
Figura 88 – Diagrama simplificado do conversor 3F3B com filtro L	198
Figura 89 – Diagrama esquemático do conversor 4F3B com filtro L	200
Figura 90 – Diagrama simplificado do conversor 4F3B com filtro L	200
Figura 91 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B com filtro L	201
Figura 92 – Diagrama simplificado do conversor 4F4B com filtro L	202
Figura 93 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B+Ln com filtro L	203
Figura 94 – Diagrama simplificado do conversor 4F4B+Ln com filtro L	204
Figura 95 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor monofásico em tempo contínuo	206
Figura 96 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo	208
Figura 97 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo	209
Figura 98 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo discreto	212
Figura 99 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo com carga ...	214

Figura 100 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo com carga	214
Figura 101 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo discreto com carga	215
Figura 102 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor monofásico com corrente de indutor em tempo contínuo.....	220
Figura 103 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor monofásico com corrente de capacitor em tempo contínuo	221
Figura 104 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor monofásico com corrente de indutor e FF de corrente de carga em tempo contínuo	222
Figura 105 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo	223
Figura 106 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo	224
Figura 107 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo discreto.....	227
Figura 108 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo com carga...	230
Figura 109 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo com carga	230
Figura 110 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo discreto com carga	232
Figura 111 – Diagrama das malhas de controle de corrente no sistema de referência $dq0$ para o conversor a três fios com estratégia de desacoplamento ..	244
Figura 112 – Diagrama de blocos da malha de corrente com FF do conversor monofásico com atraso	252
Figura 113 – Diagrama da simulação em tempo discreto do efeito das compensações de delay	253
Figura 114 – Efeito da compensação de delay em tempo discreto para uma entrada senoidal	254
Figura 115 – Efeito da compensação de delay em tempo discreto para uma entrada senoidal (zoom)	255
Figura 116 – Curvas de desempenho transitório em função do ganho proporcional normalizado para várias frequências de amostragem	261

Figura 117 – Diagrama de blocos do <i>anti-windup</i> para funções de transferência bipróprias	263
Figura 118 – Diagrama de blocos da implementação do anti-windup para funções de transferência bipróprias para o controlador P+MR com compensação de fase.....	266
Figura 119 – Foto da plataforma conversora trifásica utilizada para os ensaios experimentais	269
Figura 120 – Foto da plataforma conversora trifásica – Cargas utilizadas para os ensaios experimentais	271
Figura 121 – Diagrama de blocos simplificado da malha de tensão com controlador PR	272
Figura 122 – Erro de rastreamento instantâneo do controlador PR.....	274

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tensões do conversor e vetores espaciais de conversores a dois braços..	41
Tabela 2 – Tensões do conversor e vetores espaciais de conversores a três braços ..	41
Tabela 3 – Tensões do conversor por braço e vetores espaciais de conversores a quatro braços.....	44
Tabela 4 – Vetores espaciais, pontos projetados no hiperplano definido por $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$ e pontos projetados no espaço $\mathbb{R}^3$ para conversores a quatro braços.....	46
Tabela 5 – Tensões do conversor por braço, tensões do conversor no espaço $\mathbb{R}^3$ e vetores espaciais de conversores a quatro braços correspondentes à intersecção com o plano definido por $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$	48
Tabela 6 – Resumo das topologias de conversores estudadas (*com injeção de sequência zero ótima).....	55
Tabela 7 – Resumo das estruturas de corrente quanto ao rastreamento de referência.....	71
Tabela 8 – Parâmetros dos controladores P sem compensação de delay projetados ..	90
Tabela 9 – Parâmetros dos controladores P com compensação de delay FOF projetados.....	96
Tabela 10 – Parâmetros dos controladores PI projetados via curvas de desempenho transitório.....	105
Tabela 11 – Ganho proporcional (K_p) e ganho integral efetivo (K_i^*) para os controladores P e PI projetados.....	110
Tabela 12 – Parâmetros referentes à resposta transitória dos controladores projetados (esquerda – projeto, direita – teórico com planta sem aproximações).....	122
Tabela 13 – Resumo dos controladores de corrente de tempo discreto projetados (* usado apenas no FF; ** usado apenas com o controlador).....	134
Tabela 14 – Resumo das funções de transferência para a malha de corrente do conversor monofásico.....	217

Tabela 15 – Resumo das funções de transferência para a malha de tensão do conversor monofásico	234
Tabela 16 – Resumo das matrizes de transferência de rastreamento de referência nos sistemas de referência estudados	248
Tabela 17 – <i>Anti-windup</i> via congelamento do integrador implementado em código C para o controlador PI Buso da malha de corrente	262
Tabela 18 – <i>Anti-windup</i> para função de transferência biprópria implementado em código C para o controlador P+MR com compensação de fase da malha de tensão	266

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	28
1	MODELAGEM DE CONVERSORES TRIFÁSICOS COM FILTRO INDUTIVO NO SISTEMA DE COORDENADAS ABC.....32
1.1	TRÊS FIOS32
1.2	QUATRO FIOS.....35
1.2.1	Quatro fios e três braços (4F3B)36
1.2.2	Quatro fios e quatro braços sem indutor de neutro (4F4B)37
1.2.3	Quatro fios e quatro braços com indutor de neutro (4F4B+Ln) ...38
1.3	COMPARAÇÃO DAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES TRIFÁSICOS.....39
1.3.1	Máxima tensão de conversor.....40
1.3.2	Ondulação das correntes de saída.....50
1.3.3	Topologias de conversores trifásicos escolhidas54
2	CONTROLE DESACOPLADO DE CONVERSORES TRIFÁSICOS NO SISTEMA ABC56
2.1	MALHA DE CORRENTE57
2.1.1	Estrutura A - Fixar uma referência em zero59
2.1.1.1	3F3B60
2.1.1.2	4F4B+Ln62
2.1.1.3	4F3B e 4F4B63
2.1.2	Estrutura B - Fazer a soma das referências ser nula64
2.1.2.1	3F3B65
2.1.2.2	4F4B+Ln66
2.1.3	Resultados de simulação.....67
2.1.4	Comparação das Estruturas de controle de corrente.....70

2.1.5	Resultados experimentais	72
2.2	MALHA DE TENSÃO	74
2.2.1	3F3B.....	75
2.2.2	4F4B+Ln.....	77
3	MALHA DE CORRENTE.....	80
3.1	PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE EM TEMPO DISCRETO.....	82
3.1.1	Dead-Beat.....	82
3.1.2	P.....	86
3.1.2.1	P via curvas de desempenho transitório (MARTINZ, 2013)	86
3.1.2.2	P com compensação de delay, adaptado de (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011)	91
3.1.2.3	P com compensação de delay, adaptada de (LU et al., 2018)	93
3.1.3	PI.....	97
3.1.3.1	PI via margem de fase e frequência de cruzamento (BUSO; MATTAVELLI, 2006)	98
3.1.3.2	PI via margem de fase e tempo de atraso (HOLMES et al., 2009)	100
3.1.3.3	PI via curvas de desempenho transitório (MARTINZ, 2013)	103
3.1.3.4	PI com compensação de delay (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011).....	106
3.2	COMPARAÇÃO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE	109
3.2.1	Erro de rastreamento em regime estacionário – 1ª à 13ª harmônica	110
3.2.2	Desempenho transitório	120
3.2.3	Robustez a variações da planta	125

3.2.4	Controlador de corrente escolhido e resultados experimentais.....	130
4	MALHA DE TENSÃO.....	135
4.1	PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO EM TEMPO DISCRETO.....	138
4.1.1	PI.....	140
4.1.2	Proporcional-Ressonante e Proporcional com Múltiplos Ressonantes	142
4.1.2.1	Proporcional-Ressonante	142
4.1.2.2	Proporcional com Múltiplos Ressonantes.....	148
4.1.3	Repetitivo baseado no filtro DFT.....	161
4.2	COMPARAÇÃO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO	168
4.2.1	Aspectos práticos da implementação em DSP	168
4.2.2	Erro de rastreamento em regime estacionário – 1ª à 13ª harmônica	173
4.2.3	Desempenho transitório	175
4.2.4	Robustez a variações da planta	179
4.2.5	Controlador de tensão escolhido e resultados experimentais ..	183
	CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	192
	APÊNDICE A - Modelagem de conversores trifásicos com filtro indutivo no sistema de coordenadas abc.....	195
	CONVERSOR MONOFÁSICO	195
	TRÊS FIOS.....	197
	QUATRO FIOS	199

4F3B	199
4F4B	201
4F4B+Ln	203

APÊNDICE B - Modelagem das malhas de corrente e tensão do conversor monofásico 206

MALHA DE CORRENTE	206
Modelo sem amostragem e sem atraso de cálculo	206
Modelo com amostragem e atraso de cálculo	207
Modelagem em tempo contínuo	208
Modelagem em tempo discreto	211
Modelo amostrado com carga	213
Modelo em tempo contínuo	214
Modelo em tempo discreto	215
MALHA DE TENSÃO.....	219
Modelo sem amostragem e sem atraso de cálculo	219
Modelo com corrente de indutor	219
Modelo com corrente de capacitor	221
Modelo com corrente de indutor e FF da corrente de carga	222
Modelo com amostragem e atraso de cálculo	223
Modelagem em tempo contínuo	224
Modelagem em tempo discreto	227
Modelo amostrado com carga	229
Modelagem em tempo contínuo	230
Modelagem em tempo discreto	232

APÊNDICE C - Outros sistemas de referência	236
SISTEMA DE REFERÊNCIA ESTACIONÁRIO <i>alfa-beta-zero</i>	236
SISTEMA DE REFERÊNCIA GIRANTE <i>dq0</i>	242
 APÊNDICE D - Injeção de tensão de sequência zero ótima	 249
3F3B.....	249
4F4B+Ln.....	250
 APÊNDICE E - Feed-forward da tensão de carga com compensadores de delay	 252
 APÊNDICE F - Derivação das curvas de desempenho para o controlador proporcional	 257
 APÊNDICE G - Estratégias de anti-windup para controladores PI e PR	 262
 APÊNDICE H - Plataforma conversora trifásica	 268
 APÊNDICE I - Projeto do controlador PR através da frequência de cruzamento e do tempo de acomodação (BUSO; MATTAVELLI, 2006).....	 272
 REFERÊNCIAS	 275

INTRODUÇÃO

Apresentação das motivações do trabalho, da revisão bibliográfica, da metodologia adotada, das contribuições e da organização geral deste trabalho.

Conversores trifásicos do tipo fonte de tensão, sejam a três ou a quatro fios, são equipamentos utilizados em diversas aplicações e vêm ganhando ainda mais importância devido à sua utilização em sistemas de geração distribuída de energia e em *smart grids*. Neste trabalho é dada atenção especial ao estudo de topologias a quatro fios, uma vez que o uso e estudo desse conversor não são tão comuns quanto o do conversor a três fios. Quando conversores a quatro fios são utilizados, é possível escolher diversas topologias e por vezes na literatura tal escolha é feita sem justificativa clara (PRASAD; BOROJEVIC; ZHANG, 1997; RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999; BOTTERON et al., 2002; KIM; SUL, 2004; DONG; OJO, 2007).

É essencial haver um controle local automático das saídas de um conversor, uma vez que as aplicações em que são empregados exigem um rastreamento preciso das referências, sejam elas de tensão ou de corrente. Como exemplos, podem-se citar a aplicação como drivers de motores (HOLMES et al., 2009), filtros ativos de potência (QUINN; MOHAN, 1992; QUINN; MOHAN; MEHTA, 1993; AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; CAMARGO; PINHEIRO, 2006), fontes de tensão ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* - UPS) (CHOI; KIM, 1997; BOTTERON et al., 2001) e fontes de tensão programáveis (FEITOSA; HAYASHI, 2015).

O controle de corrente e/ou tensão é feito através do emprego de inteligência local com microprocessadores e/ou processadores digitais de sinais (*Digital Signal Processor* - DSP). Nesses componentes, todos os cálculos são realizados em tempo real para implementar os algoritmos definidos no projeto de controle, através de técnicas de controle digital. Devido ao fato de que a implementação do controle é sempre realizada em tempo discreto, o projeto dos controladores deste trabalho é realizado preferivelmente em tempo discreto através da Transformada z .

Este trabalho busca implementar soluções de controle de corrente e de tensão de saída em tempo discreto para conversores trifásicos no sistema de referências *abc*. A princípio, essa escolha se justifica devido à sua representação direta das tensões e correntes de cada fase do conversor real. Quando se

consideram situações de cargas desequilibradas, essa característica permite tratar os desequilíbrios de forma mais direta (BOTTERON et al., 2002). Em outras situações, o emprego de outros sistemas de referência ($dq0$ e $\alpha\beta0$) pode trazer vantagens, porém envolve etapas adicionais de transformação que aumentam a complexidade e o tempo de execução da estratégia de controle escolhida.

O controle de tensão de conversores geralmente é implementado através do controle em cascata, ou seja, através de uma malha interna de corrente e de uma externa de tensão. Como consequência, o trabalho está organizado de forma incremental e as escolhas feitas em cada seção são utilizadas como base para as seguintes. Assim, são feitos estudos comparativos de alternativas comumente utilizadas na literatura para: topologias de conversores trifásicos a três e quatro fios; estruturas de controle de conversores no sistema abc ; controladores de corrente; e controladores de tensão.

A abordagem comparativa e detalhada deste trabalho busca introduzir o leitor nas técnicas e métodos de projeto geralmente utilizadas para o controle de conversores de potência, desde as técnicas mais simples até as mais complexas. Além disso, espera-se que este trabalho sirva como base para que as técnicas e métodos apresentados possam ser reproduzidos e adaptados conforme a necessidade. Muitos dos métodos de projeto apresentados são retirados do livro (BUSO; MATTAVELLI, 2006), o qual trata do controle digital de conversores de potência. Nota-se que as técnicas de controle abordadas neste trabalho são todas classificadas como controle clássico, uma vez que se baseiam nas funções de transferência do sistema no domínio de Laplace ou no domínio z .

Na Seção 1 são estudadas algumas topologias de conversores trifásicos: a três fios (dois e três braços) e a quatro fios (três e quatro braços; com e sem indutor de neutro). Para cada topologia é obtido um modelo em tempo contínuo e ao fim é escolhida uma topologia para o caso a três fios e outra para o caso a quatro fios com base nos critérios de máxima tensão fornecida e de ondulação de corrente de saída. As expressões relativas aos conversores trifásicos são representadas por matrizes de transferência, as quais são obtidas a partir de uma representação em espaço de estados.

Como contribuição da Seção 1, destaca-se o uso de matrizes de transferência para realizar uma análise multivariável do comportamento dos conversores trifásicos, as quais representam de forma mais aprofundada o acoplamento entre as variáveis e o comportamento dinâmico dos conversores.

Na Seção 2 são estudadas duas estruturas de controle de corrente e de tensão no sistema de referência abc através da análise via matrizes de transferência.

Como resultado da análise realizada na Seção 2, verifica-se que a estrutura de controle escolhida desacopla a resposta das fases dos conversores trifásicos e permite que os encare como $N-1$ conversores monofásicos independentes (N é o número de fios), transformando o problema de controle MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) em SISO (*Single Input Single Output*).

Na Seção 3 é feito um estudo da malha de corrente em tempo discreto, considerando-se um filtro de potência indutivo. São feitos o projeto e o teste de controladores de corrente com a estrutura escolhida na Seção 2, de modo a definir o controlador para a malha interna de corrente para o controle de tensão em cascata. São analisados controladores do tipo Dead-Beat, Proporcional (P) e Proporcional-Integral (PI), de forma a obter uma solução mais simples para o controle da malha de corrente interna. Além disso, o uso de compensadores de delay é analisado.

Os ajustes de controlador são comparados de maneira detalhada, seja no seu desempenho em regime permanente, desempenho em regime transitório e robustez a variações na planta. As análises da Seção 3 oferecem ao projetista uma visão mais profunda dos controladores, uma vez que abordam várias especificações distintas, e complementam os trabalhos em que são apresentados originalmente.

Na Seção 4 a malha de tensão em tempo discreto é estudada, considerando-se um filtro de potência LC. Tendo como base a malha de corrente definida na Seção 3, são projetados e testados os controladores de tensão numa estrutura de malha concatenada. Além do controlador PI, são estudados controladores mais complexos do tipo Proporcional-Ressonante (PR), Proporcional com Múltiplos Ressonantes (P+MR) e Repetitivo, em especial o controlador Repetitivo baseado no

filtro DFT (*Digital Fourier Transform*). Nesta seção, buscam-se soluções para rastrear a tensão com erro mínimo em todas as harmônicas ímpares da 1ª à 13ª.

Destaca-se na Seção 4 a dificuldade em encontrar trabalhos com o controle P+MR na malha de tensão e em ajustar múltiplos termos ressonantes, o que levou ao desenvolvimento de uma metodologia de ajuste própria.

Os projetos dos controladores de corrente e de tensão são verificados através de uma plataforma conversora trifásica disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência do Departamento de Energia e Automação da Escola Politécnica da USP (LEP-PEA-EPUSP). O objetivo da malha de controle concatenada escolhida é de controlar um conversor trifásico numa aplicação de fonte de tensão trifásica programável.

Como resultado do trabalho desenvolvido, no que diz respeito à análise das estruturas de corrente no sistema de referência *abc*, foi apresentado um artigo para a XIV Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência - COBEP 2017 (HAYASHI; MATAKAS, 2017). A conferência foi realizada no mês de novembro do ano 2017.

1 MODELAGEM DE CONVERSORES TRIFÁSICOS COM FILTRO INDUTIVO NO SISTEMA DE COORDENADAS ABC

Apresentação das topologias e das matrizes de transferência no sistema de referência abc dos conversores trifásicos com filtro indutivo considerados no trabalho. Comparação entre diferentes topologias de conversores.

A seguir são apresentadas as topologias de conversores trifásicos estudadas neste trabalho. Os resultados apresentados neste capítulo consideram o conversor em tempo contínuo e visto pelo referencial *abc*, utilizando-se de uma análise multivariável. A modelagem detalhada de cada topologia de conversor pode ser vista no Apêndice A.

Na Seção 1.3, as topologias estudadas são comparadas de modo a escolher a que melhor se adequa aos critérios de máxima tensão de conversor (equilibrada e de sequência zero) e de ondulação de corrente de saída.

1.1 TRÊS FIOS

Diagrama esquemático do conversor a três fios e três braços (3F3B) com filtro indutivo. Modelo do conversor em tempo contínuo. Relação entre o modelo em matriz de transferência e a componente de sequência zero.

Conversores trifásicos a três fios são implementados em sua grande maioria na topologia com três braços (3F3B). Esse tipo de conversor é utilizado em diversas aplicações, como drivers de motores trifásicos e UPSs (CHOI; KIM, 1997; BOTTERON et al., 2001; HOLMES et al., 2009). Nestes casos, espera-se que as cargas sejam equilibradas.

A topologia com dois braços (3F2B) (JACOBINA et al., 1995; CORREA et al., 2006) se torna uma alternativa válida em casos em que: existem restrições de custo; a potência é menor; e é aceitável aumentar o máximo esforço de tensão da chave (MATAKAS JUNIOR, 2012).

O diagrama esquemático de um conversor tipo fonte de tensão 3F3B com filtro L pode ser visto na Figura 1. A carga trifásica que foi modelada é composta pelas fontes de tensão ideais v_a , v_b e v_c . As fontes de tensão fornecem valores quaisquer, ou seja, a soma das tensões das três fases não é necessariamente nula.

Figura 1 – Diagrama esquemático do conversor 3F3B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

O comportamento do sistema a três fios é modelado no domínio de Laplace (1.1) através da matriz de transferência $G_{i3}(s)$, a qual relaciona as entradas $V_c(s)$ (tensões do conversor) e as perturbações $V(s)$ (tensões de carga) do sistema MIMO com suas saídas $I(s)$ (correntes de saída) no sistema de coordenadas abc . A modelagem completa dos conversores a três e quatro fios é realizada no Apêndice A.

No caso do conversor 3F2B, a mesma matriz de transferência é obtida, uma vez que os componentes do lado CA são idênticos. Nesse caso, no entanto, a tensão de conversor de um dos braços é sempre nula.

$$I(s) = G_{i3}(s) [V_c(s) - V(s)]$$

$$G_{i3}(s) = \frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

A partir da matriz da Equação (1.1), pode-se observar que as correntes de fase enxergam indutâncias equivalentes 3/2 vezes maiores que a indutância nominal e que existem fortes acoplamentos das saídas com relação às entradas nas três fases. O acoplamento faz com que uma mudança em uma das entradas (tensão do conversor ou perturbação) afete todas as três correntes de saída devido à topologia do conversor.

A matriz de transferência do sistema também reflete uma característica particular dos conversores trifásicos: eles não são capazes de produzir correntes de sequência zero. Uma componente de sequência zero é aquela comum a todas as três fases do conversor a cada instante de tempo, seja ela uma componente de corrente ou de tensão. Para conversores a três fios, o fornecimento de tensão de

sequência zero resulta numa diferença de tensão nula sobre o filtro indutivo e, assim, a corrente de saída não pode apresentar componente de sequência zero (aqui se desprezam as capacitâncias parasitas entre carga e conversor, que permitiriam a circulação de correntes de fuga).

A análise a seguir considera apenas as correntes injetadas pelo conversor. A Equação (1.2) decompõe as tensões do conversor $V_c(s)$ em duas parcelas: $V_{seqz}(s)$ corresponde à componente de sequência zero e $V_c^*(s)$ corresponde ao sinal original subtraído da componente de sequência zero. Ressalta-se que a mesma análise também é válida para as tensões de carga $V(s)$.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} &= \frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca}(s) \\ v_{cb}(s) \\ v_{cc}(s) \end{bmatrix} = \\ &= \underbrace{\frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca}^*(s) \\ v_{cb}^*(s) \\ v_{cc}^*(s) \end{bmatrix}}_{I^*(s)} + \underbrace{\frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{seqz}(s) \\ v_{seqz}(s) \\ v_{seqz}(s) \end{bmatrix}}_{I_{seqz}(s)} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Como consequência da decomposição adotada, as correntes de saída podem ser decompostas em: uma corrente de sequência zero $I_{seqz}(s)$ e uma parcela sem componentes de sequência zero $I^*(s)$. Porém, verifica-se que a componente de tensão de sequência zero impõem corrente nula nas três fases. Conclui-se, então, que o vetor $I_{seqz}(s)$ deve ser sempre nulo.

A capacidade de anular quaisquer componentes de sequência zero colocadas na entrada do sistema também pode ser observada diretamente pela matriz $G_{i3}(s)$. Ao calcular o posto de $G_{i3}(s)$, resulta-se num posto igual a dois. Portanto, a base da matriz de transferência é composta por dois vetores e a base do kernel por um vetor. A base do kernel pode ser representada pelo vetor $[1 \ 1 \ 1]^t$, base que corresponde exatamente às tensões de sequência zero na entrada do conversor trifásico. Sabe-se da teoria de álgebra linear que a imagem da transformação linear de um vetor pertencente ao kernel da matriz é o vetor nulo.

Desse modo, comprova-se que qualquer tensão de sequência zero que compuser a entrada do sistema não afetará o comportamento em baixa frequência das correntes de saída. Esse fato tem sido utilizado em estratégias de injeção de

tensões de sequência zero ótimas para aumentar o alcance das tensões do lado CA e para minimizar a ondulação das correntes de saída de conversores a três fios. Ainda, verifica-se que o uso dessas estratégias equivale ao uso de *Space Vector Pulse-Width Modulation* (SVPWM) (MATAKAS JR; MASADA, 1994; HOLMES, 1996; KIM; SUL, 1996; BLASKO, 1997; MATAKAS JUNIOR, 2012). A descrição detalhada das estratégias de injeção de tensões de sequência zero ótimas para conversores a três braços é realizada no Apêndice D.

1.2 QUATRO FIOS

Diagramas esquemáticos das topologias de conversores a quatro fios com filtro indutivo. Modelo dos conversores em tempo contínuo.

Conversores trifásicos a quatro fios são utilizados em aplicações em que se tem uma carga em Y, geralmente desequilibrada, onde a presença do fio de neutro é necessária para garantir a tensão em cada uma das cargas monofásicas. Os conversores deste tipo são utilizados em aplicações como filtros ativos de potência e fontes trifásicas programáveis (QUINN; MOHAN, 1992; QUINN; MOHAN; MEHTA, 1993; AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; FEITOSA; HAYASHI, 2015).

Ao contrário do caso a três fios, conversores a quatro fios são regularmente empregados em três topologias distintas:

- Quatro fios e três braços - 4F3B
(AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; VILLALVA; RUPPERT, 2004; VECHIU et al., 2007);
- Quatro fios e quatro braços sem indutor de neutro - 4F4B
(PRASAD; BOROJEVIC; ZHANG, 1997; RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999; KIM; SUL, 2004; DONG; OJO, 2007; NAIDU; FERNANDES, 2009);
- Quatro fios e quatro braços com indutor de neutro - 4F4B+Ln
(QUINN; MOHAN, 1992; QUINN; MOHAN; MEHTA, 1993; LIU et al., 2000; BOTTERON et al., 2002; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; MATAKAS JUNIOR; SILVA JUNIOR; GIARETTA, 2007; VECHIU; CUREA; CAMBLONG, 2010; OTA et al., 2011; FEITOSA; HAYASHI, 2015; PICHAN; RASTEGAR; MONFARED, 2017).

A seguir são apresentadas as matrizes de transferência dessas três topologias.

1.2.1 Quatro fios e três braços (4F3B)

Diagrama esquemático do conversor 4F3B com filtro indutivo. Modelo do conversor em tempo contínuo.

Figura 2 – Diagrama esquemático do conversor 4F3B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

O diagrama esquemático de um conversor fonte de tensão 4F3B com filtro L pode ser visto na Figura 2. Considerou-se uma carga genérica representada por quatro fontes de tensão ideais. A tensão de carga do fio de neutro v_n geralmente é nula, porém foi considerada para tornar a análise mais abrangente.

Analogamente ao caso com três fios, o comportamento do sistema é modelado no domínio de Laplace através da matriz de transferência $G_{i4F3B}(s)$:

$$I(s) = G_{i4F3B}(s) [V_c(s) - V(s)]$$

$$G_{i4F3B}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Para esta topologia de conversor trifásico, as saídas de corrente das fases a , b e c não são acopladas. Existe, porém, um acoplamento entre as fases e o fio de neutro, uma vez que o neutro é o caminho de retorno das correntes de fase. Como o conversor não sintetiza tensões para o fio de neutro, o sistema pode ser interpretado como sendo apenas o sistema 3x3 desacoplado correspondente às três fases. Além disso, a função de transferência que rege o comportamento por fase das correntes é idêntica à do caso monofásico.

Por fim, é possível observar que o posto da matriz $G_{i4F3B}(s)$ é igual a três e que a base do kernel de $G_{i4F3B}(s)$ pode ser representada pelo vetor $[1 \ 1 \ 1 \ 1]^t$. Ou seja, a componente de tensão de sequência zero (tensão comum aos quatro fios) produz corrente de saída nula. Entretanto, como o conversor não possui o braço de neutro, considera-se que a tensão de conversor do fio de neutro v_{cn} é sempre zero.

Como o fio de neutro permite a circulação de componentes de sequência zero trifásicas, não é possível utilizar as técnicas de injeção de sequência zero ótima empregadas no caso 3F3B. Além disso, não é possível utilizar técnicas de injeção de tensões de sequência zero ótimas para conversores a quatro braços, já que v_{cn} é sempre zero.

1.2.2 Quatro fios e quatro braços sem indutor de neutro (4F4B)

Diagrama esquemático do conversor 4F4B com filtro L. Modelo do conversor em tempo contínuo.

O diagrama do conversor 4F4B com filtro L pode ser visto na Figura 3.

Figura 3 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

A matriz de transferência do sistema $G_{i4F4B}(s)$ pode ser vista em (1.4). Observa-se que a matriz resultante é igual à do conversor a quatro fios e três braços. A diferença entre as duas topologias se dá pela entrada extra v_{cn} no caso com quatro braços. Tal característica é importante, pois aumenta a capacidade de fornecimento de tensões de sequência zero trifásicas na saída CA, ou seja, tensões comuns às fases a , b e c .

$$G_{i4F4B}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} = G_{i4F3B}(s) \quad (1.4)$$

Visto que a matriz de transferência obtida é a mesma da Seção 1.2.1, valem as mesmas observações com relação às componentes de sequência zero. A adição do braço de neutro, por outro lado, possibilita a injeção de tensões de sequência zero ótimas (comuns aos quatro fios). Ressalta-se que as técnicas de injeção de sequência zero para conversores a quatro braços são equivalentes ao uso do *Three-Dimensional SVPWM* (3DSVPWM) (KIM; SUL, 2004; CHUDOUNG; SANGWONGWANICH, 2007; DONG; OJO, 2007; MATAKAS JUNIOR; SILVA JUNIOR; GIARETTA, 2007; MATAKAS JUNIOR, 2012). A descrição detalhada das estratégias de injeção de tensões de sequência zero ótimas para conversores a quatro braços é realizada no Apêndice D.

1.2.3 Quatro fios e quatro braços com indutor de neutro (4F4B+Ln)

Diagrama esquemático do conversor 4F4B+Ln com filtro L. Modelo do conversor em tempo contínuo.

O conversor 4F4B+Ln com filtro L é representado pelo diagrama da Figura 4. A princípio, consideram-se valores quaisquer para L_n e R_{Ln} .

Figura 4 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B+Ln com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

A matriz de transferência do sistema $G_{i4F4B_Ln}(s)$ é obtida em função das matrizes da representação no espaço de estados:

$$G_{i4F4B_Ln}(s) = \frac{1}{s(L+3L_n)+R_L+3R_{Ln}} \begin{bmatrix} \frac{s(L+2L_n)+R_L+2R_{Ln}}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & -1 \\ \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{s(L+2L_n)+R_L+2R_{Ln}}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & -1 \\ \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{s(L+2L_n)+R_L+2R_{Ln}}{sL+R_L} & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

A matriz $G_{i4F4B_Ln}(s)$ apresenta um acoplamento entre as correntes de fase $I(s)$, ao contrário do que é observado nas demais topologias com quatro fios. Ainda assim, o sistema anula componentes de sequência zero, já que a matriz possui posto igual a três e o vetor $[1 \ 1 \ 1]^t$ como base do kernel. Assim como nos outros casos estudados, tal característica permite a utilização de técnicas de injeção de tensões de sequência zero ótimas.

Para o caso em que o indutor de neutro é igual aos demais indutores de filtro, a expressão (1.5) pode ser simplificada:

$$G_{i4F4B_Ln}(s) = \frac{1}{4(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

As expressões resultantes são muito similares às obtidas no caso do conversor a três fios. Devido à simplificação da matriz de transferência e à forte semelhança com o conversor 3F3B, o valor da indutância de neutro é fixado como sendo o mesmo das demais indutâncias de filtro. Neste caso, a indutância equivalente vista pelas correntes de fase é 4/3 maior que a indutância real.

1.3 COMPARAÇÃO DAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES TRIFÁSICOS

Comparação das topologias de conversores trifásicos apresentadas utilizando como critérios a máxima tensão de conversor (equilibrada e de sequência zero) que pode ser fornecida e a ondulação das correntes de saída. Justificativa da escolha das topologias 3F3B e 4F4B+Ln.

Um dos critérios de comparação utilizados na análise das topologias de conversores trifásicos a quatro fios é a máxima tensão de conversor fornecida por cada topologia, tanto para as componentes equilibradas como para as de sequência zero trifásicas. O outro critério escolhido é a ondulação das correntes de saída, o qual evidencia a diferença entre o uso de três ou quatro indutores de filtro.

Ressalta-se novamente que a componente de tensão de sequência zero anulada pelos conversores a quatro fios é aquela comum às quatro tensões, e não apenas às fases a , b e c (sequência zero trifásica).

Na análise do conversor 3F2B, considera-se que a tensão de conversor da fase c é sempre nula. Para o conversor 4F3B, a tensão de conversor do fio de neutro também é sempre nula.

1.3.1 Máxima tensão de conversor

Representação das tensões de conversor fornecidas pelas diferentes topologias de conversores trifásicos por meio de vetores espaciais no espaço. Comparação da máxima tensão de conversor fornecida (equilibrada e de sequência zero) por cada topologia.

O sistema de coordenadas abc é definido no espaço $\mathbb{R}^3$ como uma base ortonormal positiva (MATAKAS JUNIOR, 2012). Sendo assim, para um conversor trifásico com três braços (3F3B e 4F3B), o vetor espacial trifásico que representa as tensões de conversor instantâneas é dado por (1.7). No caso do conversor 3F2B, considera-se que a tensão do braço da fase c é sempre nula.

$$\vec{V}_{3B} = v_{ca}(t) \cdot \vec{a} + v_{cb}(t) \cdot \vec{b} + v_{cc}(t) \cdot \vec{c} \quad (1.7)$$

Nesse sistema de coordenadas, as tensões de sequência zero percorrem o espaço geométrico do eixo $\vec{0}$ (MATAKAS JUNIOR, 2012), sendo que o cálculo da componente de sequência zero é apresentado em (1.8). Esse eixo é utilizado na representação de dois sistemas de referência muito utilizados na modelagem e controle de conversores trifásicos: o sistema estacionário $\alpha\beta 0$ e o sistema girante $dq0$. Os dois sistemas de referência são apresentados em detalhes no Apêndice C.

$$v_{c0} \cdot \vec{0} = \frac{v_{ca} + v_{cb} + v_{cc}}{\sqrt{3}} \cdot \vec{0} \quad (1.8)$$

Ainda, considerando um link CC composto por duas fontes de tensão de valor V_d , as tensões de cada braço do conversor podem assumir apenas os valores V_d e $-V_d$ (e zero no caso 3F2B).

Com base nas definições apresentadas, obtêm-se todos os vetores espaciais possíveis para as topologias com dois braços (Tabela 1) e três braços (Tabela 2).

Como a numeração dos vetores espaciais é arbitrária e varia segundo cada autor, a numeração utilizada é a empregada em (MATAKAS JUNIOR, 2012).

Tabela 1 – Tensões do conversor e vetores espaciais de conversores a dois braços

v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	Vetor ($\vec{v}_{2B}$)
Vd	Vd	0	$\vec{v}_1$
$-Vd$	Vd	0	$\vec{v}_2$
$-Vd$	$-Vd$	0	$\vec{v}_3$
Vd	$-Vd$	0	$\vec{v}_4$

Fonte: Elaborada pelo autor

Tabela 2 – Tensões do conversor e vetores espaciais de conversores a três braços

v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	Vetor ($\vec{V}_{3B}$)
$-Vd$	$-Vd$	$-Vd$	$\vec{V}_0$
Vd	$-Vd$	$-Vd$	$\vec{V}_1$
Vd	Vd	$-Vd$	$\vec{V}_2$
$-Vd$	Vd	$-Vd$	$\vec{V}_3$
$-Vd$	Vd	Vd	$\vec{V}_4$
$-Vd$	$-Vd$	Vd	$\vec{V}_5$
Vd	$-Vd$	Vd	$\vec{V}_6$
Vd	Vd	Vd	$\vec{V}_7$

Fonte: Adaptado de (MATAKAS JUNIOR, 2012)

O conjunto de todos os vetores espaciais instantâneos (normalizados por Vd) para os conversores a três braços é representado na Figura 5. A Figura 5a apresenta os vetores espaciais no sistema abc . Já a Figura 5b apresenta os vetores no sistema $\alpha\beta 0$, deixando clara a sua relação com o sistema abc . Os vetores delimitam um cubo no espaço $\mathbb{R}^3$. Dentro do cubo se encontram todas as tensões do conversor possíveis de serem geradas por conversores com três braços.

A partir da expressão (1.8) e dos valores da Tabela 2, conclui-se que a maior componente de sequência zero (Apêndice C) que pode ser sintetizada pelo conversor 4F3B possui magnitude igual a $\sqrt{3} \cdot Vd$, correspondente aos vetores $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$ da Figura 5. A partir da Figura 5, observa-se também que a máxima componente de sequência zero que pode ser fornecida diminui consideravelmente ao se afastar

da origem do plano definido por $v_{c0}=0$ (plano $\alpha\beta$), que é definido pelos eixos α e β (Figura 5b). No caso dos conversores 3F3B e 3F2B, as componentes de sequência zero de tensão não impõem corrente, pois não existe caminho para a circulação de correntes de sequência zero, como foi visto na modelagem da planta do conversor a três fios da Seção 1.1.

Figura 5 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) para conversores a três braços no $\mathbb{R}^3$:

a) sistema abc , b) sistema $\alpha\beta 0$

Fonte: (MATAKAS JUNIOR, 2012)

A Figura 6 representa de forma simplificada as tensões de conversor para as topologias a três fios (3F2B e 3F3B), que correspondem à projeção dos vetores no plano $\alpha\beta$. A simplificação é válida porque a componente de tensão de sequência zero gera corrente nula. Assim, as tensões de conversor podem ser representadas sem prejuízo pelo lugar geométrico dos vetores com sequência zero nula, ou seja, o plano $\alpha\beta$ do referencial $\alpha\beta 0$. Para a análise da topologia 4F3B, o plano $\alpha\beta$ não é suficiente, pois contém apenas as tensões equilibradas (de sequência positiva e negativa).

A Figura 6 destaca três regiões de operação: a do conversor 3F3B com injeção de tensão de sequência zero ou com SVPWM (azul); a do conversor 3F3B sem injeção ou sem SVPWM (laranja); e a do conversor 3F2B (verde).

A operação do conversor 3F3B sem injeção de tensão de sequência zero (ou sem SVPWM) corresponde à geração de vetores espaciais trifásicos que percorrem somente o plano $\alpha\beta$. Dessa forma, a região de operação é dada pela intersecção do

cubo da Figura 5b com o plano $\alpha\beta$ e resulta no hexágono interno (em laranja). Nesse caso, o maior vetor espacial trifásico equilibrado que pode ser sintetizado percorre o círculo de raio 1,22 interno ao hexágono.

Figura 6 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) para conversores a dois e três braços no plano $\alpha\beta$ do sistema $\alpha\beta 0$

Fonte: Adaptado de (MATAKAS JUNIOR, 2012)

Caso seja utilizada a injeção de tensão de sequência zero ou SVPWM no conversor 3F3B, o vetor espacial trifásico passa a percorrer todo o cubo da Figura 5. O vetor espacial visto pela carga, entretanto, será aquele projetado no plano $\alpha\beta$. Como a projeção do cubo no plano é o hexágono externo da Figura 6 (em azul), as tensões senoidais equilibradas de maior amplitude que se pode sintetizar estão associadas ao vetor que percorre o círculo de raio 1,41. Nota-se que esse valor é aproximadamente 15% maior que o valor obtido sem a injeção de tensão de sequência zero.

No caso do conversor 4F3B, a maior amplitude fornecida para tensões senoidais equilibradas está atrelada ao círculo de raio 1,22, uma vez que não é possível utilizar técnicas de injeção de sequência zero ótima. Segundo (VILLALVA; RUPPERT, 2004), tal característica torna o conversor 4F3B pouco interessante para a geração de tensões trifásicas equilibradas.

Para o conversor 3F2B, ao se analisar a projeção dos vetores espaciais no plano $\alpha\beta$, observa-se que o maior vetor espacial trifásico equilibrado que pode ser

sintetizado percorre o círculo de raio 0,707, interno ao losango (em verde). Esse valor máximo é exatamente igual à metade do apresentado pelo conversor 3F3B com injeção de sequência zero. Assim, para a mesma tensão CA de saída, requer-se uma fonte CC com o dobro da tensão necessária para um conversor de três braços. Devido a isso, (MATAKAS JUNIOR, 2012) considera a topologia 3F2B pouco atraente em aplicações de maior potência. As amplitudes máximas das tensões senoidais equilibradas apresentadas, quando convertidas para o referencial *abc* devem ser divididas pelo fator de ganho $\sqrt{3/2}$, o qual é introduzido pela Transformação de Park. Dessa forma, as máximas amplitudes normalizadas das tensões equilibradas e senoidais sintetizáveis pelas três estratégias vistas são, em ordem crescente: 0,5773 (3F2B); 1 (3F3B); e 1,1547 (3F3B com injeção de tensão de sequência zero).

No caso de conversores com quatro braços (4F4B e 4F4B+Ln), há uma tensão de conversor extra proveniente do braço de neutro. Ao adotar a mesma construção de vetor espacial dos conversores a três braços (1.7), a expressão resultante pertence ao espaço $\mathbb{R}^4$:

$$\vec{V}_{4B}' = v_{ca}(t) \cdot \vec{a} + v_{cb}(t) \cdot \vec{b} + v_{cc}(t) \cdot \vec{c} + v_{cn}(t) \cdot \vec{n} \quad (1.9)$$

A Tabela 3 mostra os vetores espaciais para conversores com quatro braços. A numeração utilizada é a empregada em (MATAKAS JUNIOR, 2012).

Tabela 3 – Tensões do conversor por braço e vetores espaciais de conversores a quatro braços

v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	v_{cn}	Vetor ($\vec{V}_{4B}$)
$-Vd$	$-Vd$	$-Vd$	$-Vd$	$\vec{V}_0$
Vd	$-Vd$	$-Vd$	$-Vd$	$\vec{V}_1$
Vd	Vd	$-Vd$	$-Vd$	$\vec{V}_2$
$-Vd$	Vd	$-Vd$	$-Vd$	$\vec{V}_3$
$-Vd$	Vd	Vd	$-Vd$	$\vec{V}_4$
$-Vd$	$-Vd$	Vd	$-Vd$	$\vec{V}_5$
Vd	$-Vd$	Vd	$-Vd$	$\vec{V}_6$
Vd	Vd	Vd	$-Vd$	$\vec{V}_7$
$-Vd$	$-Vd$	$-Vd$	Vd	$\vec{V}_8$
Vd	$-Vd$	$-Vd$	Vd	$\vec{V}_9$

Vd	Vd	$-Vd$	Vd	$\vec{V}_{10}$
$-Vd$	Vd	$-Vd$	Vd	$\vec{V}_{11}$
$-Vd$	Vd	Vd	Vd	$\vec{V}_{12}$
$-Vd$	$-Vd$	Vd	Vd	$\vec{V}_{13}$
Vd	$-Vd$	Vd	Vd	$\vec{V}_{14}$
Vd	Vd	Vd	Vd	$\vec{V}_{15}$

Fonte: Adaptado de (MATAKAS JUNIOR, 2012)

De maneira análoga ao conversor 3F3B, é possível descrever duas regiões de operação para os conversores a quatro braços a partir dos vetores espaciais: uma região correspondente à operação sem a injeção de tensão de sequência zero (ou sem 3DSVPWM), e outra com injeção (ou com 3DSVPWM).

Voltando ao caso 3F3B, a região de operação sem injeção (hexágono interno) é obtida através da intersecção do cubo no $\mathbb{R}^3$ com o plano $\alpha\beta$. A região correspondente à operação com injeção (hexágono externo), por sua vez, é obtida pela projeção do cubo sobre o plano $\alpha\beta$. A partir dessas transformações, as regiões no espaço 3D foram simplificadas para regiões num espaço 2D.

Sendo assim, as regiões de operação para os conversores a quatro braços são obtidas através das relações do hipercubo, cujos vértices são definido pelos 16 vetores espaciais, com o hiperplano definido por $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$. Para cada relação (intersecção e projeção) são obtidos pontos no espaço $\mathbb{R}^4$.

A representação do vetor espacial no espaço $\mathbb{R}^4$ é pouco intuitiva. Para contornar esse problema, as tensões do conversor podem ser agrupadas através da relação (1.10), possibilitando a visualização dos vetores espaciais no espaço $\mathbb{R}^3$ (1.11). Esta representação é utilizada apenas para a visualização do conjunto de tensões dos conversores a quatro fios e quatro braços como sólidos no espaço 3D, e não para sua modelagem e controle.

$$\begin{aligned}
 v_{can}(t) &= v_{ca}(t) - v_{cn}(t) \\
 v_{cbn}(t) &= v_{cb}(t) - v_{cn}(t) \\
 v_{ccn}(t) &= v_{cc}(t) - v_{cn}(t)
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

$$\vec{V}_{4B} = v_{can}(t) \cdot \vec{a} + v_{cbn}(t) \cdot \vec{b} + v_{ccn}(t) \cdot \vec{c} \tag{1.11}$$

A projeção do hipercubo no hiperplano é realizada através da projeção de cada um dos 16 vértices do hipercubo sobre o hiperplano de vetor normal $[1 \ 1 \ 1 \ 1]^t$. Os pontos obtidos são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Vetores espaciais, pontos projetados no hiperplano definido por $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$ e pontos projetados no espaço $\mathbb{R}^3$ para conversores a quatro braços

Vetor ($\vec{V}_{4B}$)	v_{ca_proj}	v_{cb_proj}	v_{cc_proj}	v_{cn_proj}	v_{can}	v_{cbn}	v_{ccn}
$\vec{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1$	1,5Vd	-0,5Vd	-0,5Vd	-0,5Vd	2Vd	0	0
$\vec{V}_2$	Vd	Vd	-Vd	-Vd	2Vd	2Vd	0
$\vec{V}_3$	-0,5Vd	1,5Vd	-0,5Vd	-0,5Vd	0	2Vd	0
$\vec{V}_4$	-Vd	Vd	Vd	-Vd	0	2Vd	2Vd
$\vec{V}_5$	-0,5Vd	-0,5Vd	1,5Vd	-0,5Vd	0	0	2Vd
$\vec{V}_6$	Vd	-Vd	Vd	-Vd	2Vd	0	2Vd
$\vec{V}_7$	0,5Vd	0,5Vd	0,5Vd	-1,5Vd	2Vd	2Vd	2Vd
$\vec{V}_8$	-0,5Vd	-0,5Vd	-0,5Vd	1,5Vd	-2Vd	-2Vd	-2Vd
$\vec{V}_9$	Vd	-Vd	-Vd	Vd	0	-2Vd	-2Vd
$\vec{V}_{10}$	0,5Vd	0,5Vd	-1,5Vd	0,5Vd	0	0	-2Vd
$\vec{V}_{11}$	-Vd	Vd	-Vd	Vd	-2Vd	0	-2Vd
$\vec{V}_{12}$	-1,5Vd	0,5Vd	0,5Vd	0,5Vd	-2Vd	0	0
$\vec{V}_{13}$	-Vd	-Vd	Vd	Vd	-2Vd	-2Vd	0
$\vec{V}_{14}$	0,5Vd	-1,5Vd	0,5Vd	0,5Vd	0	-2Vd	0
$\vec{V}_{15}$	0	0	0	0	0	0	0

Fonte: Elaborada pelo autor

Os vetores espaciais apresentados na Tabela 4 definem um dodecaedro no espaço $\mathbb{R}^3$ (Figura 7). Assim como no caso anterior, o sólido resultante engloba todas as tensões do conversor possíveis para a operação com injeção de tensão de sequência zero ótima. A Figura 7a apresenta os vetores espaciais no referencial $\alpha\beta 0$ e os relaciona com o referencial abc . A Figura 7b apresenta de forma mais detalhada os vetores espaciais no referencial $\alpha\beta 0$.

A partir da comparação da Figura 5 com a Figura 7, observa-se que as topologias de conversores com quatro braços (4F4B e 4F4B+Ln) possuem uma capacidade de injeção de tensões de sequência zero muito maior que as com três

braços (4F3B). No pior caso, o conversor fornece uma componente de sequência zero máxima igual a $2\sqrt{3} \cdot V_d/3$ (por exemplo, no vetor $\vec{V}_1$), e, no melhor caso, fornece $2\sqrt{3} \cdot V_d$ (por exemplo, no vetor $\vec{V}_7$). Nesse quesito, os conversores com quatro braços se tornam atraentes, já que sempre é possível fornecer componente de sequência zero. No caso do conversor 4F3B, existem pontos em que não é possível fornecer tensão de sequência zero.

Figura 7 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) para conversores a quatro braços no $\mathbb{R}^3$:

a) sistema abc e $\alpha\beta 0$, b) sistema $\alpha\beta 0$

Fonte: (MATAKAS JUNIOR, 2012)

Em aplicações com cargas desequilibradas, essa capacidade aumentada é importante para garantir que o conversor rastreie as correntes de referência sem atingir a saturação. Isso porque conversores com quatro braços conseguem injetar simultaneamente componentes de sequência zero com magnitude elevada e tensões equilibradas com amplitude elevada (distantes da origem do plano $\alpha\beta$).

Além disso, a partir do gráfico da Figura 7, observa-se que a intersecção do dodecaedro com o plano $\alpha\beta$ coincide com o hexágono externo (em azul) da Figura 6. Consequentemente, o maior vetor espacial trifásico equilibrado fornecido pelos conversores a quatro braços com a injeção de sequência zero ótima ou com a utilização de 3DSVPWM percorre o círculo de raio 1,41.

Os pontos que pertencem à intersecção são obtidos através da intersecção de cada uma das 32 arestas do hipercubo com o hiperplano definido por $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$. Os pontos obtidos correspondem aos vértices do sólido a ser encontrado e são apresentados na Tabela 5:

Tabela 5 – Tensões do conversor por braço, tensões do conversor no espaço $\mathbb{R}^3$ e vetores espaciais de conversores a quatro braços correspondentes à intersecção com o plano definido por

$$v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$$

v_{ca_int}	v_{cb_int}	v_{cc_int}	v_{cn_int}	v_{can}	v_{cbn}	v_{ccn}	Vetor ($\vec{V}_{4B}$)
Vd	Vd	$-Vd$	$-Vd$	$2Vd$	$2Vd$	0	$\vec{V}_2$
$-Vd$	Vd	Vd	$-Vd$	0	$2Vd$	$2Vd$	$\vec{V}_4$
Vd	$-Vd$	Vd	$-Vd$	$2Vd$	0	$2Vd$	$\vec{V}_6$
Vd	$-Vd$	$-Vd$	Vd	0	$-2Vd$	$-2Vd$	$\vec{V}_9$
$-Vd$	Vd	$-Vd$	Vd	$-2Vd$	0	$-2Vd$	$\vec{V}_{11}$
$-Vd$	$-Vd$	Vd	Vd	$-2Vd$	$-2Vd$	0	$\vec{V}_{13}$

Fonte: Elaborada pelo autor

Os vetores espaciais encontrados formam um octaedro no espaço $\mathbb{R}^3$ (Figura 8). De maneira análoga ao hexágono interno da Figura 6, o octaedro engloba todas as tensões do conversor possíveis para quando não se injetam tensões de sequência zero ótimas ou quando não se usa 3DSVPWM.

Figura 8 – Vetores espaciais (normalizados por Vd) correspondentes à intersecção do hipercubo com o plano $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} + v_{cn} = 0$ no sistema $\alpha\beta 0$

Fonte: Elaborada pelo autor

Analisando-se os vetores espaciais que compõem o octaedro, conclui-se que essa região de operação possui uma componente de sequência zero máxima igual a $4\sqrt{3} \cdot V_d/3$, ou seja, igual a 2/3 da capacidade máxima apresentada na Figura 7. Nota-se que mesmo neste caso os conversores a quatro braços fornecem componentes de sequência zero maiores que o conversor 4F3B.

Além disso, a intersecção do octaedro com o plano $\alpha\beta$ coincide com o hexágono interno (em laranja) da Figura 6. Assim, as tensões senoidais equilibradas de maior amplitude que se pode sintetizar com conversores com quatro braços sem injeção de sequência zero ótima (ou sem 3DSVPWM) estão associadas ao vetor que percorre o círculo de raio 1,22, assim como ocorre para o conversor 3F3B.

A região de operação com injeção de tensão de sequência zero (sólido externo em azul) e a região de operação sem injeção (sólido interno em laranja) são apresentadas juntas na Figura 9. Os resultados obtidos são apresentados de forma resumida na Tabela 6.

Figura 9 – Vetores espaciais (normalizados por V_d) e regiões de operação para conversores a quatro braços no $\mathbb{R}^3$

Fonte: Elaborada pelo autor

1.3.2 Ondulação das correntes de saída

Apresentação da ondulação das correntes de saída dos conversores trifásicos através de matrizes de transferência. Comparação da ondulação de fase e da ondulação de sequência zero para as topologias de conversor a quatro fios.

A ondulação das correntes de saída é o segundo critério utilizado para comparar o desempenho das topologias de conversor apresentadas. A ondulação de corrente é o resultado da ação dos indutores de filtro sobre as componentes de alta frequência das tensões de saída moduladas por PWM. Para simplificar a análise apresentada, a ondulação é analisada tendo em vista principalmente as impedâncias de filtro de cada conversor.

Os conversores 3F3B e 3F2B possuem a mesma impedância de filtro, uma vez que utilizam o mesmo filtro indutivo. Através da matriz de transferência da Equação (1.1), analisa-se a resposta do sistema para uma entrada na fase a (v_{ripa}), a qual representa as componentes de alta frequência resultantes do uso do PWM. Baseando-se em (1.12), conclui-se que os conversores a três fios possuem uma ondulação menor que o conversor monofásico, porém com a desvantagem de apresentar acoplamentos entre as fases.

$$I_{rip}(s) = G_{i3F3B/3F2B}(s) \begin{bmatrix} v_{ripa}(s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ripa}(s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{v_{ripa}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Vale notar que o conversor 3F2B necessita de uma tensão de link CC $\sqrt{3}$ vezes maior para produzir a mesma tensão trifásica senoidal equilibrada que o conversor 3F3B, como foi visto na Seção 1.3.1. Dessa forma, pode-se afirmar que o conversor 3F2B apresentará uma ondulação de corrente maior que o conversor 3F3B, visto que a modulação será realizada com níveis de tensão maiores.

Outro fator importante que afeta a ondulação de corrente em conversores trifásicos é a configuração do PWM em si. A forma de onda da portadora, a defasagem entre as portadoras e a interação entre a ondulação de cada fase afetam a ondulação efetiva das correntes do conversor. Devido à sua complexidade, este fator não é analisado nesta comparação simplificada. Neste trabalho é utilizado o PWM com portadora triangular.

A ondulação das duas topologias a três fios pode ser visualizado nas simulações em malha aberta da Figura 10, realizadas no software PSIM.

Figura 10 – Simulação da ondulação dos conversores a três fios:

a) Topologia 3F2B; b) Topologia 3F3B

Fonte: Elaborada pelo autor

A simulação da Figura 10a implementa um conversor trifásico 3F2B ligado a uma carga resistiva de $33 \, \Omega$ com frequência de amostragem de 24 kHz, frequência de chaveamento de 12 kHz, tensão de link CC de $400\sqrt{3} \, \text{V}$, indutores de 5 mH e tensões de referência senoidais de $165\sqrt{3} \, \text{V}$ de pico. Já a Figura 10b trata do conversor 3F3B, com a diferença de empregar uma tensão de link CC de 400 V e referências senoidais de 165 V de pico. Apesar de apresentarem a mesma impedância de filtro, a ondulação de corrente do conversor 3F2B ($0,283 \, \text{Vef}$ na fase a) é maior que a apresentada pelo conversor 3F3B ($0,153 \, \text{Vef}$ na fase a), como era esperado. A medida de ondulação de corrente considera a corrente eficaz do sinal original subtraído da componente de baixa frequência.

Através das matrizes de transferência das três topologias a quatro fios estudadas (1.3), (1.4) e (1.6), é possível analisar o comportamento da ondulação das correntes de saída. São estudados dois tipos de entrada: uma com tensão apenas na fase a e outra com tensão de sequência zero trifásica.

Nas equações (1.13) e (1.14) são obtidas as expressões do vetor da ondulação de corrente para os conversores sem indutor de neutro.

$$I_{ripa}(s) = G_{i4F3B/4F4B}(s) \begin{bmatrix} v_{ripa}(s) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ripa}(s) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{v_{ripa}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$I_{ripz}(s) = G_{i4F3B/4F4B}(s) \begin{bmatrix} v_{ripz}(s) \\ v_{ripz}(s) \\ v_{ripz}(s) \\ 0 \end{bmatrix} = G_{i4F3B/4F4B}(s) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -v_{ripz}(s) \end{bmatrix} = \frac{v_{ripz}(s)}{sL + R} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -3 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

As equações (1.15) e (1.16) apresentam as ondulações de corrente para o conversor 4F4B+Ln.

$$I_{ripa}(s) = G_{i4F4B_L_n}(s) \begin{bmatrix} v_{ripa}(s) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{4(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ripa}(s) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{v_{ripa}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 3/4 \\ -1/4 \\ -1/4 \\ -1/4 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$I_{ripz}(s) = G_{i4F4B_L_n}(s) \begin{bmatrix} v_{ripz}(s) \\ v_{ripz}(s) \\ v_{ripz}(s) \\ 0 \end{bmatrix} = G_{i4F4B_L_n}(s) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -v_{ripz}(s) \end{bmatrix} = \frac{v_{ripz}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1/4 \\ 1/4 \\ 1/4 \\ -3/4 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Ao observar o comportamento da ondulação de sequência zero i_{ripz} , no que diz respeito à impedância de filtro, a topologia 4F4B+Ln oferece a maior atenuação. Do ponto de vista dessa componente, a indutância equivalente é quatro vezes maior que nos casos sem o indutor de neutro, assim como visto em (SILVA JUNIOR, 2007). Para obter a mesma atenuação da ondulação de corrente com o conversor 4F4B, seria necessário utilizar três indutores de valor $4L$. Considerando-se que o custo de um indutor é proporcional ao seu volume, utilizar quatro indutores de valor L é mais vantajoso do que utilizar três indutores de valor $4L$. Por outro lado, como foi evidenciado na Seção 1.2.3, a adição do indutor de neutro torna as correntes de fase acopladas. Assim, para usufruir da vantagem da menor ondulação com uso de menor volume de indutores, é necessário que se resolva o problema do acoplamento via controle.

Como dito anteriormente no caso dos conversores a três fios, existem outros fatores que afetam a ondulação de saída dos conversores trifásicos que, por simplicidade, não são considerados nesta análise.

A ondulação das duas topologias com quatro braços pode ser visualizado na simulação da Figura 11, também realizada no software PSIM.

Figura 11 – Simulação da ondulação dos conversores com quatro braços:

a) Topologia 4F4B; b) Topologia 4F4B+Ln

Fonte: Elaborada pelo autor

A simulação da Figura 11a implementa um conversor trifásico 4F4B ligado a uma carga resistiva de $33 \, \Omega$ com frequência de amostragem de 24 kHz, frequência de chaveamento de 12 kHz, tensão de link CC de 400 V, indutores de 5 mH e referências senoidais de 165 V de pico. A Figura 11b implementa um conversor 4F4B+Ln nas mesmas condições. Para as ondulações do fio de neutro, o valor apresentado pelo conversor 4F4B (0,601 Vef) é cerca de quatro vezes maior que o apresentado pelo conversor 4F4B+Ln (0,151 Vef).

Para as ondulações de corrente de fase, observa-se que a amplitude da ondulação do conversor 4F4B (0,686 V pico na fase a) é maior que a apresentada pelo conversor 4F4B+Ln (0,585 V pico na fase a). Entretanto, o valor eficaz da ondulação é muito similar (0,252 Vef e 0,256 Vef, respectivamente) devido à interação entre as ondulações de cada fase do conversor.

1.3.3 Topologias de conversores trifásicos escolhidas

Escolha da topologia de conversor trifásico para o caso a três fios e para o caso a quatro fios com base nos critérios de máxima tensão de conversor e ondulação da corrente de saída. Justificativa pela escolha das topologias 3F3B e 4F4B+Ln. Apresentação resumida das características de cada topologia apresentada neste trabalho.

Os resultados comparativos para as cinco topologias estudadas são apresentados na Tabela 6.

Com base nos critérios apresentados, as topologias 3F3B e 4F4B+Ln são escolhidas como as de melhor desempenho dentre as topologias estudadas. Sendo assim, são utilizadas para todos os estudos relativos a conversores a três e a quatro fios deste trabalho nas seções posteriores a esta.

Apesar dos fortes acoplamentos entre as suas correntes de fase, a maior capacidade de fornecimento de tensões equilibradas (para os dois casos) e de sequência zero (para o caso a quatro fios) tornam as duas opções vantajosas. Para os conversores a quatro fios, a topologia 4F4B+Ln ainda traz a vantagem de possuir ondulações de corrente menores.

Na Tabela 6, a coluna “Máxima tensão equilibrada (abc)” corresponde à máxima amplitude da tensão senoidal de sequência positiva (ou negativa) sintetizável pela topologia no referencial abc .

Tabela 6 – Resumo das topologias de conversores estudadas (*com injeção de sequência zero ótima)

Topologia	Matriz de transferência	Máxima tensão eq. (abc)	Máximo v_{c0}	i_{ripa}	i_{ripz}
3F2B	$\frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$	$0,58 \cdot V_d$	-	$\frac{v_{ripa}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{bmatrix}$	-
3F3B	$\frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$	$1,15 \cdot V_d *$	-	$\frac{v_{ripa}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{bmatrix}$	-
4F3B	$\frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}$	V_d	$\sqrt{3} \cdot V_d$	$\frac{v_{ripa}(s)}{sL + R} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{v_{ripz}(s)}{sL + R} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -3 \end{bmatrix}$
4F4B	$\frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}$	$1,15 \cdot V_d *$	$2\sqrt{3} \cdot V_d *$	$\frac{v_{ripa}(s)}{sL + R} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{v_{ripz}(s)}{sL + R} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -3 \end{bmatrix}$
4F4B +Ln	$\frac{1}{4(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}$	$1,15 \cdot V_d *$	$2\sqrt{3} \cdot V_d *$	$\frac{v_{ripa}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 3/4 \\ -1/4 \\ -1/4 \\ -1/4 \end{bmatrix}$	$\frac{v_{ripz}(s)}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1/4 \\ 1/4 \\ 1/4 \\ -3/4 \end{bmatrix}$

Fonte: Elaborada pelo autor

2 CONTROLE DESACOPLADO DE CONVERSORES TRIFÁSICOS NO SISTEMA ABC

Discussão sobre a perda de controle e o uso de $N-1$ controladores em conversores trifásicos no sistema de referência abc . Apresentação e comparação de duas estruturas de controle de corrente no referencial abc , evidenciando o desacoplamento das fases no rastreamento de corrente. Apresentação da estrutura de controle de tensão utilizada.

O controle de corrente de conversores trifásicos no sistema de referência abc geralmente é realizado com $N-1$ controladores, sendo N o número de fios do conversor (KIM; SUL, 2004; DONG; OJO, 2007; HOLMES et al., 2009; MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011; MATAKAS JUNIOR, 2012; MARTINZ, 2013). Levando em conta que em um circuito elétrico qualquer a soma das correntes num corte é nula, não é possível impor um valor qualquer de corrente a todos os fios simultaneamente. No controle de tensão em malha concatenada, a saída dos controladores de tensão é a referência dos controladores de corrente. Dessa forma, o controle de tensão também é realizado com $N-1$ controladores.

Caso sejam utilizados N controladores, poderá haver momentos de perda de controle sobre as correntes de saída. Isso porque pequenos erros de offset e de ganho nos transdutores de corrente fazem com que a soma das correntes medidas não seja nula. Isso faz com que os N controladores imponham N tensões com uma componente de sequência zero, de forma a atuar contra essa corrente medida com soma não nula. Como consequência, ocorre a saturação das tensões de saída ou até a instabilidade (MARTINZ, 2007; MATAKAS JUNIOR, 2012). (MARTINZ, 2013) obteve sucesso no controle de conversores 3F3B com N controladores através da filtragem das componentes de sequência zero medida pelos transdutores. Apesar de envolver uma etapa adicional de filtragem, essa estratégia também pode ser utilizada.

Para o controle de conversores 3F/3B, o uso de $N-1$ controladores implica em se controlar as fases ab (cb ou ca) no referencial abc , as fases α e β no referencial estacionário $\alpha\beta 0$ e as fases d e q no referencial girante $dq0$. Para conversores 4B4F+Ln, o uso de $N-1$ controladores implica em se controlar as fases abc , as fases $\alpha\beta 0$ e as fases $dq0$, respectivamente. A modelagem da malha de corrente dos conversores trifásicos nos sistemas de referência $\alpha\beta 0$ e $dq0$ é realizada no Apêndice C.

Atualmente são empregadas duas estruturas distintas para o controle de corrente no referencial abc , ambas com $N-1$ controladores, as quais consistem em:

- A. (MATAKAS JUNIOR, 2012) - Fixar em zero a tensão de referência do conversor restante;
- B. (HOLMES et al., 2009; HAYASHI; MATAKAS, 2017) - Fazer a soma das referências ser zero (define a N -ésima referência como sendo a soma negativa das referências das outras fases).

As duas estruturas de controle são analisadas e mostra-se que a Estrutura B resulta num controle desacoplado, de modo que o controle no referencial abc se equipara ao realizado nos demais sistemas de referência. A comparação das duas estruturas é feita na Seção 2.1.4.

A análise das duas estruturas é realizada através das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação dos sistemas multivariáveis de tempo contínuo em malha fechada. Nota-se que o desacoplamento não é afetado pela discretização do sistema de controle, uma vez que as dinâmicas introduzidas pela discretização afetam cada fase de maneira independente. Nesta seção, a análise é realizada em tempo contínuo por simplicidade. A análise em tempo discreto é realizada para a planta do conversor monofásico nas Seções 3 (controle de corrente em tempo discreto) e 4 (controle de tensão em tempo discreto).

2.1 MALHA DE CORRENTE

Apresentação das duas estruturas para o uso de $N-1$ controladores através das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação em tempo contínuo. Verificação do desacoplamento entre fases via simulação e resultados experimentais.

As malhas de corrente dos conversores a três e quatro fios foram estudadas tendo como base a malha de corrente do conversor monofásico (Figura 12). A malha de corrente tem como entrada a referência de corrente $i_{ref}(s)$. O controlador de corrente SISO $k_i(s)$ recebe o erro de corrente $e_i(s)$ e tem como saída o sinal $v_o(s)$ que corresponde nesta seção ao sinal $v_{cref}(s)$. A planta $g_i(s)$ é dada por (2.1).

$$g_i(s) = \frac{1}{sL + R_L} \quad (2.1)$$

Na Seção 2, os termos “referência de tensão do conversor” (v_{cref}) e “sinal de saída do controlador” (v_o) são utilizados de maneira equivalente. Posteriormente, os sinais passam a ser tratados de maneira distinta em função do uso de técnicas auxiliares após a atuação dos controladores (feedforward (FF) das perturbações e injeção de tensão de sequência zero ótima).

A modelagem detalhada das funções de transferência do conversor monofásico é realizada no Apêndice B. Ressalta-se que a modelagem adotada considera que a média local do sinal modulado via PWM (v_c) é igual à referência de tensão do conversor (v_{cref}) para o PWM não saturado.

Figura 12 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor monofásico em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

As funções de transferência de rastreamento de referência (2.2) e de rejeição de perturbação (2.3) são apresentadas a seguir. Destaca-se que a abordagem utilizada para obter as funções de transferência do caso SISO é diretamente aplicável ao caso MIMO e por isso é apresentada em detalhes em (2.2) e (2.3).

$$\begin{aligned}
 i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \\
 i(s) &= [1 + k_i(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \cdot i_{ref}(s) \\
 \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} &= \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}
 i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \\
 i(s) &= -[1 + k_i(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \cdot g_i(s) \cdot v(s) \\
 \frac{i(s)}{v(s)} &= \frac{-1}{sL + R_L + k_i(s)}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Trata-se de um sistema de primeira ordem (considerando o controlador como ganho puro) e observa-se que é possível rastrear a referência e rejeitar a perturbação com um ganho $k_i(s)$ suficientemente alto. Nesse sistema ideal, seria

possível aumentar o ganho indefinidamente, porém o uso do PWM limita o valor máximo de ganho que pode ser utilizado. Valores mais altos de ganho causam múltiplos chaveamentos indevidos em um mesmo período de chaveamento do sinal PWM, o que pode acarretar no aumento da frequência de chaveamento e das perdas nas chaves (MARTINZ, 2007).

O diagrama de blocos da malha de corrente multivariável pode ser visto na Figura 13. Esse diagrama é composto por um controlador multivariável $K_{IN}(s)$, moduladores PWM (representados pela matriz identidade $I_{N \times N}$) e uma planta multivariável $G_{iN}(s)$. A malha de corrente recebe em sua entrada o vetor de correntes de referência $I_{ref}(s)$. Através da subtração da corrente medida $I(s)$, é obtido o vetor de erro de corrente $E_i(s)$. O controlador de corrente multivariável gera os sinais de saída do controlador $V_o(s)$, os quais correspondem aos sinais $V_{cref}(s)$.

A Figura 13 é utilizada como referência para as expressões com as matrizes de transferência dos conversores a três e a quatro fios.

Figura 13 – Diagrama de blocos da malha de corrente dos conversores trifásicos em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

2.1.1 Estrutura A - Fixar uma referência em zero

Apresentação da Estrutura A de controle de corrente com $N-1$ controladores para os conversores 3F3B, 4F4B e 4F4B+Ln. Análise via matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

Devido ao fato de só ser possível impor $N-1$ referências de tensão do conversor, resta uma indeterminação sobre qual o valor da N -ésima fase. (SILVA JUNIOR, 2007) propõe a imposição do valor zero. Como as demais tensões passam a apresentar amplitudes muito elevadas, ajusta-se essa discrepância com a injeção de sequência zero ótima nas N fases. O uso dessa solução resulta na redução da amplitude das tensões nas $N-1$ fases e num sinal não nulo para a N -ésima fase.

Além disso, há a redução da ondulação de corrente das N fases e aumento da faixa de tensões do lado CA para um dado valor de V_d , como foi dito na Seção 1.

A estrutura de controle de corrente com $N-1$ controladores por fixação da referência extra de tensão do conversor em zero pode ser representada por (2.4), expressão que impõe um valor nulo para a referência de tensão do conversor do fio x . Essa imposição pode ser interpretada como um ganho nulo no controlador de corrente do fio x .

$$v_{ox}(t) = 0 \quad (2.4)$$

2.1.1.1 3F3B

Apresentação das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação para o controle de corrente com a Estrutura A no conversor 3F3B.

O controlador multivariável equivalente para o uso de $N-1$ controladores com a fixação em zero do sinal de saída do controlador do fio extra é representado em (2.5). Neste trabalho, a fase c foi escolhida como fio extra.

$$K_{I3_A}(s) = \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

onde o elemento de ganho $k_i(s)$ representa um controlador linear de corrente genérico do tipo SISO. Em todos os casos analisados, os controladores de corrente são iguais para todas as fases, visto que as fases possuem a mesma dinâmica.

A partir das matrizes $G_{i3}(s)$ e $K_{I3_A}(s)$, a matriz de transferência de rastreamento de referência é obtida:

$$\begin{aligned}
I(s) &= \left[I_{3 \times 3} + G_{i3}(s)K_{I3_A}(s) \right]^{-1} G_{i3}(s)K_{I3_A}(s) I_{ref}(s) \\
\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} &= \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \\
&\quad \cdot \frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \end{bmatrix} \quad (2.6) \\
\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} &= \frac{k_i(s)}{3(sL + R_L) + k_i(s)} \left[\begin{array}{cc|c} \frac{2(sL + R_L) + k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{-sL - R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & 0 \\ \frac{-sL - R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{2(sL + R_L) + k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & 0 \\ \hline -1 & -1 & 0 \end{array} \right] \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

De (2.6), verifica-se que a corrente de saída i_c é uma função apenas de i_{refa} e i_{refb} . Com isso em vista, o controle de corrente pode ser implementado considerando apenas a matriz reduzida 2x2 destacada em (2.6).

A matriz de transferência obtida apresenta acoplamentos entre as correntes de saída e as referências de corrente, de modo similar à matriz do sistema $G_{i3}(s)$. As perturbações provenientes do acoplamento são atenuadas pelos controladores $k_i(s)$. Caso o ganho seja alto o suficiente, os elementos da diagonal principal da matriz 2x2 se aproximam de um valor unitário e os elementos da diagonal secundária se aproximam de zero. Mesmo assim, as funções de transferência do sistema não são de um sistema de primeira ordem devido à presença de um polo e um zero adicionais. Além disso, continua existindo uma limitação de ganho dos controladores devido ao PWM, assim como no caso monofásico (MARTINZ, 2007).

A Equação (2.7) apresenta a matriz de rejeição de perturbação e evidencia que o acoplamento entre as correntes $I(s)$ com relação às tensões $V(s)$ no sistema de referência abc persiste no sistema em malha fechada. Neste caso, os elementos da matriz se aproximam de zero para um ganho $k_i(s)$ suficientemente alto.

$$\begin{aligned}
I(s) &= - \left[I_{3 \times 3} + G_{i3}(s)K_{I3_A}(s) \right]^{-1} G_{i3}(s)V(s) \\
\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} &= \frac{1}{3(sL + R_L) + k_i(s)} \left[\begin{array}{cc|c} \frac{-2(sL + R_L) - k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & 1 \\ \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{-2(sL + R_L) - k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & 1 \\ \hline 1 & 1 & -2 \end{array} \right] \begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \end{bmatrix} \quad (2.7)
\end{aligned}$$

Verifica-se que a matriz de transferência de rejeição de perturbação tem posto igual a dois e que a base do kernel da matriz pode ser representado pelo vetor $[1 \ 1 \ 1]^t$. Portanto, quaisquer componentes de sequência zero das perturbações são anuladas pelo sistema em malha fechada.

Ainda, verifica-se que qualquer componente de sequência zero que seja adicionada a $V_{cref}(s)$ não contribuirá para o comportamento em baixa frequência das saídas de corrente. Isso porque a resposta do sistema em malha fechada é a mesma para tanto para $V(s)$ como para $V_{cref}(s)$. Dessa forma, as estratégias de injeção de tensão de sequência zero são válidas para o sistema em malha fechada com a Estrutura A.

2.1.1.2 4F4B+Ln

Apresentação das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação para o controle de corrente com a Estrutura A no conversor 4F4B+Ln.

A matriz $K_{I4_A}(s)$ (2.8) é empregada para representar o controle com $N-1$ controladores no caso 4F4B+Ln. O fio de neutro foi escolhido como fio extra nos casos a quatro fios.

$$K_{I4_A}(s) = \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Através da utilização das matrizes $G_{i4F4B_Ln}(s)$ e $K_{I4_A}(s)$, obtém-se a matriz de transferência para o rastreamento de referência:

$$I(s) = \left[I_{4 \times 4} + G_{i4F4B_Ln}(s) K_{I4_A}(s) \right]^{-1} G_{i4F4B_Ln}(s) K_{I4_A}(s) I_{ref}(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{4(sL + R_L) + k_i(s)} \begin{bmatrix} \frac{3(sL+R_L)+k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)} & \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)} & \frac{3(sL+R_L)+k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)} & \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)} & \frac{3(sL+R_L)+k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \\ i_{refn}(s) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Analogamente ao caso a três fios, o sistema pode ser controlado considerando apenas a matriz 3x3 reduzida e os acoplamentos presentes no sistema em malha fechada podem ser atenuados com um ganho suficientemente

alto. A dinâmica das funções de transferência também é distinta da do conversor monofásico devido à presença de um polo e de um zero adicionais.

Por sua vez, a matriz de transferência de rejeição de perturbação é apresentada em (2.10).

$$I(s) = - \left[I_{4 \times 4} + G_{i4F4B_L_n}(s) K_{I4_A}(s) \right]^{-1} G_{i4F4B_L_n}(s) V(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{4(sL + R_L) + k_i(s)} \begin{bmatrix} \frac{-3(sL + R_L) - k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & 1 \\ \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{-3(sL + R_L) - k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & 1 \\ \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{sL + R_L}{sL + R_L + k_i(s)} & \frac{-3(sL + R_L) - k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \\ v_n(s) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

A matriz de rejeição de perturbação obtida é similar à obtida no caso a três fios, apresentando acoplamentos entre $I(s)$ e $V(s)$ e anulando a componente de tensão de sequência zero.

2.1.1.3 4F3B e 4F4B

Apresentação das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação para o controle de corrente com a Estrutura A no conversor 4F4B. Equivalência entre o controle de corrente com a Estrutura A no 4F4B e o controle do 4F3B.

As matrizes de transferência das topologias 4F3B e 4F4B são calculadas para fins de comparação, uma vez que são frequentemente utilizadas na literatura. A utilização da Estrutura A de controle de corrente torna o comportamento do conversor 4F4B igual ao 4F3B, uma vez que a tensão sintetizada pelo braço de neutro passa a ser sempre zero.

A matriz de transferência de rastreamento de referência pode ser vista em (2.11). Observa-se que o controle pode ser implementado ao se considerar apenas a matriz 3x3 em destaque, a qual é desacoplada. Além disso, a dinâmica das funções de transferência do sistema é de um sistema de primeira ordem, assim como no conversor monofásico.

$$I(s) = \left[I_{4 \times 4} + G_{i4F4B}(s) K_{I4_A}(s) \right]^{-1} G_{i4F4B}(s) K_{I4_A}(s) I_{ref}(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \\ i_{refn}(s) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

A matriz de transferência de rejeição de perturbação é obtida em (2.12). Assim como no rastreamento, as correntes de fase são desacopladas com relação às perturbações e a dinâmica é igual à do sistema monofásico. Assim como nos casos anteriores, a componente de tensão de sequência zero é anulada pelo sistema em malha fechada.

$$I(s) = - \left[I_{4 \times 4} + G_{i4F4B}(s) K_{I4_A}(s) \right]^{-1} G_{i4F4B}(s) V(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \\ v_n(s) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.1.2 Estrutura B - Fazer a soma das referências ser nula

Apresentação da Estrutura B de controle de corrente com N-1 controladores para os conversores 3F3B e 4F4B+Ln. Análise via matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

No caso da Estrutura B, (HOLMES et al., 2009) fixa a referência da N -ésima fase como sendo a soma negativa das outras $N-1$ referências para o caso 3F3B. A extensão para o caso 4F4B+Ln é feita em (HAYASHI; MATAKAS, 2017). Essa estratégia é baseada na verificação de que a componente de sequência zero das tensões do conversor $V_c(s)$ é responsável pelo acoplamento. Ainda, (HOLMES et al., 2009) afirma que a utilização dessa estrutura de controle pode ser feita independentemente de qualquer injeção posterior de tensões de sequência zero nas referências de tensão de saída do conversor.

A estrutura de controle de corrente com $N-1$ controladores que torna a somatória das referências de tensão do conversor nula pode ser representada por (2.13) no caso a três fios e por (2.14) no caso a quatro fios. As referências extras foram consideradas como a da fase c e do fio de neutro, respectivamente.

$$v_{oc}(t) = -v_{oa}(t) - v_{ob}(t) \quad (2.13)$$

$$v_{on}(t) = -v_{oa}(t) - v_{ob}(t) - v_{oc}(t) \quad (2.14)$$

As expressões apresentadas podem ser interpretadas como uma soma negativa das saídas dos controladores de cada fase do conversor, como é realizado nas subseções a seguir.

2.1.2.1 3F3B

Apresentação das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação para o controle de corrente com a Estrutura B no conversor 3F3B.

O controlador de corrente MIMO que representa a Estrutura B pode ser visto em (2.15).

$$K_{I3_B}(s) = \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 \\ -k_i(s) & -k_i(s) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Da mesma maneira que nas subseções anteriores, obtêm-se as matrizes de transferência de rastreamento de referência (2.16) e de rejeição de perturbação (2.17).

$$I(s) = \left[I_{3 \times 3} + G_{i3}(s) K_{I3_B}(s) \right]^{-1} G_{i3}(s) K_{I3_B}(s) I_{ref}(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$I(s) = - \left[I_{3 \times 3} + G_{i3}(s) K_{I3_B}(s) \right]^{-1} G_{i3}(s) V(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{3[sL + R_L + k_i(s)]} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

A principal diferença desta estrutura de controle de corrente com relação à anterior é que o controle de corrente se torna desacoplado, considerando-se a matriz reduzida destacada em (2.16). Somado a isso, as dinâmicas das funções de

transferência são de sistemas de primeira ordem, sendo que o comportamento para o rastreamento do sistema a três fios é idêntico ao do monofásico.

Por outro lado, a expressão de rejeição de perturbação ainda é acoplada. Também é possível verificar que a componente de tensão de sequência zero (seja a relativa à carga ou à injeção de tensão de sequência zero ótima) continua sendo anulada ao se utilizar a Estrutura B.

2.1.2.2 4F4B+Ln

Apresentação das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação para o controle de corrente com a Estrutura B no conversor 4F4B+Ln.

O controlador MIMO para o conversor a quatro fios e quatro braços com indutor de neutro é apresentado em (2.18).

$$K_{I4_B}(s) = \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_i(s) & 0 \\ -k_i(s) & -k_i(s) & -k_i(s) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

As expressões para o rastreamento de referência (2.19) e rejeição de perturbação (2.20) são obtidas da mesma maneira que nos casos anteriores, resultando em:

$$I(s) = \left[I_{4 \times 4} + G_{i4F4B_Ln}(s) K_{I4_B}(s) \right]^{-1} G_{i4F4B_Ln}(s) K_{I4_B}(s) I_{ref}(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \\ i_{refn}(s) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$I(s) = - \left[I_{4 \times 4} + G_{i4F4B_Ln}(s) K_{I4_B}(s) \right]^{-1} G_{i4F4B_Ln}(s) V(s)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{4[sL + R_L + k_i(s)]} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \\ v_n(s) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

A matriz de rastreamento de referência obtida não só é desacoplada (considerando-se a matriz reduzida) como também é idêntica à obtida para os conversores sem indutor de neutro com a Estrutura A. A matriz de rejeição de

perturbação continua acoplada e apresenta uma dinâmica de sistema de primeira ordem. Assim como nos casos anteriores, a componente de tensão de sequência zero é anulada.

A matriz de rastreamento obtida traz um resultado importante para o controle no sistema abc , uma vez que elimina o acoplamento introduzido pelo indutor de neutro. Dessa maneira, elimina-se uma das principais desvantagens do uso da topologia 4F4B+Ln, quando comparada com a topologia 4F4B. Além disso, permite que o projeto do controlador seja feito por fase, usando-se estratégias de projeto para sistemas SISO.

2.1.3 Resultados de simulação

Simulação do rastreamento de referência da malha de controle de corrente com as estruturas A e B. Comparação das matrizes de transferência com os resultados de simulação.

Com o intuito de verificar a diferença de comportamento entre os dois casos estudados, são realizadas simulações através do software PLECS para os casos a três e a quatro fios em tempo contínuo.

De modo a melhor observar as diferenças no comportamento em baixa frequência, as simulações empregam fontes de tensão vinculadas controladas por tensão, desconsiderando o efeito da modulação PWM. Consideram-se indutores de 5 mH sem resistência série e um controlador do tipo proporcional (P) com um ganho igual a 50 (frequência de corte de 1600 Hz em malha fechada para o conversor monofásico). O controle proporcional é utilizado de modo a simplificar a análise do acoplamento e o valor do indutor é o mesmo utilizado nos ensaios experimentais com uma plataforma conversora.

As simulações podem ser vistas da Figura 14 até a Figura 16 e mostram a diferença de comportamento no rastreamento de referência. As referências de corrente utilizadas possuem amplitude igual a 5 A e as perturbações foram desconsideradas, ou seja, a saída do conversor foi ligada em curto circuito. Na fase a, emprega-se um degrau de referência de 0 a 5 A no instante de pico de $i_{ref}(t)$ para melhor demonstrar o acoplamento e a dinâmica das malhas de rastreamento. Manteve-se o conjunto de referências de corrente com sequência zero nula.

Figura 14 – Correntes de saída e referências de corrente após degrau de referência – Conversor 3F3B com Estruturas A e B, simulação em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 15 – Correntes de saída e referências de corrente após degrau de referência – Conversor 4F4B+Ln com Estruturas A e B, simulação em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 16 – Correntes de saída e referências de corrente após degrau de referência – Conversor 4F3B e conversor monofásico, simulação em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir das imagens da Figura 14 e da Figura 15, observa-se que a Estrutura B de fato desacopla a malha de corrente sob o ponto de vista do rastreamento das referências de corrente.

Compararam-se também os resultados obtidos com a topologia 4F3B e com o comportamento do conversor monofásico. Como pode ser visto na Figura 15 e na Figura 16, a dinâmica apresentada pela malha de rastreamento de corrente do conversor 4F4B+Ln com a Estrutura B é idêntica à do conversor 4F3B. Ainda, a dinâmica da fase a do conversor 4F3B e dos conversores com a Estrutura B é idêntica à do conversor monofásico, confirmando o comportamento apontado pelas matrizes de transferência. Os resultados obtidos com a Estrutura A apresentam uma dinâmica mais lenta que a do conversor monofásico e que a dos conversores trifásicos com a Estrutura B, comportamento o qual está ligado à presença de um polo e um zero adicionais na matriz de transferência para esse caso.

Ressalta-se, porém, que o desacoplamento obtido só é válido dentro da faixa de operação linear dos conversores. Caso se atinja a saturação, as suposições utilizadas na modelagem dos conversores não são mais válidas e as correntes voltam a apresentar acoplamentos.

2.1.4 Comparação das Estruturas de controle de corrente

Comparação das Estruturas A e B de controle de corrente com $N-1$ controladores no sistema abc utilizando como critérios a similaridade das funções de transferência com a do caso monofásico e o acoplamento entre fases para o rastreamento de referência. Justificativa da escolha da Estrutura B e simplificação do MIMO para o SISO. Diagramas das estruturas de controle de corrente adotadas para os conversores 3F3B e 4F4B+Ln.

As duas estruturas de controle de corrente para conversores trifásicos com $N-1$ controladores apresentadas anteriormente são capazes de lidar com o grau de liberdade adicional dos sistemas. Por outro lado, as dinâmicas dos sistemas em malha fechada são distintas. Portanto, esse é o aspecto analisado na comparação apresentada a seguir.

É interessante para o projetista dos controladores de corrente que o sistema trifásico possua a saída de cada fase desacoplada das demais e que a dinâmica por fase seja idêntica à do caso monofásico. Isso porque, nessas condições, o problema de controle poderia ser tratado como $N-1$ sistemas monofásicos individuais com controladores independentes. Com base nisso, os critérios utilizados para determinar a estrutura de controle de corrente escolhida para este trabalho são: a similaridade das funções de transferência com a do caso monofásico e o acoplamento entre fases para o rastreamento de referência.

Observando as matrizes de transferência resultantes do uso da Estrutura A — (2.6), (2.7), (2.9) e (2.10), o rastreamento e a rejeição de perturbação são acoplados e apresentam um polo e um zero adicionais para as fases controladas. Nesses casos, um projeto que aproxime o controle de conversores trifásicos por $N-1$ malhas independentes apresentará discrepâncias perceptíveis com relação ao comportamento de um conversor monofásico.

Com a Estrutura B, as fases controladas se tornam desacopladas e passam a ter dinâmica idêntica à do conversor monofásico no que diz respeito ao rastreamento — (2.16) e (2.19). Nas matrizes de rejeição de perturbação (2.17) e (2.20), ainda existe um acoplamento entre as saídas do sistema de controle, entretanto a dinâmica das funções de transferência é similar à do caso monofásico.

A estrutura que melhor atende aos critérios estabelecidos para o controle de corrente é a Estrutura B, como pode ser visto na Tabela 7. Ao empregar a Estrutura B para o controle de corrente, o problema de controle MIMO pode ser reduzido para $N-1$ problemas de controle SISO independentes. Assim, o seu uso permite que o projetista realize o projeto de um controlador de corrente SISO e simplesmente o replique $N-1$ vezes para implementar o controle dos conversores trifásicos sem qualquer tipo de aproximação.

Por fim, observa-se que em nenhum dos casos foi possível eliminar totalmente a influências das perturbações e muito menos seu acoplamento. Assim, é interessante estudar estratégias que eliminem a influência dos sinais de perturbação como o FF da tensão de carga (MARTINZ, 2007; HOLMES et al., 2009). A estratégia de FF é apresentada no Apêndice B.

Tabela 7 – Resumo das estruturas de corrente quanto ao rastreamento de referência

Topologia	Rastreamento de Referência	
	Estrutura A	Estrutura B
3F3B	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{3(sL+R_L)+k_i(s)} \begin{bmatrix} m & n & 0 \\ n & m & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix}$ $m = \frac{2(sL+R_L)+k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)}, \quad n = \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)}$	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix}$
4F4B +Ln	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{4(sL+R_L)+k_i(s)} \begin{bmatrix} p & q & q & 0 \\ q & p & q & 0 \\ q & q & p & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \\ i_{refn} \end{bmatrix}$ $p = \frac{3(sL+R_L)+k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)}, \quad q = \frac{-sL-R_L}{sL+R_L+k_i(s)}$	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \\ i_{refn} \end{bmatrix}$
4F3B / 4F4B	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \\ i_{refn} \end{bmatrix}$	-

Fonte: Elaborada pelo autor

Considerando-se o emprego de FFs das perturbações e de estratégias de injeção de tensões de sequência zero ótimas, foi possível estabelecer a estrutura de

controle de corrente a ser utilizada neste trabalho. A Figura 17 trata do conversor 3F3B e a Figura 18 do conversor 4F4B+Ln.

Figura 17 – Diagrama da estrutura de controle de corrente adotada – Conversor 3F3B

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 18 – Diagrama da estrutura de controle de corrente adotada – Conversor 4F4B+Ln

Fonte: Elaborada pelo autor

2.1.5 Resultados experimentais

Verificação experimental da malha de controle de corrente com a estrutura B para o conversor 4F4B+Ln.

Os resultados apresentados nas simulações são verificados por meio dos resultados experimentais da Figura 19, os quais foram obtidos em uma plataforma conversora do LEP-PEA-EPUSP (Apêndice H). É empregada a estrutura de controle da Figura 18 (com FF da tensão de carga e injeção de sequência zero ótima) no teste de rastreamento de referência.

Os parâmetros utilizados são: indutores de 5 mH com resistência de 0,076 Ω , controlador P com ganho 60,3, tensão de link CC de 400V, portadora triangular com frequência de chaveamento de 12 kHz e frequência de amostragem de 24 kHz (double-update ou PWM assimétrico). As referências de corrente possuem amplitude

igual a 5 A e as saídas do conversor foram ligadas em curto circuito, de modo a eliminar a influência das perturbações. Na fase *a* é empregado um degrau de referência de 0 a 5 A no instante de pico de $i_{ref}(t)$.

Figura 19 – Correntes de saída após degrau de referência – Conversor 4F4B+Ln com saídas em curto e com estrutura de controle da Figura 18, resultado experimental – Azul = Fase a, Ciano = Fase b, Magenta = Fase c, Vermelho = Neutro

Fonte: Elaborada pelo autor

No instante do degrau de referência, é possível observar mudanças nas correntes das fases *b* e *c*. No entanto, tais mudanças afetam apenas a ondulação e não o valor médio das correntes. Sendo assim, as correntes são totalmente desacopladas do ponto de vista da malha de controle e foi possível verificar que o uso da Estrutura B desacopla as correntes de fase. A resposta experimental é menos amortecida que a exibida nos resultados de simulação, o que se deve aos atrasos inerentes à implementação digital do controle e ao uso de um ganho mais elevado.

O ensaio experimental da Figura 20 buscou evidenciar o acoplamento das correntes de fase via perturbação. Nesse ensaio, foram utilizados controladores P com ganho 75 e uma carga resistiva trifásica com resistores de 33 Ω .

Devido ao uso de cargas resistivas, qualquer alteração nas correntes de saída afeta as tensões de carga e perturba o sistema. Como o uso de FFs para as tensões de carga em implementações digitais não cancela perfeitamente as perturbações (HOLMES et al., 2009), o sistema apresenta acoplamentos de corrente via perturbação. Ao contrário do que é visto no ensaio sem perturbações, a Figura 20 mostra um acoplamento nas fases *b* e *c* devido à mudança na fase *a*. O acoplamento, por outro lado, é menor que o apresentado pelo conversor controlado pela Estrutura B (Figura 15).

Figura 20 – Correntes de saída após degrau de referência – Conversor 4F4B+Ln com carga resistiva e com estrutura de controle da Figura 18, resultado experimental – Azul = Fase a, Ciano = Fase b,

Magenta = Fase c, Vermelho = Neutro

Fonte: Elaborada pelo autor

2.2 MALHA DE TENSÃO

Apresentação da estrutura de controle de tensão utilizada para o uso de $N-1$ controladores. Verificação do desacoplamento do controle de tensão através das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação em tempo contínuo.

O diagrama de blocos da malha de tensão multivariável pode ser visto na Figura 21. Trata-se de uma malha de tensão externa em série com uma malha de corrente interna, estratégia chamada de controle em cascata ou de controle com malha concatenada. A malha de tensão multivariável gera como saídas as $N-1$

correntes de referência para a malha de corrente multivariável com Estrutura B. Dessa forma, a malha de tensão controla $N-1$ tensões de saída.

A malha de corrente modelada na Seção 2.1 é representada pelo bloco $I_{MFN}(s)$, os capacitores de filtro são representados pelo bloco $G_{capN}(s)$ e o controlador de tensão multivariável é representado por $K_{VN}(s)$. A Figura 21 é utilizada como referência para as expressões com as matrizes de transferência dos conversores a três e a quatro fios. A malha de tensão recebe em sua entrada o vetor das referências de tensão $V_{ref}(s)$ e calcula o erro de tensão $E_v(s)$. A saída do controlador de tensão é somada ao FF das correntes de carga $I_{FF}(s)$.

Nesta análise, considera-se que a perturbação da malha de corrente (tensão de carga) é anulada perfeitamente através de um FF. Além disso, considera-se uma malha interna de corrente de indutor com FF da corrente de carga. A justificativa do uso do FF da corrente de carga é realizada no Apêndice B.

Figura 21 – Diagrama de blocos da malha de tensão com malha de corrente de indutor dos conversores trifásicos em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

2.2.1 3F3B

Modelagem da malha de tensão concatenada em tempo contínuo no sistema de referência abc para o conversor 3F3B. Verificação do desacoplamento através das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

O controlador de tensão MIMO empregado é apresentado em (2.21). Como a malha de corrente multivariável interna recebe $N-1$ correntes de referência em sua entrada, a malha de tensão utilizada deve gerar $N-1$ saídas de controle. Pelo fato de a malha de corrente interna já ser desacoplada, empregam-se dois controladores de tensão SISO k_v quaisquer para as fases a e b , enquanto que a referência da fase c é zerada.

$$K_{V3}(s) = \begin{bmatrix} k_v(s) & 0 & 0 \\ 0 & k_v(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

A expressão para o rastreamento de referência da malha de corrente do conversor 3F3B com Estrutura B é apresentada em (2.22). A expressão de rejeição de perturbação não é utilizada, pois se supõe cancelamento perfeito da perturbação via FF da tensão de saída. A matriz de transferência correspondente aos capacitores de filtro é apresentada em (2.23). São empregados 3 capacitores idênticos de valor C ligados em Y.

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)}}_{I_{MF3}(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$G_{cap3}(s) = \frac{1}{sC} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

A partir do diagrama da Figura 21 e das matrizes de transferência apresentadas, obtêm-se a matriz de transferência de rastreamento de referência (2.24) e a matriz de transferência de rejeição de perturbação (2.25).

$$V(s) = \left[I_{3 \times 3} + G_{cap3}(s) I_{MF3}(s) K_{V3}(s) \right]^{-1} G_{cap3}(s) I_{MF3}(s) K_{V3}(s) V_{ref}(s)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)k_v(s)}{s^2LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_i(s)k_v(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{refa}(s) \\ v_{refb}(s) \\ v_{refc}(s) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$V(s) = - \left[I_{3 \times 3} + G_{cap3}(s) I_{MF3}(s) K_{V3}(s) \right]^{-1} G_{cap3}(s) [I_{3 \times 3} - I_{MF3}(s)] I_{carga}(s)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \end{bmatrix} = \frac{-1}{h(s)} \begin{bmatrix} sL + R_L & 0 & 0 \\ 0 & sL + R_L & 0 \\ \frac{k_i(s)[sC + k_v(s)]}{sC} & \frac{k_i(s)[sC + k_v(s)]}{sC} & \frac{h(s)}{sC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cargaa}(s) \\ i_{cargab}(s) \\ i_{cargac}(s) \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$h(s) = s^2LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_i(s)k_v(s)$$

Assim como na malha de corrente com a Estrutura B, o controle de tensão se torna desacoplado ao se considerar apenas a matriz reduzida destacada em (2.24).

Além disso, a rejeição de perturbação também se torna desacoplada ao se considerar apenas a matriz reduzida destacada em (2.25). Nota-se que esta análise considera um cancelamento perfeito da perturbação da malha de corrente via FF da tensão de saída.

Ao analisar as matrizes de transferência de rastreamento e de rejeição, pode-se afirmar que o comportamento do conversor 3F3B para as fases *a* e *b* se torna idêntico ao do conversor monofásico (detalhado no Apêndice B).

O diagrama da estrutura adotada para o controle em malha concatenada pode ser visto na Figura 22.

Figura 22 – Diagrama da estrutura adotada para o controle em malha concatenada – Conversor 3F3B

Fonte: Elaborada pelo autor

2.2.2 4F4B+Ln

Modelagem da malha de tensão concatenada em tempo contínuo no sistema de referência abc para o conversor 4F4B com indutor de neutro. Verificação do desacoplamento através das matrizes de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

O controlador MIMO empregado para o conversor 4F4B+Ln é análogo ao utilizado para o conversor 3F3B. Como a malha de corrente interna recebe $N-1$ entradas, o controlador precisa gerar $N-1$ saídas de controle. São empregados três controladores SISO quaisquer para as fases *a*, *b* e *c* e a referência do fio de neutro é zerada.

$$K_{V4}(s) = \begin{bmatrix} k_v(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_v(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_v(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

A matriz de transferência do rastreamento de referência da malha de corrente do conversor 4F4B+Ln é apresentada em (2.27). Novamente, supõe-se o cancelamento perfeito das perturbações da malha de corrente. A matriz de transferência dos capacitores de filtro é apresentada em (2.28). Os capacitores do filtro de potência do conversor 4F4B+Ln estão ligados entre as fases *a*, *b* e *c* e o terminal neutro da carga.

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \\ i_n(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)}}_{I_{MF4}(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa}(s) \\ i_{refb}(s) \\ i_{refc}(s) \\ i_{refn}(s) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$G_{cap4}(s) = \frac{1}{sC} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

A expressão correspondente ao rastreamento de referência é apresentada em (2.29) e a expressão de rejeição de perturbação é apresentada em (2.30).

$$V(s) = \left[I_{4 \times 4} + G_{cap4}(s) I_{MF4}(s) K_{V4}(s) \right]^{-1} G_{cap4}(s) I_{MF4}(s) K_{V4}(s) V_{ref}(s)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \\ v_n(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)k_v(s)}{s^2LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_i(s)k_v(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{refa}(s) \\ v_{refb}(s) \\ v_{refc}(s) \\ v_{refn}(s) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$I(s) = - \left[I_{4 \times 4} + G_{cap4}(s) I_{MF4}(s) K_{V4}(s) \right]^{-1} G_{cap4}(s) [I_{4 \times 4} - I_{MF4}(s)] I_{carga}(s)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \\ v_n(s) \end{bmatrix} = \frac{-1}{s^2LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_i(s)k_v(s)} \begin{bmatrix} sL + R_L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & sL + R_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & sL + R_L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{carga a}(s) \\ i_{carga b}(s) \\ i_{carga c}(s) \\ i_{carga n}(s) \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

As duas matrizes de transferência apresentadas são totalmente desacopladas. Considerando as matrizes reduzidas em destaque, verifica-se que o comportamento por fase do conversor 4F4B+Ln se torna idêntico ao conversor monofásico. Ao contrário do conversor 3F3B, a referência extra (fase *c* para 3F3B e fio de neutro para 4F4B+Ln) não apresenta acoplamentos. Isso porque as correntes

do fio de neutro não afetam a tensão v_n , uma vez que não há um capacitor de filtro presente.

O diagrama da estrutura de controle em cascata para o conversor 4F4B+Ln pode ser visto na Figura 23.

Figura 23 – Diagrama da estrutura adotada para o controle em malha concatenada
– Conversor 4F4B+Ln

3 MALHA DE CORRENTE

Apresentação da planta em tempo discreto. Projeto de controladores de corrente de tempo discreto. Comparação dos controladores projetados quanto ao desempenho em regime, desempenho transitório e robustez à variação nos parâmetros da planta. Apresentação de resultados experimentais para alguns dos controladores projetados e escolha do controlador da malha de corrente.

A partir dos resultados da Seção 2, é possível reduzir o projeto do controlador MIMO de conversores trifásicos para o projeto de $N-1$ controladores SISO independentes. Sendo assim, os projetos de controladores de corrente apresentados nesta seção consideram a planta como sendo a do conversor monofásico (detalhada no Apêndice B). Isso é possível porque as dinâmicas introduzidas pela discretização do sistema afetam cada fase de maneira independente, mantendo o desacoplamento.

A modelagem apresentada nas Seções 1 e 2 é realizada em tempo contínuo. Apesar de a planta ser de tempo contínuo, o sistema de controle a ser implementado é de tempo discreto (Figura 24).

A interface entre esses dois domínios de tempo é realizada com período de amostragem T_a através de conversores Analógico-Digitais (ADC ou A/D) e conversores Digital-Analógicos (DAC ou D/A). Além disso, são adicionados dois blocos ao sistema de controle: o atraso de uma amostra inserido devido ao cálculo das referências (z^{-1}); e o bloco segurador de ordem zero (Zero Order Hold – ZOH), que representa o PWM digital (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Figura 24 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Uma das alternativas para o projeto do controlador de corrente é fazer o projeto em tempo contínuo. Para isso, é preciso modelar o atraso de cálculo e o

ZOH em tempo contínuo. Geralmente isso é realizado através de uma aproximação de Padé de primeira ordem (3.1) (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Uma vez realizado o projeto em tempo contínuo (considerando os atrasos), o controlador obtido é discretizado segundo o método mais conveniente. A modelagem da planta monofásica é realizada em detalhes no Apêndice B.

$$\text{Delay}(s) \cdot \text{ZOH}(s) \simeq e^{-3sT_a/2}$$

$$e^{-3sT_a/2} \xrightarrow{\text{Padé 1ª Ordem}} \frac{1-3sT_a/4}{1+3sT_a/4} = \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \quad (3.1)$$

Outra abordagem é o projeto dos controladores de corrente diretamente em tempo discreto. Nesse caso, a planta do conversor $g_i(s)$ (3.2) que é naturalmente em tempo contínuo, é discretizada. O atraso resume-se ao tempo de cálculo de duração igual a uma amostra (z^{-1} com período de amostragem T_a). Tal abordagem evita o uso de aproximações como a de Padé. A expressão da planta discretizada pelo método ZOH e com o atraso de cálculo pode ser vista em (3.3). Aqui a discretização ZOH é a mais conveniente, pois a atuação do controlador na planta é atualizada a cada instante de amostragem, mantendo-se constante entre eles (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

$$g_i(s) = \frac{1}{sL + R_L} \quad (3.2)$$

$$g_{iD}(z) = \frac{1 - e^{-T_a R_L/L}}{zR_L(z - e^{-T_a R_L/L})} \quad (3.3)$$

A expressão (3.3) ainda pode ser simplificada caso se despreze a resistência do indutor de filtro (3.4) ou caso se aproxime o termo exponencial pelos dois primeiros termos de sua Série de Taylor (3.5) (MARTINZ, 2013).

$$g_{iD}'(z) = \frac{T_a/L}{z^2 - z} \quad (3.4)$$

$$g_{iD}''(z) = \frac{T_a/L}{z^2 - z(1 - T_a R_L/L)} \quad (3.5)$$

Além da modelagem da planta monofásica, a modelagem detalhada das malhas de corrente e de tensão é realizada no Apêndice B.

3.1 PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE EM TEMPO DISCRETO

Projeto de controladores de corrente SISO em tempo discreto (Dead-Beat, P e PI) com os parâmetros da montagem experimental.

O projeto dos controladores de corrente, quando possível, é realizado diretamente no tempo discreto, de modo a evitar o uso da aproximação de Padé para o atraso. Os parâmetros de planta utilizados na obtenção das expressões dos controladores correspondem àqueles utilizados na montagem experimental ($L=5$ mH, $R_L=0,076 \Omega$ e $f_a=24$ kHz).

Por se tratar de uma malha interna de controle, desejam-se atingir uma banda de resposta larga e uma função de transferência simples. A malha de corrente usualmente é projetada com uma banda mais larga que a da malha de tensão, por se tratar da malha interna da estratégia de controle concatenado (ASTROM; HAGGLUND, 1995; LOH; HOLMES, 2005; MARTINZ, 2007; BOSIO et al., 2017). Para este trabalho, deseja-se escolher um controlador de corrente simples, uma vez que a planta equivalente vista pela malha de tensão inclui o controlador de corrente e afeta diretamente o projeto do controlador de tensão (Seção 4).

Dessa forma, os controladores estudados para a malha de corrente foram de topologias simples (no caso deste trabalho), restringindo o projeto aos controladores: Dead-Beat, Proporcional (P) e Proporcional-Integral (PI). A comparação e escolha do controlador de corrente a ser utilizado são feitas na Seção 3.2.

3.1.1 Dead-Beat

Projeto do controlador de corrente Dead-beat em tempo discreto. Comparação do projeto pelo método analítico com o projeto baseado nas equações do circuito do conversor.

O controle Dead-Beat é caracterizado por atingir a referência de controle em k períodos de amostragem, sendo k definido pelo projetista. Ainda, caracteriza-se por apresentar tempo de acomodação mínimo, erro estacionário nulo e resposta transitória livre de oscilações após o tempo de acomodação (OGATA, 1995; DORF; BISHOP, 2008).

A resposta Dead-Beat é dada por uma função de transferência de malha fechada em tempo discreto correspondente a um atraso de k amostras (3.6).

$$g_{MF \text{ Dead-Beat}}(z) = z^{-k}, \quad k \geq 1 \quad (3.6)$$

Para garantir que o controlador obtido seja causal, k deve ser maior ou igual ao número de zeros no infinito da planta a ser controlada (OGATA, 1995). No caso do conversor monofásico, a expressão (3.3) evidencia que a planta possui dois zeros no infinito (um deles devido ao atraso de cálculo). Assim, o controlador Dead-Beat foi projetado para atingir a referência em dois períodos de amostragem. Para o projeto, utilizou-se a equação (3.4), a qual desconsidera a resistência de indutor.

O controle Dead-Beat pode ser obtido através do projeto pelo método analítico, visto na Equação (3.7) (OGATA, 1995). Essa técnica inverte a planta $g(z)$ e utiliza a função de transferência de malha fechada desejada $g_{MF}(z)$ para encontrar o controlador $c(z)$.

$$\begin{aligned} g_{MF}(z) &= \frac{c(z)g(z)}{1 + c(z)g(z)} \\ c(z) &= \frac{1}{g(z)} \cdot \frac{g_{MF}(z)}{1 - g_{MF}(z)} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Utilizando-se o projeto pelo método analítico, o controlador obtido é:

$$\begin{aligned} DB'(z) &= \frac{1}{g_{iD}'(z)} \cdot \frac{g_{MF}(z)}{1 - g_{MF}(z)} = \frac{z^2 - z}{T_a/L} \cdot \frac{1}{z^2 - 1} = \frac{z(z-1)}{T_a/L} \cdot \frac{1}{(z+1)(z-1)} \\ DB'(z) &= \frac{L}{T_a} \cdot \frac{z}{z+1} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Alternativamente, há outro método de projeto específico para o controle de conversores, o qual se utiliza das equações do circuito do conversor para obter a equação de diferenças do controlador (BUSO; MATTAVELLI, 2006). O uso desse método resulta na mesma expressão de (3.8), porém inclui um FF da tensão de carga com um preditor simples em sua equação de diferenças.

A análise que resulta na equação de diferenças do controlador se inicia com a equação da tensão do indutor (3.10), a qual é escrita em tempo discreto a partir do uso do método de discretização Forward Euler e também despreza a resistência de indutor (3.9).

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \xrightarrow{\text{Forward Euler}} v_L[k] = L \cdot \frac{i[k+1] - i[k]}{T_a} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} v_L[k] &= L \cdot \frac{i[k+1] - i[k]}{T_a} = v_c[k] - v[k] \\ i[k+1] &= i[k] + \frac{T_a}{L} (v_c[k] - v[k]) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Para o instante $k+2$, obtém-se:

$$\begin{aligned} i[k+2] &= i[k+1] + \frac{T_a}{L} (v_c[k+1] - v[k+1]) = \\ &= i[k] + \frac{T_a}{L} (v_c[k+1] + v_c[k] - v[k+1] - v[k]) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Considerando-se que $v[k+1] \cong v[k]$ e reescrevendo a equação (3.11) em função da tensão do conversor v_c , obtém-se (3.12).

$$v_c[k+1] = -v_c[k] + \frac{L}{T_a} (i[k+2] - i[k]) + 2v[k] \quad (3.12)$$

Por fim, impõe-se que a corrente de saída i no instante $k+2$ seja igual à referência de corrente no instante k , obtendo-se :

$$v_c[k+1] = -v_c[k] + \frac{L}{T_a} (i_{ref}[k] - i[k]) + 2v[k] \quad (3.13)$$

Desconsiderando a perturbação $v[k]$, temos que a função de transferência do controlador é dada por:

$$\begin{aligned} v_c[k+1] &= -v_c[k] + \frac{L}{T_a} \underbrace{(i_{ref}[k] - i[k])}_{e_i[k]} \xrightarrow{z} v_c(z)(z+1) = \frac{L}{T_a} e_i(z) \\ \frac{v_c(z)}{e_i(z)} &= \frac{L}{T_a} \cdot \frac{1}{z+1} \end{aligned} \quad (3.14)$$

O método de projeto apresentado por (BUSO; MATTAVELLI, 2006) inclui a dinâmica do atraso de cálculo dentro do controlador, resultando na Equação (3.14). Caso se queira incluir o atraso de cálculo diretamente na planta, como é feito no projeto pelo método analítico, a expressão do controlador deve ser multiplicada por

z , já que o atraso é considerado na função de transferência da planta. A expressão resultante é idêntica à obtida em (3.8).

$$DB(z) = \frac{L}{T_a} \cdot \frac{1}{z+1} \cdot z = \frac{L}{T_a} \cdot \frac{z}{z+1} = DB'(z) \quad (3.15)$$

Substituindo-se os valores da planta, o controlador a ser utilizado é obtido:

$$DB(z) = \frac{L}{T_a} \cdot \frac{z}{z+1} = \frac{0,005}{1/24000} \cdot \frac{z}{z+1} = \frac{120z}{z+1} \quad (3.16)$$

Segundo a mesma lógica, a parte de (3.13) que trata da perturbação resulta num FF com compensação de delay (3.17). O uso de estratégias de FF e de compensadores de delay é aprofundado no Apêndice E.

$$\text{Comp}_{DB}(z) = \frac{v_c(z)}{v(z)} = \frac{2z}{z+1} \quad (3.17)$$

O diagrama de blocos do sistema em malha fechada com o controlador Dead-Beat projetado e o FF da tensão de carga pode ser visto na Figura 25. O modelo da perturbação da malha de corrente em tempo discreto é detalhado no Apêndice B. Por simplicidade, a perturbação é representada pelo sinal $\text{Perturbação}(z)$.

Figura 25 – Diagrama de blocos da malha de controle Dead-Beat com FF

Fonte: Elaborada pelo autor

3.1.2 P

Projeto dos controladores de corrente Proporcional em tempo discreto.

O controle P é a estratégia de controle mais simples dentre as estudadas neste trabalho, sendo composto apenas por um ganho K_p . Em tempo contínuo, usualmente se escolhe o maior ganho possível que não resulta em múltiplos chaveamentos (MARTINZ, 2013), já que se trata de um sistema de primeira ordem. Já em tempo discreto, a planta passa a ser de segunda ordem e a escolha do ganho depende das especificações de desempenho transitório que se quer atingir.

(MARTINZ, 2013) estabelece limites de ganho e permite a sua determinação para atender critérios de desempenho transitório. Isso é feito a partir de curvas de desempenho transitório em função do ganho proporcional. Além disso, o projeto é feito com ganhos normalizados de modo evitar o reprojetado do controlador ao se modificar o nível de potência do conversor. Este trabalho se utiliza desse método de projeto para a obtenção de dois ajustes para o controlador P ao fixar os coeficientes de amortecimento (ζ) em 0,707 e 0,4.

Além disso, são utilizadas estratégias de compensação de delay de modo a projetar os ganhos para controladores P com $\zeta=0,4$. Em um dos casos, adapta-se o projeto do controlador PI de (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011). No outro, adaptam-se as curvas de desempenho de (MARTINZ, 2013) ao se considerar a compensação de delay de (LU et al., 2018) na função de transferência da planta.

3.1.2.1 P via curvas de desempenho transitório (MARTINZ, 2013)

Projeto do controlador P em tempo discreto via curvas de desempenho transitório do sistema. Apresentação do máximo valor de ganho proporcional possível para o sistema digital. Apresentação das expressões de desempenho transitório do sistema em função do ganho proporcional normalizado e de suas curvas correspondentes. Projeto de dois ajustes de controlador P a partir do coeficiente de amortecimento desejado.

Usualmente, a determinação dos ganhos para as estratégias de controle P e PI é feita com base nos parâmetros de frequência de corte em malha fechada e margem de fase. (MARTINZ, 2013) se utiliza de um método de ajuste baseado em curvas normalizadas de desempenho transitório. A partir dessas curvas, o projetista tem a possibilidade de obter os ganhos normalizados do controlador a partir de

especificações para: coeficiente de amortecimento (ζ), margem de fase (MF), tempo de acomodação (T_s) ou máximo sobressinal (M_p).

As curvas de desempenho transitório são obtidas a partir da função de transferência em malha fechada de rastreamento de corrente com o controlador P. Considera-se a planta simplificada via Série de Taylor (3.5). Assim, a função de transferência em malha fechada é dada pela expressão (3.18).

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{K_p \cdot g_{iD}(z)}{1 + K_p \cdot g_{iD}(z)} = \frac{K_p T_a / L}{z^2 - z(1 - T_a R_L / L) + K_p T_a / L} \quad (3.18)$$

A expressão (3.19) representa de maneira genérica um par de polos complexos em malha fechada através do coeficiente de amortecimento ζ e da frequência natural não amortecida ω_n .

$$z_{1,2} = \exp \left[T_a \left(-\omega_n \zeta \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \right) \right] \quad (3.19)$$

$$(z - z_1)(z - z_2) = z^2 - z \left[2 \exp(-T_a \omega_n \zeta) \cdot \cos \left(T_a \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \right) \right] + \exp(-2T_a \omega_n \zeta)$$

Ao se comparar os polos de malha fechada de (3.18) com os de (3.19), é possível obter uma expressão de ζ em função de K_p (3.20). A demonstração completa das equações utilizadas nas curvas de desempenho é feita no Apêndice F.

$$\zeta = \frac{\ln^2(K_p T_a / L)}{\sqrt{4 \arctan^2 \left(\sqrt{\frac{4K_p T_a L}{(L - T_a R_L)^2} - 1} \right) + \ln^2(K_p T_a / L)}} \quad (3.20)$$

São definidos um ganho proporcional normalizado K_{ppu} e um período de amostragem normalizado T_{apu} :

$$K_{ppu} = \frac{K_p}{\omega L} = \frac{K_p}{k_L \cdot Z_{nom}}, \quad Z_{nom} = \frac{V_{nom}}{I_{nom}} \quad (3.21)$$

$$T_{apu} = \frac{\pi T_a}{T} \quad (3.22)$$

onde ω é a frequência base adotada em rad/s (60 Hz), k_L é a reatância em pu do indutor, Z_{nom} é a impedância nominal do conversor e T é o período da frequência base adotada (60 Hz).

Assim, a expressão de ζ é reescrita como:

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln^2(2K_{ppu}T_{apu})}{4 \arctan^2\left(\sqrt{\frac{8K_{ppu}T_{apu}}{(1-2T_{apu}/Q)^2}-1}\right) + \ln^2(2K_{ppu}T_{apu})}} \quad (3.23)$$

onde $Q = \omega L / R_L$ é o fator de qualidade do indutor de filtro.

A partir de ζ é possível obter a margem de fase do sistema, o tempo de acomodação T_s (para 2%) e o máximo sobressinal Mp para uma entrada do tipo degrau.

$$MF(^{\circ}) = \tan^{-1}\left(2\zeta \sqrt{\frac{1}{\sqrt{4\zeta^4+1}-2\zeta^2}}\right) \quad (3.24)$$

$$T_s = -\frac{8T_a}{\ln(K_p T_a / L)} = -\frac{8T_{apu}T}{\pi \ln(8K_{ppu}T_{apu})} \quad (3.25)$$

$$Mp(\%) = 100 \cdot \exp\left(\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad (3.26)$$

Para a escolha dos ganhos, são utilizados os valores $L=5$ mH, $R_L=0,076 \Omega$ e $f_a=24$ kHz. A partir disso, realiza-se uma varredura de K_{ppu} entre 1 e 64 (Figura 26).

Nota-se que 64 é o máximo ganho proporcional do sistema (antes que os polos em malha fechada saiam do círculo unitário do domínio z). O máximo ganho proporcional é obtido através da Equação (3.27), resultado da aplicação do critério de Routh-Hurwitz modificado para tempo discreto (OGATA, 2001), e varia de acordo com o período de amostragem utilizado.

$$K_{ppu \max} = \frac{1}{2T_{apu}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{24000}{\pi 60} \simeq 64 \quad (3.27)$$

As curvas normalizadas permitem utilizar o mesmo valor de ganho para várias indutâncias e impedâncias de conversor, ou seja, são válidas para conversores de diversas tensões e correntes de saída. No entanto, caso seja modificado o período de amostragem, será necessário redesenhar as curvas de desempenho transitório para o novo conjunto de parâmetros. Para fatores de qualidade do filtro altos (maiores do que 10), variações na resistência de filtro são pouco significantes e não implicam necessariamente no cálculo de novas curvas.

O coeficiente de amortecimento é escolhido como parâmetro de escolha do controlador P a partir da Figura 26. O valor $\zeta=0,707$ é escolhido por se tratar de um ajuste comumente utilizado para sistemas de segunda ordem. Já o valor $\zeta=0,4$ é escolhido de modo a tornar o sistema em malha fechada mais rápido, ou seja, com frequência de cruzamento mais elevada e menos amortecido. A partir das demais curvas de desempenho, também é possível verificar a margem de fase, o tempo de acomodação e o máximo sobressinal de cada ajuste.

Os controladores projetados são apresentados de forma resumida na Tabela 8. É possível generalizar o ganho proporcional normalizado para $\zeta=0,707$ como sendo $K_{ppumax}/3$ e o ganho para $\zeta=0,4$ como $0,625K_{ppumax}$ (MARTINZ, 2013).

Figura 26 – Curvas de desempenho transitório em função de K_{ppu} para o controlador P sem compensação de delay

Fonte: Elaborada pelo autor

Tabela 8 – Parâmetros dos controladores P sem compensação de delay projetados

ζ	K_{ppu}	K_p	MF (°)	T_s (ms)	Mp (%)
0,707	21,61	40,73	65,53	0,31	4,32
0,4	31,99	60,30	43,11	0,48	25,39

Fonte: Elaborada pelo autor

3.1.2.2 P com compensação de delay, adaptado de (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011)

Projeto de controlador P com compensação de delay a partir do coeficiente de amortecimento e da frequência natural não amortecida. Ajuste do controlador baseado em (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011).

A compensação de delay apresentada em (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011) é utilizada de forma a lidar com a variável de estado extra inserida na malha de controle digital pelo atraso de cálculo. O uso dessa compensação consiste em adicionar uma estrutura com atraso e ganho K_t no ramo direto da malha de controle (3.28), a qual realimenta o estado $v_{cref}(z) \cdot z^{-1}$ (Figura 27). A planta foi representada de forma simplificada por (3.5).

$$Comp_{K_t}(z) = \frac{z}{z + K_t} \quad (3.28)$$

A Figura 27 também mostra o FF da tensão de carga $v(z)$, o qual é realizado após a compensação de delay proposta. A justificativa para essa escolha é apresentada no Apêndice E. Mais uma vez, a perturbação é representada pelo sinal $Perturbação(z)$.

Figura 27 – Diagrama de blocos da malha de controle P com compensação de delay e FF

Fonte: Elaborada pelo autor

Originalmente, a compensação de delay é empregada em conjunto com um controlador PI no trabalho (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011). Nesse trabalho, o sistema apresenta três polos de malha fechada, sendo dois polos complexos conjugados e um polo real. O projeto do controlador PI consiste, então, em definir os parâmetros ζ e ω_n (para encontrar os polos complexos) e em definir um valor para o polo real. A partir dos polos de malha fechada são obtidos os ganhos integral e proporcional e o ganho K_t da compensação de delay.

No projeto do controlador P, procura-se realizar o projeto de maneira similar ao do controlador PI. O sistema em malha fechada da Figura 27 resulta na função de transferência de malha fechada da Equação (3.29), a qual possui dois polos complexos conjugados.

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{K_p T_a / L}{z^2 - z(1 - T_a R_L / L - K_t) + K_p T_a / L - K_t(1 - T_a R_L / L)} \quad (3.29)$$

Ao se comparar os polos da Equação (3.29) com a expressão genérica dos polos de malha fechada em função de ζ e de ω_n (3.19), obtêm-se expressões para K_p e K_t .

$$K_t = \frac{K_p T_a / L - \exp(-2T_a \omega_n \zeta)}{1 - T_a R_L / L} \quad (3.30)$$

$$K_p = \frac{L}{T_a} \left[(1 - T_a R_L / L)^2 + \exp(-2T_a \omega_n \zeta) - (1 - T_a R_L / L) \sqrt{\frac{4 \exp(-2T_a \omega_n \zeta)}{\sec^2(T_a \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2})}} \right] \quad (3.31)$$

Dessa forma, basta definir os valores de ζ e ω_n desejados para obter os ganhos para o controlador. (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011) sugere utilizar $0,4 \leq \zeta \leq 0,7$ e $0,2\pi/T_a < \omega_n < 0,5\pi/T_a$ e define $\zeta = 0,7$ e $\omega_n = 0,4\pi/T_a$ como um bom ajuste.

Com o objetivo de avaliar a influência da compensação de delay sobre o controle P tradicional, escolheu-se $\zeta = 0,4$. Para a frequência natural não amortecida, adotou-se $\omega_n = 0,4\pi/T_a = 9600\pi$. A partir desses parâmetros, obtiveram-se $K_p = 104,72$ e $K_t = 0,51$.

3.1.2.3 P com compensação de delay, adaptada de (LU et al., 2018)

Projeto do controlador P com compensação de delay via curvas de desempenho transitório. Apresentação das expressões de desempenho transitório do sistema com compensação de delay em função do ganho proporcional. Ajuste do controlador com base no coeficiente de amortecimento do sistema.

O trabalho (LU et al., 2018) compara algumas estratégias de compensação de delay para o controle de conversores, sendo todas independentes dos parâmetros da planta. Nesses casos, o compensador de delay não depende da modelagem da planta e da estrutura de controle, ao contrário do compensador projetado na seção anterior (Seção 3.1.2.2).

Dentre as estratégias estudadas nesse trabalho, uma que se destaca por sua simplicidade e performance é a *First Order Filter* (FOF), sendo a estratégia utilizada neste trabalho. Em (LU et al., 2018), demonstra-se que no melhor caso a compensação de delay alcançada por esta técnica reduz o delay pela metade. A função de transferência do FOF adotada é mostrada em (3.32). Vale notar que se trata de um filtro digital do tipo *Infinite Impulse Response* (IIR) com a mesma estrutura do compensador de delay do controle Dead-Beat (3.17). (LU et al., 2018) sugere o uso de $m=1,95$ e $\alpha=0,95$ de modo a balancear a compensação do delay com o amortecimento da saída do preditor. Caso se utilize $m=2$ e $\alpha=1$ (como no caso do controlador Dead-Beat), o polo do filtro fica sobre o círculo unitário no domínio z e o preditor apresenta oscilações não-amortecidas (apresentadas no Apêndice E).

$$\text{Comp}_{FOF}(z) = \frac{z \cdot m}{z + \alpha} = \frac{1,95 \cdot z}{z + 0,95}, \quad m = 1 + \alpha \quad (3.32)$$

Assim como na Seção 3.1.2.2, a compensação de delay é adicionada ao ramo direto da malha de controle, resultando no diagrama de blocos da Figura 28. O FF da tensão de carga é realizado antes do FOF. A justificativa para essa escolha é apresentada no Apêndice E.

Figura 28 – Diagrama de blocos da malha de controle P com FOF e FF

Fonte: Elaborada pelo autor

O projeto do ganho do controlador P é realizado com base em curvas de desempenho, como é feito na Seção 3.1.2.1. Assim, primeiro é obtida a função de transferência de malha fechada (3.33).

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{(1+\alpha)K_p T_a / L}{z^2 - z(1 - T_a R_L / L - \alpha) - \alpha(1 - T_a R_L / L) + (1+\alpha)K_p T_a / L} \quad (3.33)$$

Ao se comparar os polos de malha fechada de (3.33) com os da equação genérica dos polos complexos conjugados (3.19), obtém-se uma expressão de ζ em função de K_p .

$$\zeta = \frac{\ln^2 \left((1+\alpha) \frac{K_p T_a}{L} - \alpha \left(1 - \frac{T_a R_L}{L} \right) \right)}{4 \arctan^2 \left(\sqrt{\frac{4(1+\alpha) \frac{K_p T_a}{L} - 4\alpha \left(1 - \frac{T_a R_L}{L} \right)}{\left(1 - \frac{T_a R_L}{L} - \alpha \right)^2}} - 1 \right) + \ln^2 \left((1+\alpha) \frac{K_p T_a}{L} - \alpha \left(1 - \frac{T_a R_L}{L} \right) \right)} \quad (3.34)$$

A partir do ganho proporcional normalizado K_{ppu} , do período de amostragem normalizado T_{apu} e do fator de qualidade Q , obtém-se a expressão normalizada de ζ .

$$\zeta = \frac{\ln^2 \left(2(1+\alpha)K_{ppu}T_{apu} - \alpha \left(1 - \frac{2T_{apu}}{Q} \right) \right)}{4 \arctan^2 \left(\sqrt{\frac{8(1+\alpha)K_{ppu}T_{apu} - 4\alpha \left(1 - \frac{2T_{apu}}{Q} \right)}{\left(1 - \frac{2T_{apu}}{Q} - \alpha \right)^2}} - 1 \right) + \ln^2 \left(2(1+\alpha)K_{ppu}T_{apu} - \alpha \left(1 - \frac{2T_{apu}}{Q} \right) \right)} \quad (3.35)$$

Além da Equação (3.35), obtém-se a expressão para o tempo de acomodação de 2% com os novos parâmetros do sistema. A margem de fase e o máximo sobressinal ainda seguem as Equações (3.24) e (3.26), respectivamente.

$$T_s = \frac{-8T_a}{\ln\left((1+\alpha)K_p T_a / L - \alpha(1-T_a R_L / L)\right)} = \frac{-8T_{apu} T}{\pi \ln\left(2(1+\alpha)K_{ppu} T_{apu} - \alpha(1-2T_{apu} / Q)\right)} \quad (3.36)$$

A partir das equações de desempenho transitório obtidas, traçam-se as curvas de desempenho em função de K_{ppu} considerando os valores $L=5$ mH, $R_L=0,076 \Omega$ e $f_a=24$ kHz (Figura 29). O valor máximo de K_{ppu} se mantém igual a 64, visto que depende apenas da frequência de amostragem. O parâmetro de escolha dos ganhos é ζ .

Ao se observar a Figura 29, nota-se que para um mesmo valor de ζ o ganho utilizado no controlador P com FOF aumentou e o tempo de acomodação diminui, quando comparados com o P sem compensação de delay. Desse modo, conclui-se que o uso do FOF permite que o sistema utilize ganhos maiores sem comprometer sua estabilidade e desempenho transitório, já que diminui o atraso total visto pela malha de controle.

Os resultados do projeto dos controladores P com FOF podem ser vistos de forma resumida na Tabela 9. Para a comparação com as demais estratégias de controle, apenas o ajuste para $\zeta=0,4$ será utilizado.

Figura 29 – Curvas de desempenho transitório em função de K_{ppu} para o controlador P com compensação de delay FOF

Fonte: Elaborada pelo autor

Tabela 9 – Parâmetros dos controladores P com compensação de delay FOF projetados

ζ	K_{ppu}	K_p	MF (°)	T_s (ms)	Mp (%)
0,707	32,74	61,71	65,54	0,11	4,31
0,4	39,64	74,72	43,11	0,25	25,39

Fonte: Elaborada pelo autor

3.1.3 PI

Projeto dos controladores de corrente Proporcional-Integrais em tempo discreto.

O controle PI inclui na sua função de transferência uma parcela integral, trazendo efeitos adicionais daqueles obtidos apenas com um controle P. Dentre as principais vantagens, podem-se destacar o aumento do ganho na região de baixas frequências e a melhora da rejeição de perturbação. Porém, mesmo com o controlador PI, não é possível alcançar erro estacionário nulo para a componente fundamental, visto que essa estratégia de controle anula o erro estacionário apenas para entradas e perturbações do tipo degrau.

Para o projeto de controladores PI de tempo discreto, existem métodos que partem do projeto em tempo contínuo e posteriormente discretizam o controlador, e outros que realizam o projeto diretamente no tempo discreto. Nesta seção são apresentados dois métodos de projeto em tempo contínuo comumente utilizados na literatura: um que se utiliza da margem de fase e da frequência de cruzamento desejadas (BUSO; MATTARELLI, 2006), e outro que se utiliza da margem de fase desejada e do tempo de atraso do sistema (HOLMES et al., 2009).

No projeto em tempo discreto, (MARTINZ, 2013) estabelece limites para os ganhos proporcional e integral, fixa um ganho proporcional considerado adequado e então traça curvas relativas aos parâmetros de desempenho transitório em função da constante de tempo integral normalizada. Este método de projeto é utilizado para a obtenção de dois ajustes de controlador PI ao fixar os coeficientes de amortecimento (ζ) 0,707 e 0,4.

O outro projeto em tempo discreto apresentado é o de um controlador PI com compensação de delay de acordo com o método apresentado em (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011).

3.1.3.1 PI via margem de fase e frequência de cruzamento (BUSO; MATTARELLI, 2006)

Projeto do controlador PI através da margem de fase e da frequência de cruzamento desejadas. Derivação das expressões para o cálculo do ganho proporcional e integral através das condições de módulo e de fase do sistema em malha fechada. Ajuste do controlador PI baseado em (BUSO; MATTARELLI, 2006).

O projeto do controlador PI em tempo contínuo apresentado em (BUSO; MATTARELLI, 2006) se utiliza da aproximação de Padé de primeira ordem para representar os atrasos associados ao tempo de cálculo e ao amostrador de ordem zero do PWM amostrado (3.1). A função de transferência considerada para o controlador PI é da forma paralela, ou seja, assume a forma apresentada em (3.37).

$$PI_{\text{paralelo}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.37)$$

Os ganhos do controlador são obtidos de modo a impor uma margem de fase MF e uma frequência de cruzamento ω_c através da condição de módulo e da condição de fase do sistema em malha fechada. Para a malha de controle genérica apresentada na Figura 30, as condições de módulo e de fase são dadas por (3.38) e (3.39), respectivamente.

Figura 30 – Diagrama de blocos de um sistema genérico em malha fechada

Fonte: Elaborada pelo autor

$$|k(s) \cdot g(s) \cdot h(s)| = 1, \quad s = j\omega_c \quad (3.38)$$

$$\angle k(s) \cdot g(s) \cdot h(s) = -\pi(2k+1) + MF, \quad s = j\omega_c, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.39)$$

Na frequência de cruzamento desejada, temos que a condição de módulo é válida e pode-se escrever:

$$\left| PI_{\text{paralelo}}(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c) \cdot g_i(j\omega_c) \right| = 1$$

$$\left| \left(K_p + \frac{K_i}{j\omega_c} \right) \cdot \frac{1 - j\omega_c 3T_a/4}{1 + j\omega_c 3T_a/4} \cdot \frac{1}{j\omega_c L + R_L} \right| = 1 \quad (3.40)$$

Assumindo que $K_i \ll \omega_c K_p$, pode-se simplificar a expressão:

$$\left| K_p \cdot \frac{1 - j\omega_c 3T_a/4}{1 + j\omega_c 3T_a/4} \cdot \frac{1}{j\omega_c L + R_L} \right| = 1 \quad (3.41)$$

Reescrevendo (3.41) em função de K_p , obtém-se:

$$K_p = \sqrt{R_L^2 + \omega_c^2 L^2} \quad (3.42)$$

A margem de fase é dada pela diferença entre a fase do sistema e $-\pi$ radianos na frequência de 0 dB do sistema, ou seja, em sua frequência de cruzamento. Desse modo, é possível escrever:

$$\begin{aligned} \angle PI(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c) \cdot g_i(j\omega_c) &= -\pi + MF \\ \angle \left(K_p + \frac{K_i}{j\omega_c} \right) + \angle \frac{1 - j\omega_c 3T_a/4}{1 + j\omega_c 3T_a/4} + \angle \frac{1}{j\omega_c L + R_L} &= -\pi + MF \end{aligned} \quad (3.43)$$

Reescrevendo (3.43) em função de K_i , obtém-se:

$$K_i = \frac{K_p \omega_c}{\tan \left[-\pi/2 + MF + 2 \tan^{-1}(3T_a \omega_c/4) + \tan^{-1}(\omega_c L/R_L) \right]} \quad (3.44)$$

Uma vez obtidos os ganhos K_p e K_i , é preciso verificar se a hipótese $K_i \ll \omega_c K_p$ é respeitada.

O ajuste de controlador PI proposto por (BUSO; MATTAVELLI, 2006) para o conversor com PWM analógico define uma frequência de cruzamento em malha fechada igual a 1/6 da frequência de chaveamento do conversor e uma margem de fase igual a 60°. Para o conversor com PWM digital, (BUSO; MATTAVELLI, 2006) afirma que é necessário diminuir o desempenho do controlador devido à influência do atraso de cálculo para que o sistema não se torne pouco amortecido. Como exemplo, o controlador é reprojeto mantendo a margem de fase em 60° e diminuindo a frequência de cruzamento para 1/15 da frequência de chaveamento.

Para o conversor analisado neste trabalho, tem-se que $\omega_c = 2\pi \cdot 12000 / 6 = 2\pi \cdot 2000$. Utilizando os valores sugeridos para o conversor com PWM analógico, os ganhos obtidos são $K_p=62,83$ e $K_i=-1,79E5$. O ganho integral

obtido tem um valor negativo, o qual não é válido e indica que realmente o ajuste dos ganhos é limitado pelo atraso de cálculo. Para este trabalho, optou-se por diminuir a margem de fase desejada para 45° e manter a frequência de cruzamento em $1/6$ da de chaveamento para obter um valor de K_i válido. O controlador em tempo contínuo obtido é mostrado na Equação (3.45).

$$PI_{\text{Buso}}(s) = 62,83 + \frac{3,0188 \times 10^4}{s} \quad (3.45)$$

Para a implementação em tempo discreto, (BUSO; MATTAVELLI, 2006) utiliza a discretização pelo método Backwards (3.46).

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_a} = \frac{z - 1}{zT_a} \quad (3.46)$$

O método Backwards é mais simples, porém apresenta uma maior distorção nas frequências (ou *warping*) na passagem do domínio s para o domínio z que o método Tustin. Para o projeto do controlador PI, (BUSO; MATTAVELLI, 2006) afirma que tal diferença não afeta a implementação maneira significativa. Sendo assim, o controlador PI em tempo discreto obtido pelo método Backwards é apresentado na Equação (3.47).

$$\begin{aligned} PI_{\text{Buso}}(z) &= K_p + K_i T_a \frac{z}{z-1} = \frac{z(K_p + K_i T_a) - K_p}{z-1} = \\ &= \frac{z(62,83 + 3,0188 \times 10^4 / 24000) - 62,83}{z-1} = \frac{z64,0897 - 62,8319}{z-1} \end{aligned} \quad (3.47)$$

3.1.3.2 PI via margem de fase e tempo de atraso (HOLMES et al., 2009)

Projeto do controlador PI via margem de fase e tempo de atraso da malha de corrente. Derivação da expressão aproximada para o ganho proporcional a partir da maximização da frequência de cruzamento do sistema e derivação da expressão aproximada para o ganho integral a partir da maximização do ganho para a margem de fase escolhida pelo projetista.

Em (HOLMES et al., 2009), um método de projeto otimizado é apresentado. O método consiste em maximizar o ganho K_p e minimizar a constante de tempo integral T_i para um dado valor de margem de fase, levando em consideração os tempos de atraso inseridos pelo ZOH e pelo atraso de cálculo. Dessa forma, o único parâmetro

a ser definido pelo projetista é a margem de fase. O controlador PI é implementado na forma padrão, assumindo a forma de (3.48).

$$PI_{\text{padrão}}(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) = K_p \left(\frac{1 + sT_i}{sT_i} \right) \quad (3.48)$$

Da mesma forma que no projeto de PI anterior, utilizam-se a condição de módulo e a condição de fase para determinar as expressões dos ganhos do controlador PI. Neste caso, no entanto, o atraso total (ZOH e atraso de cálculo) é representado por uma função exponencial com período de atraso $T_d = 3T_d/2$.

$$\text{DelayTotal}(s) = e^{-sT_d} \quad (3.49)$$

A determinação do máximo ganho K_p é realizada com base na máxima frequência de cruzamento em malha fechada do sistema. Utilizando-se a condição de fase na frequência de cruzamento (3.50), é possível obter uma expressão em função de ω_c (3.51). Como a frequência de cruzamento pode ser assumida como sendo muito maior que a constante de tempo do indutor, pode-se fazer a aproximação $\tan^{-1}(\omega_c L/R_L) \approx \pi/2$.

$$\begin{aligned} \angle PI_{\text{padrão}}(j\omega_c) \cdot e^{-j\omega_c T_d} \cdot g_i(j\omega_c) &= -\pi + MF \\ \angle \left[\frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{(1 + j\omega_c T_i)e^{-j\omega_c T_d}}{j\omega_c(R_L + j\omega_c L)} \right] &= -\pi + MF \\ \tan^{-1}(\omega_c T_i) - \omega_c T_d - \pi/2 - \underbrace{\tan^{-1}(\omega_c L/R_L)}_{\approx \pi/2} &= -\pi + MF \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\omega_c \approx \frac{\tan^{-1}(\omega_c T_i) - MF}{T_d} \quad (3.51)$$

A expressão (3.51) é maximizada quando $\tan^{-1}(\omega_c T_i) = \pi/2$, resultando em:

$$\omega_{c\text{max}} = \frac{\pi/2 - MF}{T_d} \quad (3.52)$$

Substituindo a frequência de cruzamento máxima na condição de módulo do sistema (3.53), obtém-se a expressão otimizada para K_p . Admitindo-se que $\omega_{c\text{max}}^2 L^2 \gg R_L^2$ e que $\omega_{c\text{max}}^2 T_i^2 \gg 1$, obtém-se a expressão simplificada de (3.54).

$$\left| PI_{\text{padrão}}(j\omega_{c\max}) \cdot e^{-j\omega_{c\max}T_d} \cdot g_i(j\omega_{c\max}) \right| = 1$$

$$\left| \frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{(1 + j\omega_{c\max}T_i)e^{-j\omega_{c\max}T_d}}{j\omega_{c\max}(R_L + j\omega_{c\max}L)} \right| = 1 \quad (3.53)$$

$$K_p = T_i \omega_{c\max} \sqrt{\frac{R_L^2 + \omega_{c\max}^2 L^2}{1 + \omega_{c\max}^2 T_i^2}}$$

$$K_p \approx \omega_{c\max} L \quad (3.54)$$

A constante de tempo integral otimizada pode ser obtida ao fazer com que $\tan^{-1}(\omega_{c\max}T_i) \approx \pi/2$. (HOLMES et al., 2009) sugere que se aproxime a expressão por 85°. Nessa condição, vale a expressão:

$$T_i \approx \frac{10}{\omega_{c\max}} \quad (3.55)$$

O ajuste sugerido pelos autores considera uma margem de fase de 40°. Utilizando-se do método descrito com os parâmetros da montagem experimental, obtiveram-se $K_p=69,81$ e $T_i=7,16E-4$. Comparando-se com o controlador PI obtido via margem de fase e frequência de cruzamento, o ganho proporcional e o ganho integral são maiores (neste caso, o ganho integral equivalente é $K_pK_i=9,75E4$ contra $K_i=3,02E4$ obtido na seção anterior).

$$PI_{\text{Holmes}}(s) = 69,81 \left(1 + \frac{1}{s7,16 \times 10^{-4}} \right) \quad (3.56)$$

Uma vez definidos os ganhos do controlador em tempo contínuo, é realizada a discretização do controlador PI. Para este caso, adotou-se a discretização pelo método Tustin (o método de projeto não especifica o método de discretização do controlador).

$$PI_{\text{Holmes}}(z) = K_p + \frac{K_p T_a}{2T_i} \cdot \frac{z+1}{z-1} = \frac{zK_p(1+T_a/2T_i) - K_p(1-T_a/2T_i)}{z-1} =$$

$$= \frac{z69,81(1+1/2 \cdot 24000 \cdot 7,16 \times 10^{-4}) - 69,81(1-1/2 \cdot 24000 \cdot 7,16 \times 10^{-4})}{z-1} = \quad (3.57)$$

$$= \frac{z71,8440 - 67,7824}{z-1}$$

3.1.3.3 PI via curvas de desempenho transitório (MARTINZ, 2013)

Projeto do controlador PI via curvas de desempenho transitório. Apresentação do máximo ganho integral para possível para o sistema digital em função do ganho proporcional. Apresentação das curvas de desempenho transitório traçadas com ganho proporcional equivalente a um $\zeta=0,707$. Projeto de dois ajustes de controlador PI a partir do ganho proporcional escolhido.

Da mesma maneira que no projeto do controlador P, (MARTINZ, 2013) se utiliza de curvas de desempenho transitório para definir os ganhos do controlador PI, seguindo os limites máximos dos ganhos proporcional e integral. O método de projeto consiste em fixar um ganho K_{ppu} adequado e então traçar as curvas de desempenho transitório em função da constante de tempo integral normalizada (T_{ipu}). As curvas correspondem aos parâmetros: ζ , MF , T_s e M_p .

O projeto do controlador PI é realizado diretamente em tempo discreto, considerando-se a forma padrão com o método Tustin de discretização:

$$PI_{\text{padrão+Tustin}}(z) = K_p + \frac{K_p K_i T_a}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} = \frac{zK_p(1+K_i T_a/2) - K_p(1-K_i T_a/2)}{z-1} \quad (3.58)$$

Considerando-se a planta simplificada de (3.5), obtém-se a função de transferência de malha fechada:

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{z \left(\frac{2K_p T_a + K_p K_i T_a^2}{2L} \right) + \left(\frac{K_p K_i T_a^2 - 2K_p T_a}{2L} \right)}{z^3 - z^2 \left(\frac{R_L T_a}{L} - 2 \right) + z \left(\frac{K_p K_i T_a^2}{2L} + \frac{K_p T_a}{L} - \frac{R_L T_a}{L} + 1 \right) + \left(\frac{K_p K_i T_a^2 - 2K_p T_a}{2L} \right)} \quad (3.59)$$

A partir da função de transferência de malha fechada, utiliza-se o critério de Routh-Hurwitz modificado para tempo discreto (OGATA, 2001) para encontrar os limites de ganho do controlador PI. Assim como no controle P, o limite máximo de ganho proporcional é limitado apenas pela frequência de amostragem utilizada.

$$K_{ppu \max} = \frac{1}{2T_{apu}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{24000}{\pi 60} \approx 64 \quad (3.60)$$

O limite mínimo de T_{ipu} ($T_i = 1/K_i$), ou seja, o limite máximo do ganho integral depende do ganho proporcional e é dado pela Equação (3.61), também obtida através do critério de Routh-Hurwitz modificado para tempo discreto.

$$T_{ipu \min} = \frac{2K_{ppu}T_{apu}^2}{\pi(4K_{ppu}T_{apu} - 3 + \sqrt{9 - 16K_{ppu}T_{apu}})} \quad (3.61)$$

Observa-se que com o aumento do ganho proporcional, aumenta o valor do limite mínimo da constante de tempo integral. Em outras palavras, o uso de valores maiores para o ganho proporcional requer que se trabalhe com menores valores de ganho integral. No caso extremo em que $K_{ppu} = K_{ppu \max}$, o ganho integral deve ser nulo. Dessa forma, (MARTINZ, 2013) procura diminuir o ganho proporcional para aumentar o ganho integral e melhorar as características do controlador, em especial a rejeição de perturbação. Escolhe-se $K_{ppu} = K_{ppu \max}/3$, o qual corresponde a um controlador P com $\zeta = 0,707$, pois é um ajuste próximo da região com mínimo erro de rastreamento e máxima rejeição de perturbação (MARTINZ, 2013). Ainda, como o aumento do ganho integral diminui o amortecimento do sistema, a escolha de um ζ maior fornece uma margem maior para a escolha do ganho integral.

Devido à complexidade das expressões em malha fechada do controlador PI, não é possível definir uma expressão de ζ em função de T_{ipu} , tal qual foi feito para o controle P. Dessa forma, os parâmetros correspondentes às curvas de desempenho transitório são calculados de forma iterativa no software MATLAB a partir da função de transferência de malha fechada do sistema. Varia-se T_{ipu} de seu valor mínimo até 0,03, valor para o qual a parcela integral já não apresenta influência significativa no sistema.

As curvas de desempenho transitório normalizadas (considerando os parâmetros da montagem experimental) podem ser vistas na Figura 31. O critério de escolha do ganho integral é o coeficiente de amortecimento, escolhendo-se os valores $\zeta = 0,707$ (para o menor T_{ipu} possível) e $\zeta = 0,4$. A partir das demais curvas de desempenho, obtêm-se a margem de fase, o tempo de acomodação e o máximo sobressinal de cada ajuste. Os ajustes obtidos para o controlador PI através das curvas de desempenho transitório podem ser vistos de forma resumida na Tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros dos controladores PI projetados via curvas de desempenho transitório

ζ	K_{ppu}	K_p	$T_{ipu} (E-3)$	$T_i (ms)$	$MF (^\circ)$	$T_s (ms)$	$Mp (\%)$
0,707	21,61	40,73	15,77	0,26	35,32	0,62	47,04
0,4	21,61	40,73	10,51	0,17	25,37	1,12	65,32

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 31 – Curvas de desempenho transitório em função de T_{ipu} para o controlador PI com

$$K_{ppu} = K_{ppu\max}/3$$

Fonte: Elaborada pelo autor

Substituindo-se os ganhos apresentados na Tabela 10 na expressão do controlador PI padrão com discretização por método Tustin, obtêm-se as expressões (3.62) e (3.63).

$$\begin{aligned}
 PI_{\text{Martinz}\zeta=0,707}(z) &= \frac{zK_p(1+K_iT_a/2) - K_p(1-K_iT_a/2)}{z-1} = \\
 &= \frac{z40,73(1+1/2 \cdot 0,26m \cdot 24k) - 40,73(1-1/2 \cdot 0,26m \cdot 24000k)}{z-1} = \frac{z43,9620 - 37,5058}{z-1}
 \end{aligned} \quad (3.62)$$

$$\begin{aligned}
 PI_{\text{Martinz}\zeta=0,4}(z) &= \frac{zK_p(1+K_iT_a/2) - K_p(1-K_iT_a/2)}{z-1} = \\
 &= \frac{z40,73(1+1/2 \cdot 0,17m \cdot 24k) - 40,73(1-1/2 \cdot 0,17m \cdot 24000k)}{z-1} = \frac{z45,5794 - 35,8884}{z-1}
 \end{aligned} \quad (3.63)$$

Comparando-se com os controladores PI obtidos anteriormente (Seções 3.1.3.1 e 3.1.3.2), os ganhos integrais obtidos com o método apresentado são significativamente maiores: o ganho integral equivalente para $\zeta=0,707$ é $K_pK_i=1,55E5$ e $K_pK_i=2,33E5$ para $\zeta=0,4$. Dessa forma, confirma-se que o ganho proporcional limita o valor do ganho integral e que o uso de um valor menor de K_p possibilita o aumento de K_i . Dessa forma, possibilita-se uma melhora no rastreamento e na rejeição de perturbações em detrimento da frequência de cruzamento e da margem de fase.

3.1.3.4 PI com compensação de delay (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011)

Projeto do controlador PI com compensação de delay a partir do coeficiente de amortecimento, da frequência natural não amortecida e da alocação do polo real do sistema em malha fechada. Ajuste do controlador com base no ajuste de (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011).

O projeto do controlador PI com compensação de delay apresentado em (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011) é realizado diretamente em tempo discreto e tem como principal objetivo aumentar a banda passante da malha de controle de corrente. Isso porque o aumento da banda passante tem como consequência uma resposta transitória mais rápida e menor erro estacionário.

Um dos principais fatores limitantes para a largura de banda é o delay introduzido pelo atraso de cálculo, representado por um atraso de uma amostra. Dessa forma, o trabalho propõe o projeto de um controlador PI em conjunto de um compensador de delay. A compensação é implementada por uma realimentação de estado com ganho K_r (3.28), visto que a adição do bloco atrasador na malha de controle discreto pode ser interpretada como a adição de uma variável de estado

Assim, o método de projeto por alocação de polos consiste em resolver a equação apresentada em (3.67).

$$(z - p_1)(z - p_2)(z - p_3) = \left(z - e^{\frac{-T_a R_L}{L}} \right) (z + K_t)(z - 1) + \left(1 - e^{\frac{-T_a R_L}{L}} \right) \frac{z K_p + K_i T_a - K_p}{R_L} \quad (3.67)$$

Solucionando-se a Equação (3.67) e substituindo os valores dos polos complexos conjugados (3.66), obtêm-se as expressões dos ganhos em função de p_1 , ζ e ω_n :

$$K_p = \frac{e^{-2\zeta\omega_n T_a} + e^{\frac{-2T_a R_L}{L}} + 2\cos(T_a \omega_d) e^{-\zeta\omega_n T_a} \left(p_1 - 1 - e^{\frac{-T_a R_L}{L}} \right) - \left(1 + e^{\frac{-T_a R_L}{L}} \right) (p_1 - 1)}{\left(1 - e^{\frac{-T_a R_L}{L}} \right) / R_L} \quad (3.68)$$

$$K_i = \frac{(p_1 - 1) \left(2\cos(T_a \omega_d) e^{-\zeta\omega_n T_a} - e^{-2\zeta\omega_n T_a} - 1 \right)}{(T_a / R_L) \left(1 - e^{\frac{-T_a R_L}{L}} \right)} \quad (3.69)$$

$$K_t = 1 + e^{\frac{-T_a R_L}{L}} - 2\cos(T_a \omega_d) e^{-\zeta\omega_n T_a} - p_1 \quad (3.70)$$

A escolha dos valores de p_1 , ζ e ω_n deve ser feita de modo a manter um compromisso entre uma resposta transitória rápida com baixo erro estacionário e uma baixa sensibilidade a ruídos de medição e a incertezas nos parâmetros. Em (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011), sugere-se utilizar $0,4 \leq \zeta \leq 0,7$, $0,2\pi/T_a < \omega_n < 0,5\pi/T_a$ e $0 < p_1 < 1$. Um coeficiente de amortecimento na faixa sugerida indica um sobressinal entre 5 e 25% por parte dos polos complexos, enquanto que a definição de ω_n está relacionada ao ganho do controlador (quanto maior ω_n , maiores serão os ganhos). Por fim, p_1 é considerado pelo trabalho como o parâmetro de projeto mais significativo dentre os três. Isso porque na condição $p_1 \rightarrow 1$ o ganho integral tende a zero e na condição $p_1 \rightarrow 0$ todos os ganhos do sistema passam a apresentar valores muito elevados.

O ajuste de controlador PI com compensação de delay sugerido por (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011) utiliza os parâmetros: $\zeta = 0,7$, $\omega_n = 0,4\pi/T_a$

e $p_1 = 0,6$. Utilizando-se dos parâmetros da plataforma conversora, os ganhos obtidos são: $K_p=149,62$ $K_i=7,54E5$ e $K_t=0,88$. Os ganhos obtidos para este controlador PI são maiores que nos casos anteriores, sendo que esse aumento é possibilitado devido ao uso do compensador de delay.

Substituindo-se os valores de ganho obtidos na expressão do controlador PI na forma paralela com discretização pelo método Forward, obtêm-se:

$$PI_{McGrath}(z) = \frac{zK_p - K_p + K_iT_a}{z-1} = \frac{z149,6201 - 118,1874}{z-1} \quad (3.71)$$

$$Comp_{K_t}(z) = \frac{z}{z + K_t} = \frac{z}{z + 0,8818} \quad (3.72)$$

Ressalta-se que é essencial implementar uma estratégia de *anti-windup* para este controlador, uma vez que seus ganhos elevados podem rapidamente levar o sistema à instabilidade durante a saturação (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011). O trabalho analisado se utiliza de uma estratégia de *anti-windup* com uma implementação simplificada (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2001; MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011; BOSIO et al., 2017; MCGRATH; HOLMES, 2017). As estratégias de *anti-windup* utilizadas neste trabalho são detalhadas no Apêndice G.

3.2 COMPARAÇÃO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

*Comparação dos resultados de simulação e experimentais dos controladores de corrente projetados utilizando como critérios o erro de rastreamento em regime estacionário, o desempenho da resposta transitória e a robustez a variações na planta. Justificativa da escolha do controlador **P ζ=0,4 +FF** para a malha interna do controlador de tensão em malha concatenada.*

Os controladores de corrente projetados são comparados entre si de modo a definir a malha de corrente interna a ser utilizada no projeto da malha de tensão.

Além de uma função de transferência simples e de uma banda passante larga, outro aspecto importante para a escolha da estratégia de controle é a robustez da malha de controle a variações na planta. A estrutura de controle projetada neste trabalho é utilizada numa fonte de tensão trifásica programável (da 1ª à 13ª harmônica), a qual opera com diferentes tipos de carga na saída. Desse modo,

também é importante que as malhas de controle possuam certo nível de robustez. Nesta seção, a análise de robustez se restringiu apenas a variações no filtro indutivo.

Assim, os critérios de comparação para os controladores de corrente foram: erro de rastreamento em regime estacionário (da 1ª à 13ª harmônica), desempenho transitório, robustez a variações da planta e simplicidade da função de transferência do controlador. Os principais resultados são apresentados na Tabela 13.

Os ganhos dos controladores P e PI projetados na Seção 3.1 são apresentados de forma resumida na Tabela 11. O ganho integral apresentado é o ganho integral efetivo da parcela integral do controle PI.

Tabela 11 – Ganho proporcional (K_p) e ganho integral efetivo (K_i^*) para os controladores P e PI projetados

	P $\zeta=0,707$	P $\zeta=0,4$	P+Comp $\zeta=0,4$	P+FOF $\zeta=0,4$	PI Buso	PI Holmes	PI Martinz $\zeta=0,4$	PI Martinz $\zeta=0,707$	PI+Comp $\zeta=0,7$
K_p	40,73	60,30	104,72	74,72	62,83	69,81	40,73	40,73	149,62
K_i^*	NA	NA	NA	NA	3,02E4	9,75E4	2,33E5	1,55E5	7,54E5

Fonte: Elaborada pelo autor

3.2.1 Erro de rastreamento em regime estacionário – 1ª à 13ª harmônica

Apresentação das funções de transferência do erro em função da corrente de referência e em função da tensão de saída (com e sem FF da tensão de saída). Comparação dos controladores da malha de corrente a partir do erro de rastreamento em regime estacionário para a faixa de frequência de interesse. Apresentação da função de transferência do erro em função da corrente de referência para o sistema com carga. Comparação detalhada dos controladores com menor erro através de resultados de simulação e resultados experimentais na planta com carga.

O desempenho em regime estacionário dos controladores é avaliado através da magnitude do erro de rastreamento. A análise se dá da 1ª à 13ª harmônica de modo a analisar a largura de banda de cada controlador.

O erro de rastreamento de referência é dado a partir de duas componentes: uma relativa ao desempenho da malha de controle no rastreamento e outra relativa ao desempenho na rejeição de perturbação. A malha de corrente em tempo discreto pode ser vista na Figura 33. O modelo apresentado detalha a composição do sinal

$Perturbação(z)$ e considera o uso de FF da perturbação com compensação de delay (se houver).

Figura 33 – Diagrama de blocos da malha de controle em tempo discreto com perturbação de tensão e uso de FF

Fonte: Elaborada pelo autor

A componente do erro relativa ao rastreamento de referência $e_{i1}(z)$ pode ser vista em (3.73), expressão que também é utilizada em (HOLMES et al., 2009; VIDAL et al., 2013). A expressão pode ser obtida ao analisar a Figura 33 sem considerar o efeito das perturbações (sinais $v_{FF}(z)$ e $Perturbação(z)$).

$$e_{i1}(z) = i_{ref}(z) - i(z) = i_{ref}(z) - [e_{i1}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z)]$$

$$\frac{e_{i1}(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{1}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \quad (3.73)$$

Já a componente do erro relativa à perturbação $e_{i2}(z)$ pode ser vista em (3.74), a qual também é utilizada em (HOLMES et al., 2009; VIDAL et al., 2013). A expressão pode ser obtida ao analisar a Figura 33 sem considerar a referência de corrente $i_{ref}(z)$. A discretização da planta pelo método Tustin para a perturbação se deve ao fato de que a perturbação de tensão afeta a planta no tempo contínuo e, por isso, não se deve incluir o efeito dos atrasos. A modelagem detalhada da malha de corrente discreta pode ser vista no Apêndice B.

$$e_{i2}(z) = \cancel{i_{ref}(z)}_0 - i(z) = -[-\underbrace{Perturbação(z)}_{v(z) \cdot g_{iTustin}(z)} + \underbrace{v_{FF}(z)}_{v(z) \cdot Comp(z)} \cdot g_{iD}(z) + e_{i2}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z)]$$

$$\frac{e_{i2}(z)}{v(z)} = \underbrace{\frac{g_{iTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}}_{\text{Perturbação}} - \underbrace{\frac{Comp(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}}_{\text{Feed-Forward}} \quad (3.74)$$

O erro total é dado pela soma das duas componentes (3.75). Observa-se que o erro de corrente depende de dois sinais de naturezas distintas: uma corrente de referência e uma tensão de saída de perturbação. Para os parâmetros nominais da

montagem experimental, a corrente nominal é de 5 A, enquanto que a tensão de saída nominal é de 180 V.

$$e_i(z) = e_{i1}(z) + e_{i2}(z)$$

$$e_i(z) = \frac{1}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \cdot i_{ref}(z) + \left[\frac{g_{Tustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} - \frac{Comp(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \right] \cdot v(z) \quad (3.75)$$

O erro de rastreamento é analisado por meio de diagramas de Bode da magnitude das funções de transferência apresentadas em (3.73) e em (3.74). Ressalta-se que esse tipo de análise não permite verificar a origem do erro (se ocorre devido a uma diferença de amplitude ou a uma diferença de fase), porém simplifica a comparação das diferentes estratégias de controle. Considera-se que a fase do erro não traz informação significativa. Os diagramas são traçados com a magnitude em valor absoluto, de modo a representar o erro em pu.

A análise é realizada em duas partes. Na primeira parte, traçam-se os diagramas de Bode relativos ao erro de rastreamento. Na segunda parte, são traçados os diagramas referentes ao erro de perturbação.

O diagrama de Bode do erro de rastreamento dos controladores Dead-Beat e P pode ser visto na Figura 34a. Em 60 Hz, todos os controladores apresentam erros similares (por volta de 3%), exceto o P com $\zeta=0,707$ (erro por volta de 5%). Como era esperado, nenhum dos controladores atinge erro nulo nessa frequência. Os controladores com compensação de delay apresentam erros menores que os demais, uma vez que utilizam ganhos maiores (especialmente o P+FOF com $\zeta=0,4$). No que diz respeito aos outros controladores, o controle P com $\zeta=0,4$ apresenta um desempenho satisfatório, comparável ao do controlador Dead-Beat, apesar de ser composto apenas por um ganho.

Nota-se que nenhuma das estratégias consegue rastrear os harmônicos de corrente de maneira adequada. No melhor caso (P+FOF $\zeta=0,4$), o erro para a 13ª harmônica é de aproximadamente 33%. No pior caso (P $\zeta=0,707$), o valor quase dobra e chega a 60%.

Figura 34 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento dos controladores projetados

Fonte: Elaborada pelo autor

O diagrama de Bode do erro de rastreamento dos controladores PI é apresentado na Figura 34b. Ao contrário dos controladores Dead-Beat e P, os controladores PI apresentam erros baixos a 60 Hz (erros menores que 1%), com exceção do PI Buso (erro por volta de 2%). Assim como no caso anterior, o controlador PI+Comp. $\zeta=0,7$ apresenta os menores erros, uma vez que utiliza ganhos mais elevados.

Para os controladores PI sem compensação de atraso, é possível observar que, apesar de diferirem apenas no valor dos parâmetros do controlador, o uso de diferentes métodos de projeto resultou em curvas de erro de formatos distintos. A curva do PI Buso (ajustado por tentativa e erro) é praticamente reta, sendo similar às curvas dos controladores P. No caso dos PIs Martinz, os erros são reduzidos para as harmônicas mais baixas, porém aumentam significativamente para as harmônicas mais elevadas. O PI Holmes, o qual maximiza o ganho proporcional e, a partir disso, maximiza o ganho integral, se apresenta como um meio termo entre o PI Buso e os PIs Martinz, com erro reduzido a 60 Hz e um comportamento de reta para as harmônicas mais elevadas.

Novamente, as estratégias de controle apresentadas não são suficientes para o rastreamento adequado de harmônicos. O melhor controlador obtido (PI+Comp. $\zeta=0,7$) ainda apresenta um erro de rastreamento de aproximadamente 27% para a

13ª harmônica. No pior caso (PI Martinz com $\zeta=0,707$), o erro ultrapassa 70% nessa frequência.

Dentre todos os controladores projetados, o PI+Comp. $\zeta=0,7$ apresenta os menores erros de rastreamento para todas as frequências analisadas. O P $\zeta=0,4$ apresenta erros maiores até a 9ª harmônica (540 Hz), porém é uma alternativa interessante por ser composto apenas por um ganho. O PI Martinz $\zeta=0,4$ apresenta erros reduzidos até a 7ª harmônica (420 Hz), porém sua banda mais estreita faz com que o erro suba rapidamente após esse ponto. Devido ao seu ganho elevado, o P+FOF $\zeta=0,4$ apresenta erros menores que os controladores PI sem compensação de delay a partir da 7ª harmônica, porém apresenta erro mais elevado que os controladores PI na harmônica fundamental. Por fim, o controlador PI Holmes apresenta erros intermediários para toda a faixa de frequências analisada, com a vantagem de apresentar erro reduzido a 60 Hz.

Para os fins deste trabalho, os controladores com compensação de delay se mostram mais interessantes no que diz respeito ao erro de rastreamento. Em aplicações em que o rastreamento de harmônicas mais elevadas não seja relevante, o PI Martinz $\zeta=0,4$ também se mostra como uma boa alternativa neste quesito.

Da mesma maneira que na análise do rastreamento de referência, a rejeição de perturbação é analisada através dos diagramas de Bode da magnitude do erro na faixa de frequências da 1ª à 13ª harmônica. Para a comparação de estratégias de controle de conversores, o estudo da rejeição de perturbação também é importante. Isso porque normalmente existem tensões contrárias às sintetizadas pelo conversor atuando como perturbações, sejam em aplicações ligadas à rede, no acionamento de motores ou na alimentação de cargas. Em alguns casos, o próprio controlador é capaz de rejeitar esses sinais na malha de controle. Em outros, utiliza-se a técnica de FF para atenuar as perturbações (quando é possível medir esses sinais), porém com o custo da utilização de sensores adicionais.

Analisa-se dois casos: do erro de perturbação sem o uso de FF e do erro de perturbação com o uso FF.

O diagrama de Bode do erro de perturbação sem FF dos controles Dead-Beat e P pode ser visto na Figura 35a. Nota-se que o erro se manteve praticamente

constante para as frequências analisadas. Em todos os casos o erro introduzido pela perturbação é considerável e muito maior que o erro de rastreamento. Para o controle P $\zeta=0,707$, uma tensão de 180 V provocaria um erro de 4,41 A (0,0245 A/V), valor comparável à corrente nominal. No melhor caso, o controlador P+FOF $\zeta=0,4$ apresentaria um erro de 2,42 A (0,0134 A/V). Conclui-se então que essas estratégias de controle precisam do auxílio de técnicas de FF para serem utilizadas em conversores de potência.

A Figura 35b apresenta o diagrama de Bode do erro de perturbação dos controladores PI. Ao contrário dos controles Dead-Beat e P, os controladores PI apresentam erros distintos para cada frequência, sendo mais baixos a 60 Hz. Trata-se de um resultado interessante, pois a maioria das perturbações se dá na harmônica fundamental. Com exceção do PI Buso, o qual apresenta um erro de aproximadamente 0,01 A/V (ou 1,78 A), os controladores PI apresentam erros de perturbação menores em 60 Hz. Como segundo pior caso, o PI Holmes apresentaria um erro absoluto de 0,68 A no valor nominal. Os menores erros são de 0,29 A e 0,17 A com o PI Martinz $\zeta=0,4$ e o PI+Comp. $\zeta=0,7$, respectivamente.

Dependendo das restrições de projeto, é possível utilizar um controle PI sem FF, de modo a evitar o uso de medidores de tensão adicionais. No caso da rejeição de perturbação com harmônicos, entretanto, o controle PI passa a apresentar erros comparáveis ou até maiores que aqueles apresentados pelos controles Dead-Beat e P sem FF.

Os erros de perturbação dos controladores em conjunto com o FF são apresentados na Figura 36. Nos casos em que existiam compensações de delay, o FF considera o efeito dos compensadores.

Na Figura 36a, nota-se que os erros de perturbação são muito menores: os valores apresentados pelos controladores Dead-Beat e P com FF em 780 Hz são comparáveis aos apresentados pelos controladores PI sem FF da Figura 35a em 60 Hz. Além disso, o uso do FF faz com que todos os erros a 60 Hz fiquem menores que 0,09 A em valores nominais (0,0005 A/V), ou seja, desprezíveis.

O diagrama de Bode do erro de perturbação com FF para o controle PI é apresentado na Figura 36b. Assim como para o controle Dead-Beat e P, os erros de

perturbação se tornam desprezíveis com o uso de FF. O pior caso se dá com o PI Buso (em vermelho), o qual apresenta erro em 60 Hz comparável aos controladores Dead-Beat e P. Para os demais controladores PI, o erro a 60 Hz fica abaixo de 0,01% (0,018 A), sendo praticamente nulo.

Figura 35 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de perturbação dos controladores projetados

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 36 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de perturbação com FF dos controladores projetados

Fonte: Elaborada pelo autor

A Figura 37 traz uma comparação detalhada entre os controladores: P $\zeta=0,4$, P+FOF $\zeta=0,4$, PI Holmes, PI Martinz $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$. Para os controladores P é utilizado o FF, enquanto que nas estratégias de controle PI não.

Figura 37 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de perturbação para os controladores escolhidos (com e sem FF)

Fonte: Elaborada pelo autor

O uso do FF reduz substancialmente o erro dos controladores P (erros de 0,0004 A/V e 0,0003 A/V em 60 Hz para os controladores P $\zeta=0,4$, P+FOF $\zeta=0,4$, respectivamente). Mesmo assim, os controladores PI Martinz $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$ apresentam erros da mesma ordem de grandeza nessa frequência (0,0016 A/V e 0,0009 A/V, respectivamente). Dessa forma, observa-se que é possível implementar a malha de controle sem FF quando se usa um controle PI adequado e se quer rejeitar componentes de 60 Hz. Para casos em que o controlador não tem parcela integral ou é preciso rejeitar harmônicos, o uso do FF se faz necessário.

As cinco estratégias de controle apresentadas na Figura 37 são simuladas no software PLECS e implementadas em uma plataforma conversora trifásica do LEP-PEA-EPUSP de forma a verificar o comportamento apresentado nesta seção. Em ambos os casos é utilizada a estrutura de controle de corrente do conversor 4F4B+Ln apresentada na Figura 18, porém nos resultados de simulação são desconsiderados os efeitos do PWM (simulação por fonte de tensão controlada por tensão). Por facilidade, a saída do conversor trifásico foi ligada a uma carga resistiva

trifásica de valor 33Ω ao invés de ser ligada à rede CA. Dessa maneira, não foi necessária a implementação de uma estratégia de PLL (*Phase Locked Loop*) para a sincronização com as tensões da rede, uma vez que esse tema não é o foco deste trabalho.

Com o uso de uma carga resistiva, a malha de controle de corrente pode ser representada pelo diagrama da Figura 38 e pela função de transferência (3.76), as quais são detalhadas no Apêndice B.

Figura 38 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo discreto com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + Carga(z)[g_{iTustin}(z) - Comp(z) \cdot g_{iD}(z)]} \quad (3.76)$$

A função de transferência (3.76) incorpora os efeitos do rastreamento e da perturbação em uma única expressão, uma vez que a tensão de saída passa a ser definida em função do valor da carga e da corrente de saída. Dessa forma, pode-se analisar o erro de rastreamento através de um único diagrama de Bode.

O diagrama de Bode do erro de rastreamento com carga resistiva e com FF para os controladores P $\zeta=0,4$ e P+FOF $\zeta=0,4$ pode ser visto na Figura 39a. Os resultados teóricos são obtidos através da função de transferência (3.76), enquanto que os resultados de simulação correspondem a sete pontos na faixa de frequências de interesse (harmônicas ímpares de 60 a 780 Hz) com corrente de referência de 3 A pico. Os resultados experimentais foram obtidos para três frequências: 60, 300 e 780 Hz com corrente de referência de 3 A pico (de forma a minimizar a influência de efeitos de segunda ordem nos resultados, isto é o dead-time das chaves e a resistência de contato).

As curvas da Figura 39a consideram o efeito da referência e da perturbação no erro de rastreamento e, por isso, apresentam valores mais altos de erro do que os apresentados no diagrama de Bode de erro de rastreamento da Figura 34a. O erro apresenta um comportamento linear, assim como nos outros casos analisados.

Nota-se que o erro de rastreamento simulado coincide com o erro teórico nos dois casos. Esse resultado mostra que o modelo do erro apresentado em (3.76) representa adequadamente o comportamento do sistema e que o comportamento do conversor trifásico 4F4B+Ln com desacoplamento se torna idêntico ao do conversor monofásico.

O erro de rastreamento experimental difere do erro teórico/simulado por no máximo 0,03 (3%), se mantendo próximo dos valores esperados. A diferença do resultado experimental com relação ao esperado se dá por conta dos efeitos secundários da montagem experimental, dentre os quais se destacam o dead-time das chaves (configurado em 400 ns) e as resistências de fio e de contato, as quais alteram o comportamento da planta (resistência medida igual a 0,8 Ω).

Figura 39 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento com carga resistiva (Resultado teórico, de simulação e experimental): a) Controladores P $\zeta=0,4$ e P+FOF $\zeta=0,4$ com FF, b) Controladores PI Holmes, PI Martinz $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$ sem FF

Fonte: Elaborada pelo autor

O diagrama de Bode do erro de rastreamento com carga resistiva e sem FF para os controladores PI Holmes, PI Martinz $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$ pode ser visto na Figura 39b.

Assim como no caso dos controladores proporcionais, o erro de rastreamento dos controladores PI com carga resistiva na Figura 39b são maiores que os apresentados na Figura 34b e o erro simulado coincide com o erro teórico. Ainda, observa-se que o formato das curvas obtidas se assemelha com o apresentado pelas curvas do erro de perturbação da Figura 37. Ou seja, o efeito das perturbações afeta o sistema de maneira significativa, como era esperado.

Neste caso, os erros experimentais diferem dos erros teóricos/simulados por no máximo 0,06 (6%), valor máximo que corresponde ao resultado experimental do PI Martinz $\zeta=0,4$ em 780 Hz. São válidas as mesmas considerações levantadas no experimento dos controladores proporcionais.

Ao comparar a Figura 39a e a Figura 39b, observa-se que o controlador com menor erro em geral é o PI+Comp. $\zeta=0,7$, porém o segundo e terceiro controladores com menor erro ao longo da faixa de interesse são os controladores P+FOF $\zeta=0,4$ e P $\zeta=0,4$. Sendo assim, observa-se que o erro de rastreamento total (levando em conta referência e perturbação) dos controladores P com FF é comparável ao erro dos controladores PI sem FF.

3.2.2 Desempenho transitório

Apresentação de forma resumida das características de resposta transitória de todos os controladores (projetado contra o teórico com modelo completo da planta). Comparação de todos os controladores da malha de corrente através de simulação da resposta transitória.

Após as análises do comportamento dos controladores em regime permanente, observam-se as respostas transitórias dos controladores projetados quando utilizados em conjunto com o modelo completo da planta.

Primeiramente, utilizam-se as funções *stepinfo*, *damp* e *margin* do software MATLAB para obter os parâmetros de desempenho em regime transitório e de margem de fase. São comparados os valores obtidos com o controlador junto do modelo de planta empregado no projeto do controlador (valor de projeto) com os valores de fato obtidos ao juntar os controladores em tempo discreto com o modelo da planta sem aproximações (3.3). Os resultados são apresentados na Tabela 12, na qual f_n é a frequência natural não amortecida em Hz. O controlador PI+Comp. $\zeta=0,7$ foi projetado diretamente em tempo discreto considerando a planta sem

aproximações e desse modo suas especificações de projeto não diferem dos valores obtidos a partir das funções de transferência.

Com base nos resultados obtidos, verificou-se que os projetos foram bem sucedidos, apesar de alguns parâmetros terem se modificado com a inclusão do modelo completo da planta e com a discretização dos controladores. As maiores diferenças de desempenho ocorreram para o Dead-Beat, o PI Buso e o PI Holmes. Os demais controladores apresentaram pouca ou nenhuma diferença devido ao projeto realizado diretamente em tempo discreto e à proximidade da expressão da planta aproximada (3.5) com a expressão sem aproximações (3.3).

No caso do Dead-Beat, a inclusão da resistência do indutor faz com que os polos de malha fechada saiam da origem do plano z e o sistema se torne menos amortecido, ou seja, a expressão aproximada (3.4) não representa a planta adequadamente. Para os PIs, nota-se que o processo de discretização distorce a posição dos polos do controlador em tempo discreto. Ainda, observa-se que o uso do método Tustin de discretização (utilizado no PI Holmes) acarreta em distorções menores que o uso do método Backwards (utilizado no PI Buso). Através da Tabela 12, verifica-se que o projeto diretamente em tempo discreto elimina as distorções que ocorrem na passagem do tempo contínuo para o tempo discreto.

Com relação ao desempenho das estratégias de controle, o controle PI acarreta em sobressinais mais elevados, margens de fase reduzidas e tempos de acomodação maiores. Assim, apesar dos PIs apresentarem erros de regime estacionário menores, o controle P possui uma resposta transitória mais amortecida.

No que diz respeito às frequências de cruzamento (f_c) de cada estratégia de controle, nota-se que o controlador Dead-Beat atinge uma frequência de cruzamento uma ordem de grandeza acima das demais estratégias (10 kHz). O uso de compensadores de delay também possibilita um aumento das frequências de cruzamento, chegando a aproximadamente 2,5 kHz no caso dos controladores P+FOF $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$. Apesar desse aumento, a frequência de cruzamento dos controladores com compensação de delay não é muito maior que aquela apresentada pelo P $\zeta=0,4$ (aproximadamente 2 kHz), por exemplo. No caso dos PIs Martinz, nota-se uma diminuição nas frequências de cruzamento, o que condiz com os ganhos proporcionais menores utilizados no projeto.

Tabela 12 – Parâmetros referentes à resposta transitória dos controladores projetados (esquerda – projeto, direita – teórico com planta sem aproximações)

Controlador	ζ		f_n (kHz)		f_c (kHz)		MF (°)		T_s (ms)		Mp (%)	
Dead-Beat	NA	0,930	NA	16,50	10,00	10,00	-60,0	-60,0	0,083	0,083	0,00	0,09
P $\zeta=0,707$	0,707	0,707	2,91	2,91	1,30	1,30	60,8	60,8	0,375	0,375	4,54	4,52
P $\zeta=0,4$	0,400	0,400	3,28	3,28	1,94	1,94	46,4	46,4	0,458	0,458	25,56	25,53
P+Comp. $\zeta=0,4$	0,400	0,400	4,81	4,81	2,35	2,35	48,9	49,0	0,333	0,333	30,37	30,33
P+FOF $\zeta=0,4$	0,400	0,400	6,35	6,35	2,57	2,57	51,0	51,0	0,292	0,292	27,54	27,50
PI Buso	0,482	0,365	3,13	3,28	2,00	2,05	45,0	42,0	1,149	1,375	24,55	34,71
PI Holmes	0,307	0,296	3,18	3,26	2,23	2,26	34,1	33,7	1,210	1,208	51,74	53,77
PI Martinz $\zeta=0,4$	0,400	0,400	1,54	1,54	1,52	1,52	25,4	25,4	1,125	1,125	65,32	65,32
PI Martinz $\zeta=0,707$	0,707	0,707	1,51	1,51	1,42	1,42	35,3	35,3	0,625	0,625	47,03	47,03
PI+Comp. $\zeta=0,7$	0,700		4,81		2,58		31,6		0,417		65,47	

Fonte: Elaborada pelo autor

O comportamento transitório é validado através de simulações no software Simulink em conjunto com o software PLECS, de forma a simular uma malha de controle de corrente monofásica em tempo discreto ligada a um conversor monofásico em tempo contínuo. Para facilitar a obtenção e visualização das grandezas de interesse, não é utilizado o PWM. O conversor é simulado por uma fonte de tensão ideal controlada por tensão com saturações em +200 V e -200 V. Utilizam-se os parâmetros da montagem experimental, os quais também foram considerados nos projetos dos controladores. As simulações de desempenho transitório desconsideram o efeito da perturbação, ou seja, são realizadas com a saída em curto-circuito.

Os transitórios são simulados através de cossenoides, de forma a se aproximar das condições de operação do conversor. Esse método foi empregado, pois (MARTINZ, 2013) mostra que um degrau de referência realizado por meio de um sinal cossenoidal de 60 Hz apresenta sobressinais e tempos de acomodação equivalentes aos que seriam observados com a aplicação de um sinal do tipo degrau.

A Figura 40 apresenta a resposta transitória dos controles Dead-Beat e P.

Figura 40 – Resposta transitória dos controladores Dead-Beat e P (esquerda – $i(z)$, direita – $v_{ref}(z)$)

Fonte: Elaborada pelo autor

Observa-se que os máximos sobressinais dos controladores com $\zeta=0,4$ ficam entre 25% e 30% e do controlador com $\zeta=0,707$ aproximadamente 4%, todos de acordo com os valores da Tabela 12. No caso do controlador Dead-Beat, a resposta atinge a referência após dois períodos de amostragem sem apresentar comportamento oscilatório e com tempo de acomodação mínimo. Para o tempo de acomodação, verifica-se que o P $\zeta=0,4$ é o que mais demora para atingir a faixa de erro de 2%, o que era esperado.

O controle Dead-Beat apresenta também o menor tempo de subida, seguido dos controladores que utilizam compensação de delay. Com o uso de compensação de delay, o aumento no ganho faz com que os tempos de subida sejam reduzidos. Por outro lado, observa-se que as tensões do conversor para as estratégias Dead-Beat e com compensação de delay são significativamente maiores que nos demais casos, chegando a ser o dobro ou até o triplo que a tensão de conversor do controlador P com $\zeta=0,707$.

A resposta transitória dos controladores PI é apresentada na Figura 41.

Figura 41 – Resposta transitória dos controladores PI sem saturação
(esquerda – $i(z)$, direita – $v_{cref}(z)$)

Fonte: Elaborada pelo autor

Percebe-se de maneira clara que o uso do controle PI deteriora o desempenho transitório da malha de controle quando comparado ao controle P ou

Dead-Beat, seja no que diz respeito ao máximo sobressinal ou ao tempo de acomodação. O menor sobressinal ocorre para o controlador PI Buso (por volta de 35%) e os maiores para o PI Martinz $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$ (por volta de 65%). No que diz respeito ao tempo de acomodação, todos os PIs apresentam valor maior que o dos controladores P e Dead-Beat.

As tensões de saída do conversor para os controladores PI não apresentaram valores muito elevados, com exceção do PI+Comp. $\zeta=0,7$. Tal comportamento pode ser atribuído ao uso do compensador de delay, como foi observado com os controladores P e com o Dead-Beat.

Devido à parcela integral dos controladores PI, é necessário considerar o efeito de *windup*. Isso porque numa situação em que ocorra a saturação da tensão de saída do conversor, o erro pode se acumular e fazer com que a saída de corrente leve mais tempo do que o usual para retornar à sua condição normal. De fato, o trabalho (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011) adverte que o controlador PI+Comp. possui ganhos elevados e é mais sensível que um PI comum, podendo se instabilizar caso não se utilize uma solução de *anti-windup*. As técnicas de *anti-windup* utilizadas neste trabalho são apresentadas no Apêndice G. Nota-se que os resultados apresentados nesta seção não consideram os efeitos de *windup*.

3.2.3 Robustez a variações da planta

Comparação de robustez das estratégias de controle a variações no filtro indutivo da planta através de diagramas de polos e zeros do sistema em malha fechada.

O último critério de comparação utilizado para analisar os controladores de corrente projetados é a robustez a variações da planta, ou seja, a variações de L e R_L . Para tal, calculam-se os polos e zeros de malha fechada dos controladores projetados para cada um dos cenários de variação do filtro indutivo. Varia-se o valor do filtro entre um limite superior de 30% (marcadores em vermelho) e um limite inferior de 30% (marcadores em azul) em passos de 2,5%. Os polos e zeros definidos pelo projeto aparecem em destaque (marcadores em verde). Supõe-se que L e R_L aumentam e diminuem simultaneamente, simplificando a análise.

O diagrama de polos e zeros de malha fechada do controlador Dead-Beat pode ser visto na Figura 42. Dentre os controladores analisados, o Dead-Beat é

aquele que apresenta a menor robustez a variações na planta: uma diminuição de 2,5% de L e R_L torna a resposta superamortecida, e um aumento de 2,5% torna a resposta subamortecida com ζ aproximadamente igual a 0,75. A partir disso, conclui-se que numa aplicação real as variações nos componentes do filtro ou mesmo na carga impediriam a obtenção de uma resposta Dead-Beat com o controlador projetado. Mesmo apresentando boas características de resposta transitória, o Dead-Beat deixa de ser uma opção atraente devido à sua baixa robustez.

Figura 42 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – Dead-Beat

Fonte: Elaborada pelo autor

De modo oposto, os controladores proporcionais são os que apresentam a maior robustez (Figura 43). Para o controlador P $\zeta=0,707$, o amortecimento varia entre 0,42 e 0,95 e, para o controlador P $\zeta=0,4$, varia entre 0,17 e 0,6. Dessa forma, mesmo com grandes variações no filtro, os polos de malha fechada se mantêm distantes da borda do círculo unitário do plano z (limite de estabilidade).

Figura 43 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – $P \zeta=0,707$ (esquerda) e $P \zeta=0,4$ (direita)

Fonte: Elaborada pelo autor

Ao se comparar o diagrama de polos e zeros do controlador $P \zeta=0,4$ (Figura 43b) com o dos controladores $P+Comp. \zeta=0,4$ e $P+FOF \zeta=0,4$ (Figura 44), percebe-se que quanto maior a frequência natural dos polos em malha fechada, menos robusto se torna o sistema.

Figura 44 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – $P+Comp. \zeta=0,4$ (esquerda) e $P+FOF \zeta=0,4$ (direita)

Fonte: Elaborada pelo autor

Para o controlador P+Comp. $\zeta=0,4$, ζ varia entre 0,12 e 0,70. No caso P+FOF $\zeta=0,4$, a variação é desde $\zeta=0,08$ até um sistema superamortecido. Sendo assim, a utilização de técnicas de compensação de delay deve ser feita com base num compromisso entre desempenho (transitório e em regime) e robustez a variações da planta.

Passando-se para os controladores PIs, primeiro são analisados o PI Buso e o PI Holmes (Figura 45). Em ambos os casos, os polos complexos conjugados não mudam muito com a variação da planta, de maneira similar aos controladores proporcionais. O polo real e o zero de malha fechada permanecem inalterados. Observa-se que ζ varia entre 0,14 e 0,56 para o PI Buso e entre 0,08 e 0,49 para o PI Holmes.

Figura 45 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – PI Buso (esquerda) e PI Holmes (direita)

No caso dos PIs Martinz, os três polos de malha fechada mudam de posição com a variação da planta (Figura 46). Devido a isso, os polos complexos conjugados apresentam um comportamento diferente do visto na Figura 45 e tendem a manter o mesmo ζ . No diagrama do PI Martinz $\zeta=0,4$, ζ tem o valor 0,31 para L 30% menor e 0,36 para L 30% maior. No caso do PI Martinz $\zeta=0,707$, os valores nessas condições são 0,4 e 0,58, respectivamente. Entretanto, nestes casos o polo real e o zero

afetam o desempenho do controlador de forma mais significativa, já que não se cancelam e estão próximos dos polos complexos conjugados.

Figura 46 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – PI Martinz $\zeta=0,4$ (esquerda) e PI Martinz $\zeta=0,707$ (direita)

Fonte: Elaborada pelo autor

Por fim, o diagrama para o controlador PI+Comp. $\zeta=0,7$ é apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Diagrama em tempo discreto dos polos e zeros em malha fechada de acordo com a variação dos parâmetros do filtro indutivo – PI+Comp. $\zeta=0,7$

Fonte: Elaborada pelo autor

Da mesma maneira que ocorre com os controladores proporcionais com compensação de delay, o uso dessa compensação torna o sistema menos robusto. Com a redução do valor do filtro, ζ diminui até o valor de 0,12. Com o aumento do filtro, a tendência de ζ é primeiro de queda e depois de aumento, retornando aproximadamente ao valor de 0,7. De todos os controladores analisados, verifica-se que o PI+Comp. $\zeta=0,7$ é o segundo menos robusto: um aumento de 2,5% no filtro resulta num $\zeta=0,8$ e uma diminuição de 2,5% em $\zeta=0,62$.

Ao se observar os diagramas de polos e zeros dos controladores PI, torna-se claro que há uma variedade de ajustes muito maior que o controle P. Isso porque o sistema em malha fechada apresenta um polo real e um zero (além dos dois polos complexos conjugados), tornando a análise mais complexa.

3.2.4 Controlador de corrente escolhido e resultados experimentais

*Escolha do controlador de corrente com base no erro em regime estacionário, nas características de desempenho transitório e na robustez a variações da planta. Justificativa pela escolha do controlador **P $\zeta=0,4$ + FF**. Verificação do desempenho do controlador escolhido através de ensaio experimental de resposta transitória. Apresentação resumida das características de cada controlador de corrente apresentado neste trabalho.*

Com base nos resultados apresentados para cada um dos critérios de escolha do controlador de corrente, o controlador do P $\zeta=0,4$ + FF é escolhido como o mais adequado para os fins deste trabalho.

Apesar de não apresentar um desempenho tão satisfatório no que diz respeito ao erro de rastreamento em regime estacionário, o uso do FF torna o erro causado pela perturbação desprezível em 60 Hz. O controlador P $\zeta=0,4$ também possui uma resposta transitória satisfatória, uma vez que não apresenta sobressinais excessivos nem tempos de acomodação longos e não depende do uso de técnicas de *anti-windup*. Além disso, trata-se de um controlador robusto a variações da planta e que possui como função de transferência apenas um ganho, facilitando o projeto da malha externa de tensão. Por fim, o método de projeto adotado permite que eventuais ajustes possam ser feitos de maneira simples, como foi mostrado na Seção 3.1.2.1. Isso porque uma vez traçadas as curvas de ganho normalizado, pode-se facilmente encontrar outro ajuste que satisfaça novas condições de projeto.

A resposta transitória do controlador de corrente escolhido é verificada via simulação no software PLECS e via resultados experimentais obtidos em uma plataforma conversora trifásica do LEP-PEA-EPUSP. Assim como nos ensaios de erro de rastreamento com carga apresentados na Seção 3.2.1, é utilizada a estrutura de controle de corrente do conversor 4F4B+Ln apresentada na Figura 18 e o efeito do PWM é desconsiderado na simulação. A saída do conversor foi ligada em curto-circuito, de modo a eliminar a influência das perturbações sobre a resposta do sistema. Ainda, a malha de controle da simulação foi implementada através de um bloco de código C do PLECS (C-Script) para facilitar a programação do controlador no DSP e depurar eventuais problemas de implementação.

Os resultados de resposta transitória obtidos via simulação são apresentados na Figura 48. Verifica-se que os resultados obtidos com o conversor 4F4B+Ln com desacoplamento são idênticos aos obtidos com o conversor monofásico (Figura 40). É importante ressaltar que a tensão de referência de conversor apresentada na Figura 48 é anterior à injeção de tensão de sequência zero ótima, de forma a realizar a comparação com o caso monofásico.

Figura 48 – Resposta transitória do controlador P $\zeta=0,4$ – Resultado de simulação
(esquerda – $i(z)$, direita – $v_{ref}(z)$)

Fonte: Elaborada pelo autor

Os resultados experimentais são apresentados na Figura 49 e (obtidos da memória interna do DSP da plataforma conversora). Os resultados são similares aos resultados de simulação da Figura 48, entretanto a montagem experimental apresenta um erro de rastreamento maior. O valor máximo da tensão de referência do conversor é igual ao da simulação (link CC de 60 V).

Assim como nos ensaios experimentais de erro de rastreamento em regime estacionário, a diferença nos resultados experimentais se dá por conta dos efeitos do dead-time das chaves e das resistências de fio e de contato. O dead-time das chaves afeta este ensaio de maneira significativa, já que o tempo morto introduzido no PWM é fixo e se torna proporcionalmente mais significativo em situações com tensão de referência reduzida. Ainda, a resistência de contato e dos fios medida (0,8 Ω) é cerca de 10 vezes maior que a resistência do indutor de filtro utilizado ($R_L=0,076 \Omega$).

Figura 49 – Resposta transitória do controlador P $\zeta=0,4$ – Resultado experimental
(esquerda – $i(z)$, direita – $v_{cref}(z)$)

Fonte: Elaborada pelo autor

Considerando os efeitos de segunda ordem, a resposta transitória do controlador P $\zeta=0,4$ obtida experimentalmente condiz com o esperado. Dessa forma, o projeto do controlador de corrente escolhido é validado para a utilização no projeto do controle da malha de tensão.

Os resultados obtidos na Seção 3.2 (com exceção dos relativos à robustez) são apresentados de forma resumida na Tabela 13. O “erro a 60 Hz” apresentado na tabela corresponde à magnitude da soma dos erros de rastreamento e de perturbação, considerando-se uma referência de corrente de 5 A e uma perturbação de 180 V. Nota-se que alguns dos compensadores de delay são utilizados apenas com o FF (Dead-Beat), outros apenas com o controlador (P+Comp. $\zeta=0,4$ e PI+Comp. $\zeta=0,7$) e outros com ambos (P+FOF $\zeta=0,4$). A justificativa por esses usos distintos é realizada no Apêndice E.

Tabela 13 – Resumo dos controladores de corrente de tempo discreto projetados (* usado apenas no FF; ** usado apenas com o controlador)

Controlador	Função de Transferência do Controlador	Comp. de Delay	Erro a 60 Hz com ref. de 5A e pert. de 180V (A)		ζ	f_n (kHz)	f_c (kHz)	MF (°)	T_s (ms)	Mp (%)
			Sem FF	Com FF						
Dead-Beat	$\frac{120z}{z+1}$	$\frac{2z}{z+1}^*$	3,01	0,20	0,930	16,50	10,00	-60,0	0,083	0,09
P $\zeta=0,707$	40,73	-	4,43	0,33	0,707	2,91	1,30	60,8	0,375	4,52
P $\zeta=0,4$	60,30	-	2,99	0,23	0,400	3,28	1,94	46,4	0,458	25,53
P+Comp. $\zeta=0,4$	104,72	$\frac{z}{z+0,5077}^{**}$	2,60	0,20	0,400	4,81	2,35	49,0	0,333	30,33
P+FOF $\zeta=0,4$	74,72	$\frac{1,95 \cdot z}{z+0,95}$	2,41	0,16	0,400	6,35	2,57	51,0	0,292	27,50
PI Buso	$\frac{z64,0897 - 62,8319}{z-1}$	-	1,79	0,14	0,365	3,28	2,05	42,0	1,375	34,71
PI Holmes	$\frac{z71,8440 - 67,7824}{z-1}$	-	0,68	0,05	0,296	3,26	2,26	33,7	1,208	53,77
PI Martinz $\zeta=0,4$	$\frac{z45,5794 - 35,8884}{z-1}$	-	0,29	0,02	0,400	1,54	1,52	25,4	1,125	65,32
PI Martinz $\zeta=0,707$	$\frac{z43,9620 - 37,5058}{z-1}$	-	0,44	0,03	0,707	1,51	1,42	35,3	0,625	47,03
PI+Comp. $\zeta=0,7$	$\frac{z149,6201 - 118,1874}{z-1}$	$\frac{z}{z+0,8818}^{**}$	0,17	0,01	0,700	4,81	2,58	31,6	0,417	65,47

Fonte: Elaborada pelo autor

4 MALHA DE TENSÃO

Apresentação da malha de tensão concatenada em tempo discreto e da planta equivalente vista pela malha de tensão com o controlador de corrente escolhido. Projeto de controladores de tensão de tempo discreto. Comparação dos controladores projetados quanto ao desempenho em regime, desempenho transitório, robustez à variação nos parâmetros da planta e facilidade de implementação em DSP. Escolha do controlador da malha de tensão e apresentação dos resultados experimentais para o controlador escolhido.

O projeto do controlador de tensão MIMO em malha concatenada para conversores trifásicos pode ser reduzido para o projeto de $N-1$ controladores SISO independentes, como foi mostrado na Seção 2. Analogamente ao projeto dos controladores de corrente, a planta considerada é a de um conversor monofásico com filtro LC (detalhada no Apêndice B).

O diagrama de blocos da malha de controle concatenada pode ser visto na Figura 50.

Figura 50 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

O controlador de tensão é dado por $k_v(z)$ e a dinâmica do capacitor de filtro é incorporada através da função de transferência $g_{cap}(s)$, a qual desconsidera a resistência série do capacitor. O modelo considera que a carga ligada ao sistema é desconhecida e perturba a tensão de saída $v(s)$ através da corrente de carga $i_{carga}(s)$. É realizado o FF da corrente de carga após o controlador de tensão, de forma a melhorar a rejeição de perturbação do sistema. A modelagem detalhada do sistema e a justificativa da escolha desta estrutura de controle de tensão com FF de i_{carga} são realizadas no Apêndice B.

A planta equivalente vista pelo controlador de tensão pode ser modelada em tempo contínuo ou em tempo discreto, assim como no caso da malha de corrente. A expressão da planta equivalente relaciona a tensão de carga com a corrente de referência. A corrente de referência anterior ao FF da corrente de carga é chamada neste trabalho de i_{ref}' .

A planta equivalente em tempo contínuo é apresentada em (4.1) e se utiliza da aproximação de Padé de primeira ordem para representar o atraso (3.1). A expressão relativa à perturbação, a qual relaciona a tensão de carga com a corrente de carga, é apresentada em (4.2). Como a corrente de carga é suposta como desconhecida, não é possível combinar as duas funções de transferência. Para estas expressões, considera-se que o FF da tensão de carga cancela perfeitamente a perturbação da malha de corrente. Alternativamente, em (BUSO; MATTAVELLI, 2006) a planta equivalente é modelada de maneira aproximada por um sistema de primeira ordem. Esse modelo de planta não é considerado neste trabalho por se tratar de uma aproximação muito simplificada do sistema, o que certamente resultaria em diferenças dos controladores projetados com relação ao comportamento real do sistema.

$$g_v(s) = \frac{v(s)}{i_{ref}'(s)} = \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)]} \quad (4.1)$$

$$v(s) = -i_{\text{carga}}(s) \frac{sL + R_L}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)]} \quad (4.2)$$

A planta equivalente em tempo discreto é apresentada em (4.3), enquanto que a expressão relativa à perturbação é dada por (4.4). A função de transferência $g_{capTsustin}(z)$ corresponde à expressão $g_{cap}(s)$ discretizada pelo método Tustin.

$$g_v(z) = \frac{v(z)}{i_{ref}'(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTsustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \quad (4.3)$$

$$v(z) = -i_{\text{carga}}(z) \frac{g_{capTsustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \quad (4.4)$$

Um modelo de planta equivalente mais completo pode ser obtido caso a carga ligada ao conversor seja explicitada. O diagrama de blocos da malha de controle concatenada com carga pode ser visto na Figura 51.

Figura 51 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

Nessa condição, a corrente de carga passa a ser conhecida, pois depende de $v(s)$ e $Carga(s)$. Assim, a planta equivalente passa a ser descrita por uma única função de transferência. Adicionalmente, o FF da tensão de carga pode ser modelado, de forma a tornar as expressões mais exatas. O modelo completo da planta equivalente em tempo contínuo é apresentado em (4.5) e o em tempo discreto é apresentado em (4.6).

$$g_{v_carga}(s) = \frac{v(s)}{i_{ref}'(s)} = \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + \frac{sL + R_L}{Carga(s)}} \quad (4.5)$$

$$g_{v_carga}(z) = \frac{v(z)}{i_{ref}'(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + \frac{g_{capTustin}(z)}{Carga(z)}} \quad (4.6)$$

Considerando um controlador de corrente proporcional e uma carga resistiva, as funções de transferência apresentadas são de terceira ordem, sejam elas em tempo contínuo ou em tempo discreto. Assim, mesmo com o uso de um controlador simples, o projeto do controlador da malha de tensão se torna mais complexo. Isso porque a função de transferência de malha fechada apresentará pelo menos um par de polos complexos conjugados e um polo real.

4.1 PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO EM TEMPO DISCRETO

Projeto de controladores de tensão SISO em tempo discreto (PI, PR e Repetitivo) com os parâmetros da montagem experimental.

O projeto dos controladores de tensão é feito com parâmetros correspondentes à montagem experimental da plataforma conversora trifásica empregada ($L=5$ mH, $R_L=0,076$ Ω , $C=4\mu$ F e $f_a=24$ kHz) e ao controlador de corrente escolhido (P $\zeta=0,4$ + FF).

Neste trabalho, um conversor trifásico com topologia 4F4B+Ln é empregado como uma fonte trifásica programável (da 1ª à 13ª harmônica, harmônicas ímpares apenas). Dessa forma, a malha de tensão externa deve rastrear as referências de tensão para essas frequências específicas, ao mesmo tempo em que rejeita perturbações originárias da carga à qual a fonte está conectada.

Diferentemente do projeto de controle da malha de corrente, não há restrições quanto à complexidade da função de transferência do controlador. Como dito anteriormente no projeto da malha de corrente, o controlador de corrente deve possuir uma banda de resposta mais larga que a do controlador de tensão, uma vez que a malha mais interna do controle em cascata é a responsável por fornecer uma resposta dinâmica rápida para o sistema (ASTROM; HAGGLUND, 1995; LOH; HOLMES, 2005; MARTINZ, 2007; BOSIO et al., 2017). Nota-se que alguns trabalhos como (LOH; HOLMES, 2005; MARTINZ, 2007) recomendam que a malha interna apenas seja mais rápida que a externa. Por outro lado, outros propõem uma relação geral a ser seguida entre as dinâmicas da malha interna e externa, como uma dinâmica pelo menos 5 vezes mais rápida (ASTROM; HAGGLUND, 1995). Por simplicidade, este trabalho adota a opção menos restritiva.

Em (BUSO; MATTARELLI, 2006), as estratégias de controle de tensão para aplicações do tipo UPS são divididas em duas categorias: as de banda larga e as de banda estreita.

As estratégias de banda larga buscam a compensação instantânea para o erro de rastreamento com o uso de um controlador de banda passante larga o suficiente, tal que abranja o maior número possível de harmônicos. Nesta categoria se encaixam os controladores Dead-Beat, P e PI. Como foi visto no projeto dos controladores de corrente, o uso de técnicas de banda larga (Dead-Beat, P e PI) não

garante o rastreamento e nem a rejeição de perturbação para frequências harmônicas com as especificações da montagem experimental. Assim, apesar de apresentarem desempenho satisfatório para a harmônica fundamental, os controladores estudados não são apropriados para o controle da malha de tensão deste trabalho.

Por outro lado, as estratégias de banda estreita buscam a compensação apenas das harmônicas de interesse, geralmente apresentando uma resposta transitória de alguns ciclos da frequência fundamental. Nesta categoria se encaixam os controladores Proporcional-Ressonante (PR) e Repetitivo. De acordo com o princípio do Modelo Interno (FRANCIS; WONHAM, 1976; BUSO; MATTAVELLI, 2006), o rastreamento de um sinal com erro em regime nulo pode ser alcançado quando o sistema de controle incorpora a dinâmica do sinal de referência em sua função de transferência. Esta estratégia também garante a completa rejeição de perturbações. A partir desse entendimento, as estratégias de controle de banda estreita podem ser utilizadas. Este trabalho estuda os controladores do tipo PR e Repetitivo baseado no filtro DFT (*Discrete Fourier Transform*) para alcançar o rastreamento de harmônicos de tensão.

A comparação e escolha do controlador de tensão a ser utilizado são feitas na Seção 4.2.

Nota-se que os requisitos para o projeto dos controladores de tensão podem diferir de acordo com a aplicação em que será utilizado o conversor. Por exemplo, em uma aplicação em que se deseja diminuir o THD (*Total Harmonic Distortion*) da tensão de saída do conversor na presença de perturbações, o rastreamento de harmônicas pode não ser mais um fator determinante no projeto. Nesse caso, estratégias de controle de tensão distintas das apresentadas neste trabalho podem se mostrar mais adequadas.

Além do projeto dos controladores PR e Repetitivo baseado no filtro DFT, é realizado o projeto de um controlador de tensão do tipo PI. Isso porque o ajuste do controlador PI pode ser utilizado como base para o projeto do controlador PR da harmônica fundamental (HOLMES et al., 2009).

4.1.1 PI

Projeto do controlador de tensão PI em tempo discreto via margem de fase e frequência de cruzamento desejadas.

O ajuste de controlador PI apresentado nesta seção é utilizado como base para o controlador PR da frequência fundamental (Seção 4.1.2). O método de projeto escolhido para o controlador PI da malha de tensão é o que foi utilizado no controlador de corrente PI Buso da Seção 3.1.3.1.

No projeto dos controladores PI da malha de corrente, obtiveram-se bons resultados para o PI Holmes (Seção 3.1.3.2) e o PI Martinz (Seção 3.1.3.3). Entretanto, esses métodos de projeto envolvem uma análise detalhada das funções de transferência do sistema. No primeiro caso, os ganhos proporcional e integral são maximizados. No segundo caso, as características de desempenho transitório são analisadas em função dos ganhos do controlador PI.

A planta equivalente vista pelo controlador de tensão é de ordem três, enquanto que no projeto de malha de corrente a planta é de ordem dois. Como foi visto no projeto do controlador PI com compensação de delay (Seção 3.1.3.4), o sistema com um zero e três polos de malha fechada apresenta um problema de alocação de polos mais genérico e complexo, pois existe a interação do polo real e do zero com os polos complexos conjugados.

No que diz respeito à análise de desempenho transitório, não existem expressões que descrevam o comportamento do sistema com um zero e três polos de malha fechada. Na literatura, encontram-se no máximo expressões para o desempenho transitório de sistemas com um polo ou um zero real interagindo com um par de polos complexos conjugados (PEYTON JONES; ATHERTON, 1997).

Com a utilização de um controle PI, o sistema apresenta um zero e quatro polos de malha fechada a ser especificados, o que tornaria a alocação de polos muito mais complexa que no caso da malha de corrente. Dessa forma, os ganhos do controlador são definidos a partir da margem de fase e da frequência de cruzamento desejadas. A função de transferência considerada para o controlador PI é da forma paralela.

Para o controle da malha de tensão numa aplicação do tipo UPS, (BUSO; MATTARELLI, 2006) recomenda o uso de uma frequência de cruzamento de 15 a 20 vezes maior que a frequência fundamental e uma margem de fase igual a 60°. Os parâmetros utilizados para o projeto foram $f_c=900$ Hz e $MF=55^\circ$. O projeto do controlador é realizado com a planta equivalente simplificada apresentado em (4.1). A parcela correspondente à perturbação da corrente de carga é desconsiderada no projeto dos controladores de tensão.

Analogamente ao projeto apresentado para a malha de corrente, temos que os ganhos do controlador podem ser obtidos através da condição de módulo e de fase. A condição de módulo é dada por:

$$\left| \left(K_p + \frac{K_i}{j\omega_c} \right) \cdot \frac{k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)}{-\omega_c^2 LC + j\omega_c C [R_L + k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)]} \right| = 1 \quad (4.7)$$

Assumindo que $K_i \ll \omega_c K_p$, pode-se calcular K_p :

$$\left| \left(K_p + \frac{\cancel{K_i}}{j\omega_c \cancel{0}} \right) \cdot \frac{k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)}{-\omega_c^2 LC + j\omega_c C [R_L + k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)]} \right| = 1 \quad (4.8)$$

$$K_p = \left| \frac{k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)}{-\omega_c^2 LC + j\omega_c C [R_L + k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)]} \right|^{-1}$$

A condição de fase é dada por:

$$\angle \left(K_p + \frac{K_i}{j\omega_c} \right) + \underbrace{\angle \frac{k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)}{-\omega_c^2 LC + j\omega_c C [R_L + k_i(j\omega_c) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(j\omega_c)]}}_{\phi} = -\pi + MF \quad (4.9)$$

Com o ganho K_p calculado em (4.8), encontra-se o ganho K_i :

$$K_i = \frac{K_p \omega_c}{\tan[-\pi/2 + MF + \phi]} \quad (4.10)$$

Os ganhos obtidos para o controlador foram $K_p=0,0215$ e $K_i=15,5905$. Como foi visto na análise das estratégias de controle de corrente, o uso do método Backwards de discretização é mais suscetível ao efeito de *warping*. Dessa forma,

discretizou-se o controlador através do método Tustin. O controlador PI projetado é apresentado em (4.11).

$$PI_v(z) = K_p + \frac{K_i T_a}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} = 0,0215 + \frac{15,5905}{2 \cdot 24000} \cdot \frac{z+1}{z-1} = \frac{z0,02179 - 0,02114}{z-1} \quad (4.11)$$

Analizando o comportamento transitório da planta equivalente simplificada em tempo discreto com o PI projetado, verificam-se um sobressinal máximo de aproximadamente 20% e um tempo de acomodação de aproximadamente 2,7 ms (através da função *stepinfo* do MATLAB). A resposta do sistema é mais lenta que a apresentada pela malha de corrente, o que está de acordo com o projeto de controle da malha externa.

4.1.2 Proporcional-Ressonante e Proporcional com Múltiplos Ressonantes

Projeto dos controladores de tensão Proporcional-Ressonante (PR) e Proporcional com Múltiplos Ressonantes (P+MR) em tempo discreto.

4.1.2.1 Proporcional-Ressonante

Projeto do controlador de tensão Proporcional-Ressonante (PR) em tempo discreto. Apresentação do método de projeto via transferência dos ganhos do controlador PI de (HOLMES et al., 2009).

O controlador Proporcional-Ressonante (PR) pode ser encarado como um controlador PI generalizado para uma frequência ω_o , ao invés da frequência nula ou CC. Ainda, o uso de um controlador PR no referencial estacionário *abc* é equivalente ao uso de dois controladores PIs no referencial girante *dq*, um para a sequência positiva e outro para a sequência negativa (MATTAVELLI, 2001; ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001; ZMOOD; HOLMES, 2003; BUSO; MATTAVELLI, 2006; TEODORESCU et al., 2006).

Dessa forma, é possível rastrear harmônicos de frequência ω_o com erro estacionário nulo, uma vez que o controle PR implementa um ganho infinito na frequência ω_o de interesse. Ressalta-se que apesar da maioria dos trabalhos projetarem o controlador PR para aplicações de malha de corrente, os resultados apresentados podem ser adaptados para o controle da malha de tensão (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A função de transferência em tempo contínuo do controlador PR pode ser vista em (4.12). Para este trabalho, considera-se o controlador PR em sua forma paralela. O ganho K_{il} do controlador PR é referido neste trabalho como sendo o ganho integral.

$$PR(s) = K_p + \frac{sK_{il}}{s^2 + \omega_o^2} \quad (4.12)$$

Esta estratégia de controle se alinha com o princípio do Modelo Interno, uma vez que a parcela ressonante do controlador é equivalente à transformada de Laplace de um cosseno de frequência ω_o . Nota-se que também seria possível implementar o controlador PR através da transformada de Laplace do seno, porém esta configuração não é comumente utilizada por apresentar uma resposta transitória mais lenta (FUKUDA; YODA, 2001; ZMOOD; HOLMES, 2003; TEODORESCU et al., 2006).

Além da forma apresentada em (4.12), é possível implementar o controlador PR com amortecimento, segundo a expressão (4.13).

$$PR_{amort}(s) = K_p + \frac{sK_{il}\omega_{cut}}{s^2 + 2s\omega_{cut} + \omega_o^2} \quad (4.13)$$

O PR amortecido implementa um pico de ressonância amortecido, o qual pode ser ajustado através da frequência de corte do termo ressonante ω_{cut} . Esta forma permite a utilização do controle PR em condições em que a sua forma ideal não é implementável como, por exemplo, em aplicações em ponto fixo, nas quais os erros de quantização e arredondamento não são desprezíveis (MATTAVELLI, 2001; ZMOOD; HOLMES, 2003; HOLMES et al., 2009; CARBALLO et al., 2016). O uso do PR amortecido, no entanto, resulta num pico de ressonância de ganho finito e não permite atingir erro estacionário nulo (ZMOOD; HOLMES, 2003; TEODORESCU et al., 2006). Ainda, (ZMOOD; HOLMES, 2003) mostra que o ajuste de ω_{cut} do PR amortecido não influencia a seletividade do pico de ressonância. Dessa forma, este trabalho considera apenas o uso do controlador PR em sua forma ideal.

Para o projeto do controlador PR, (HOLMES et al., 2009) mostra que o ajuste realizado para o controlador PI pode ser transportado para o controlador PR da frequência fundamental sem necessidade de reprojetado. Essa propriedade se deve ao

fato de a resposta em frequência do PR se tornar igual à do PI para a região de altas frequências. Consequentemente, a resposta transitória de ambos os controladores será muito similar.

Sendo assim, o controlador PR projetado para a frequência de 60 Hz possui um ganho proporcional $K_p=0,0215$ e um ganho integral $K_{iI}=15,5905$.

O controlador PR foi discretizado através do método Tustin com *pre-warping*. Essa técnica de discretização diminui o efeito de *warping* ao redor de uma frequência específica (no caso ω_o), de modo a não distorcer o termo ressonante do controlador PR (YEPES et al., 2010). Sua função de transferência de tempo discreto é dada por:

$$PR(z) = PR(s) \Big|_{s=\frac{\omega_o}{\tan(\omega_o T_a/2)} \frac{z-1}{z+1}} = \frac{z^2 0,02179 - z 0,04293 + 0,02114}{z^2 - 2z + 1} \quad (4.14)$$

A Figura 52 mostra a simulação do Simulink das tensões de saída e de referência para o controle PI e PR de um conversor monofásico, ambos implementados em tempo discreto.

Figura 52 – Resposta transitória dos controladores PI e PR

Fonte: Elaborada pelo autor

O conversor monofásico é simulado pelo software PLECS por uma fonte de tensão ideal controlada por tensão (saturação em +200 V e -200 V) e a saída é ligada em aberto, ou seja, a perturbação de corrente é nula. Os parâmetros de simulação correspondem aos da montagem experimental.

A partir dos resultados de simulação, conclui-se que as respostas transitórias do controlador PI e do PR são de fato muito similares e que é possível transferir os ganhos de um projeto de controlador PI para o controlador PR da frequência fundamental. Ao entrar em regime permanente, o controlador PI apresenta um erro máximo de 7,57 V (4,2%), enquanto que o controlador PR apresenta um erro máximo de $6,10\text{E-}4$ V, ou seja, um erro praticamente nulo.

Ainda, verifica-se que o máximo sobressinal apresentado pelos controladores é de 11,44% (pico de tensão igual a 200,6 V). Apesar de se distanciar mais da condição de saturação, o resultado difere do esperado (20%) devido a dois fatores: a influência da tensão de carga na malha de corrente (FF imperfeito) e o tempo de acomodação mais elevado, cujo valor é próximo à duração de um quarto de ciclo da senoide de 60 Hz. Nos casos estudados na malha de corrente, os tempos de acomodação eram muito menores, o que tornou o resultado com cossenoide fiel ao resultado esperado para a resposta ao degrau.

O resultado para uma referência do tipo degrau pode ser visto na Figura 53. Os resultados foram obtidos com a função de transferência da planta equivalente simplificada em tempo discreto (4.3), as funções de transferência em tempo discreto dos controladores e a função *step* do MATLAB. Através desses resultados, verifica-se que o máximo sobressinal apresentado pelos dois controladores é de aproximadamente 20%.

Além de influenciar a resposta transitória, o ajuste do ganho integral também influencia a resposta em frequência do sistema. Os diagramas de Bode de malha aberta da malha de tensão com os controladores PI e PR projetados podem ser vistos na Figura 54. Ao redor da frequência ω_o (377 rad/s), a resposta do sistema é dominada pelo par de polos complexos conjugados da parcela ressonante, apresentando um pico de ressonância. Nota-se que o pico de ressonância possui um ganho teoricamente infinito, o qual é limitado a 116 dB na Figura 54 devido à resolução da função *bode* do MATLAB.

Por fim, verifica-se que a resposta em frequência do controlador PR se torna muito próxima da apresentada pelo controlador PI para a região de altas frequências, fato o qual justifica a similaridade dos dois sistemas quanto à sua resposta transitória (resposta ao degrau).

Figura 53 – Resposta ao degrau dos controladores PI e PR

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 54 – Diagrama de Bode de malha aberta da planta equivalente com o controlador PR ajustado

Fonte: Elaborada pelo autor

O ajuste de K_{il} modifica a seletividade do pico de ressonância: a resposta se torna mais seletiva para um ganho integral pequeno. Ou seja, caso também se queira compensar frequências próximas de ω_o , é necessário aumentar o ganho integral para que o controlador PR se torne menos seletivo e forneça um ganho alto nessas frequências vizinhas. Essa propriedade pode ser utilizada em conversores ligados à rede para compensar pequenos desvios na frequência fundamental da rede, por exemplo. Desvios na frequência fundamental da rede, no entanto, podem ser compensados com o uso de controladores PR adaptativos, nos quais os coeficientes da equação de diferenças são recalculados em tempo real através da frequência ω_o fornecida por um PLL (ZMOOD; HOLMES, 2003; YEPES et al., 2010, 2011b). O ajuste de K_{il} para compensar desvios na frequência fundamental da rede e a implementação de controladores PR adaptativos não são estudados.

O uso de um ganho integral muito alto, por outro lado, pode afetar a resposta em frequência do sistema fora da região próxima ao pico de ressonância, diminuindo as margens de estabilidade do sistema (YEPES et al., 2010, 2011b; VIDAL et al., 2013). Adicionalmente, nota-se que o aumento do ganho integral diminui o tempo de acomodação do sistema, porém também aumenta o máximo sobressinal para a resposta ao degrau.

O controle de harmônicos de ordem mais elevada também pode ser feito com a estrutura de controle (4.12), no entanto a transferência dos ganhos do controlador PI para o controlador PR só é válida para casos em que a frequência de ressonância ω_o é muito menor que a frequência de cruzamento do sistema ω_c . Dessa forma, recomenda-se utilizar a técnica de projeto apresentada nesta seção apenas para a harmônica fundamental de 60 Hz. Caso seja necessário rastrear um harmônico de ordem mais elevada, pode-se projetar o ganho integral pelo tempo de resposta (Apêndice I), desde que a frequência ω_o esteja abaixo da frequência de cruzamento ω_c . Para o rastreamento de harmônicos próximos ou além da frequência ω_c , recomenda-se o uso do controlador PR com compensação de fase, o qual será apresentado na Seção 4.1.2.2.

4.1.2.2 Proporcional com Múltiplos Ressonantes

Projeto do controlador de tensão Proporcional com Múltiplos Ressonantes (P+MR) em tempo discreto. Discussão sobre os métodos de projeto para controladores com Múltiplos Ressonantes encontrados na literatura. Avaliação de dois métodos de projeto para os ganhos integrais. Apresentação de um novo método de projeto com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase. Validação do método de projeto através de resultados de simulação para a resposta transitória nos harmônicos de interesse.

Caso seja necessário o rastreamento de múltiplos harmônicos, pode-se empregar um termo ressonante para cada harmônico de interesse de forma paralela, conforme apresentado em (4.15). Denomina-se aqui este controlador como Proporcional com Múltiplos Ressonantes (P+MR). Cada termo ressonante de ordem harmônica h da frequência fundamental ω_o tem um ganho K_{ih} correspondente. Para a discretização, cada termo ressonante é discretizado separadamente pelo método Tustin com *pre-warping* na frequência de ressonância correspondente.

$$P + MR(s) = K_p + \sum_h \frac{sK_{ih}}{s^2 + h^2\omega_o^2} \quad (4.15)$$

O projeto dos ganhos integrais das parcelas ressonantes varia segundo o autor. Aqui são apresentados os principais métodos de projeto encontrados na literatura para o controle P+MR:

a) Seletividade e desempenho transitório uniformes

Os trabalhos (TEODORESCU et al., 2006; YEPES et al., 2010, 2011b) recomendam o uso do mesmo ganho integral para todos os harmônicos a serem compensados. Desse modo, a compensação de todas as frequências harmônicas de interesse possuirá as mesmas características relativas à seletividade em frequência e desempenho transitório.

Já em (MATTAVELLI, 2001; BUSO; MATTAVELLI, 2006), o projeto do ressonante da frequência fundamental é realizado em separado, uma vez que os requisitos nesta frequência podem ser mais estritos. Os ganhos das harmônicas de ordem mais elevada são todos ajustados com o mesmo valor.

b) Desempenho transitório otimizado via função de transferência do erro

O trabalho (VIDAL et al., 2013) fornece ajustes para os ganhos integrais para um controlador da malha de corrente baseados na análise das funções de transferência do erro de corrente devido ao rastreamento e à perturbação. As funções de transferência em tempo discreto são analisadas no plano z através de diagramas de polos e zeros. Os ganhos são sugeridos com base no comportamento transitório do erro de corrente, de modo a fazer com que os polos dominantes sejam os mais rápidos possíveis com uma resposta pouco oscilatória. Ainda, aponta para a possibilidade de acoplamento entre termos ressonantes, o que torna a resposta do sistema mais oscilatória. Entretanto, devido à análise utilizada ser restrita à malha de corrente, os resultados não são aplicáveis para a malha de tensão.

Em (BOSIO et al., 2017), esses critérios são utilizados na malha de tensão para o projeto dos ganhos das harmônicas de ordem mais elevada, de modo a atender os requisitos de desempenho transitório da norma IEC 62040 para sistemas UPS (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2011). Entretanto, as considerações utilizadas para a obtenção dos ganhos para a malha de tensão não são explicitadas, impedindo a reprodução dos resultados. Nota-se que nesse trabalho os ganhos utilizados para os dois ressonantes de ordem mais elevada são de mesmo valor e bem menores que o ganho da fundamental.

c) Ganhos integrais a partir da impedância harmônica de saída

O trabalho (CARBALLO et al., 2016) apresenta um método de projeto para múltiplos controladores ressonantes em aplicações do tipo UPS, o qual se baseia em uma análise da resposta em frequência do sistema. A estrutura de controle utilizada é de controle em malha concatenada com controle P na malha de corrente e múltiplos controladores ressonantes (sem ganho proporcional) na malha de tensão. Utilizam-se controladores ressonantes amortecidos com um valor pequeno de ω_{cut} (0,5 rad/s) para que os resultados sejam válidos tanto para implementações em ponto fixo como em ponto flutuante.

Primeiramente se projeta o controlador P para maximizar o amortecimento do sistema. Em seguida, é feito o projeto do ganho ressonante da frequência fundamental, escolhendo o maior ganho que ainda respeite as especificações de resposta transitória da norma IEC 62040-3 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2011) na situação de um degrau de carga na saída. Os ganhos ressonantes das harmônicas mais elevadas são calculados de forma que a impedância harmônica do sistema (definida como a razão da tensão pela corrente de saída no domínio z para uma referência de tensão nula) seja menor que a impedância harmônica definida pelas normas IEC 61000-2-2 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2002) e IEC 62040-3. A primeira norma define limites para as tensões harmônicas e a segunda define limites para as correntes harmônicas drenadas por uma carga normalizada, limites os quais são utilizados no trabalho para definir a impedância harmônica máxima nas harmônicas de interesse.

Como (CARBALLO et al., 2016) busca a rejeição de perturbações para as componentes harmônicas (com o objetivo de diminuir o THD) numa aplicação do tipo UPS de forma a atender a normas de qualidade de energia específicas, o método de ajuste apresentado não é diretamente aplicável para o rastreamento de harmônicas. Observa-se que os ganhos integrais das harmônicas são menores que o da fundamental, porém não seguem um padrão definido já que são dependentes das especificações das normas consideradas na análise.

d) Ganhos integrais decrescentes

O trabalho (MCGRATH; HOLMES, 2017) realiza a transferência dos ganhos de um controlador PI para o controlador PR da malha de corrente. O ganho integral, o qual foi calculado através das expressões de (HOLMES et al., 2009), é utilizado para a frequência fundamental e é tido como o limite superior para o ganho integral das demais harmônicas. Para o ajuste dos ganhos, sugere-se empregar a análise via diagramas de Bode ou via diagrama de Nyquist da função sensibilidade. Entretanto, os critérios empregados nesses tipos de análise e a sua relação com os ganhos integrais

não são explicitados no trabalho. Observa-se que os ganhos empregados no trabalho decrescem à medida que a ordem harmônica aumenta.

e) Projeto otimizado via curvas de desempenho transitório

O trabalho (MARTINZ et al., 2014) propõe um método de ajuste otimizado para controladores PR da malha de corrente do conversor, seja para a harmônica fundamental ou para as de ordem mais elevada. O ajuste otimiza a resposta transitória através de curvas em função dos ganhos proporcional e integral para o tempo de acomodação, máximo sobressinal e margem de fase de maneira similar ao que é feito no projeto dos controladores P e PI de (MARTINZ, 2013). O ajuste recomendado é que o ganho integral seja numericamente igual à frequência de ressonância ω_o do PR, tendo em vista a resposta transitória da função de transferência da perturbação causada pela tensão de saída do conversor. Novamente, devido à análise utilizada, os resultados não são aplicáveis para a malha de tensão.

f) Projeto dos ganhos como um problema de otimização

O trabalho (COSTA et al., 2017) se utiliza do método de otimização meta-heurístico DE (*Differential Evolution*) para a definição dos ganhos de um controlador PI-MR (Proporcional Integral com Múltiplos Ressonantes) da malha de corrente do conversor numa aplicação de SAPF (*Shunt Active Power Filter*). O projeto é tratado como um problema de minimização considerando: o THD da corrente compensada pelo filtro; o erro da malha de controle e a saturação do esforço de controle. O uso dessa técnica confere ao projetista um método sistemático para o cálculo dos ganhos integrais das parcelas ressonantes. Nota-se que este método não especifica o desempenho transitório do controlador. A minimização é realizada sobre uma função custo, a qual consiste na soma ponderada de equações referentes aos três aspectos considerados no problema de minimização (THD, erro e esforço de controle). Cabe ao projetista determinar os valores de cada um dos três pesos. Os ganhos integrais otimizados seguem a tendência observada em outros trabalhos, na qual o ganho integral da frequência fundamental é maior que o dos demais ressonantes. O ganho integral da parcela integral do controlador PI-MR é maior que os demais ganhos utilizados.

Os trabalhos (MACCARI et al., 2014; PEREIRA et al., 2014; BARDEN; PEREIRA, 2015) também tratam o projeto dos ganhos dos controladores ressonantes como um problema de otimização. Nesse caso, porém, a otimização é realizada diretamente em tempo discreto com base na teoria de controle robusto através do uso de restrições na forma de LMIs (*Linear Matrix Inequality*). O uso do controle robusto nos trabalhos mencionados permite que o projeto: possua garantias de estabilidade robusta para variações nos parâmetros da planta, e que os polos de malha fechada do sistema fiquem limitados a uma região do plano z , assegurando os valores para a frequência natural, taxa de convergência e coeficiente de amortecimento. Cabe ao projetista definir a região do círculo unitário em que deseja alocar os polos de malha fechada.

O trabalho (MACCARI et al., 2014) trata do controle um conversor com filtro LC numa aplicação do tipo UPS com uma carga desconhecida. O trabalho (BARDEN; PEREIRA, 2015) trata do controle de um conversor trifásico com filtro LC atuando como UPS com cargas desbalanceadas e não-lineares. O trabalho (PEREIRA et al., 2014) trata do controle de um conversor com filtro LCL ligado à rede com impedância de rede desconhecida. Com o uso desse método de projeto, foi possível projetar o ganho de cinco controladores ressonantes (incluindo o da frequência fundamental). É destacado que quanto maior a quantidade de termos ressonantes no controlador, mais complexo se torna o projeto dos ganhos integrais. Por fim, observa-se que em (PEREIRA et al., 2014; BARDEN; PEREIRA, 2015) os ganhos integrais resultantes não seguem um padrão determinado, por vezes apresentando valores maiores para os harmônicos mais elevados. Em (MACCARI et al., 2014) os ganhos integrais são decrescentes conforme o aumento da frequência.

Finalizada a apresentação dos 6 métodos de projeto para controladores P+MR, inicia-se a adequação de cada um para a aplicação em uma fonte de tensão programável.

Na maioria dos trabalhos analisados, o estudo se concentra sobre a malha de corrente do conversor (TEODORESCU et al., 2006; YEPES et al., 2010, 2011b; VIDAL et al., 2013; MARTINZ et al., 2014; COSTA et al., 2017; MCGRATH;

HOLMES, 2017). Somado a isso, nos trabalhos que tratam da malha de tensão, muitas vezes o método empregado é muito específico (CARBALLO et al., 2016) ou muito complexo de ser utilizado (MACCARI et al., 2014; PEREIRA et al., 2014; BARDEN; PEREIRA, 2015). Dessa forma, muitos dos métodos apresentados não são aplicáveis ao sistema de controle deste trabalho.

Considerando o rastreamento de harmônicas na malha de tensão do conversor, dois métodos de projeto se destacaram dentre os demais: a) Seletividade e desempenho transitório uniformes e d) Ganhos integrais decrescentes. Ambos apresentam métodos de ajuste simples (não dependem de uma análise aprofundada da planta ou de técnicas de controle mais complexas) e que são válidos tanto para a malha de corrente quanto para a malha de tensão.

Uma vez que é preciso rastrear as harmônicas ímpares da 1ª à 13ª, devem ser empregados sete termos ressonantes no controlador P+MR. Dessa forma, o uso desses dois métodos se torna mais apropriado para este trabalho, já que o projeto dos ganhos integrais se torna mais complexo à medida que aumenta o número de termos ressonantes (PEREIRA et al., 2014).

Uma primeira tentativa de ajuste para o controlador P+MR utiliza o mesmo ganho integral ($K_{ih}=15,5905$) para todos os termos ressonantes. Através da simulação apresentada na Figura 55, verifica-se que o ajuste escolhido para o controlador P+MR torna o sistema pouco amortecido.

Figura 55 – Resposta transitória do controlador P+MR com todos os ganhos integrais iguais

Fonte: Elaborada pelo autor

Uma segunda tentativa de ajuste emprega um ganho mais elevado para o termo ressonante da fundamental ($K_{il}=15,5905$) e um ganho menor ($K_{ih}=7,7952$) para os termos de ordem harmônica mais elevada (3ª à 13ª harmônica). Na Figura 56, observa-se novamente um comportamento oscilatório, embora menos pronunciado. Ao se realizar uma simulação do controlador P+MR com os ganhos do segundo ajuste, porém com uma 3ª harmônica como referência de tensão (Figura 57), verifica-se que o comportamento transitório da 3ª harmônica também apresenta oscilações, embora de menor amplitude. Dessa forma, evidencia-se um acoplamento entre os termos ressonantes.

Figura 56 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais das harmônicas iguais à metade do ganho integral da fundamental – Resposta transitória a 60 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 57 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais das harmônicas iguais à metade do ganho integral da fundamental – Resposta transitória a 180 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir dos resultados de simulação da Figura 55 até a Figura 57, conclui-se que o uso de ganhos integrais iguais resulta no acoplamento entre os termos ressonantes. Dessa forma, realizou-se o ajuste dos ganhos integrais de forma decrescente via tentativa e erro para que os termos ressonantes de ordem mais elevada não interfiram na resposta dos termos ressonantes de ordem inferior, principalmente no termo da frequência fundamental.

Na Figura 58, observa-se que a resposta transitória do controlador P+MR ajustado com ganhos decrescentes é muito similar à do controlador PR. Foram utilizados os seguintes valores de ganho (válidos para a planta analisada):

- $K_{i3} = K_{i1}/8 = 1,9488$;
- $K_{i5} = K_{i1}/8 = 1,9488$;
- $K_{i7} = K_{i1}/16 = 0,9744$;
- $K_{i9} = K_{i1}/16 = 0,9744$;
- $K_{i11} = K_{i1}/32 = 0,4872$;
- $K_{i13} = K_{i1}/32 = 0,4872$.

A partir da Figura 58, verifica-se que o tempo de acomodação do controlador P+MR com ganhos decrescentes é maior que o do controlador PR. Isso se deve ao fato de os termos ressonantes das harmônicas mais elevadas possuírem uma dinâmica mais lenta, uma vez que seus ganhos integrais são menores.

Em geral, observa-se que a resposta transitória dos termos ressonantes mais próximos da frequência de cruzamento se deteriora com relação aos de frequências mais baixas. A simulação da Figura 59 apresenta a resposta do controlador P+MR para a 13ª harmônica, correspondente ao pior caso para este sistema. Somente após um período de tempo de aproximadamente 0,75 segundos a resposta entra em regime e o máximo sobressinal apresentado é de 31,67% (237 V).

Figura 58 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 59 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

De fato, esse fenômeno é apontado por (BUSO; MATTARELLI, 2006; YEPES et al., 2011b) e pode ser corrigido através do uso de uma compensação de fase. Um termo ressonante com compensação de fase é dado por (4.16). ϕ_h é o ângulo do avanço de fase utilizado para a harmônica de ordem h .

$$P + MR_{phase\ lead}(s) = K_p + \sum_h K_{ih} \frac{s \cos(\phi_h) - h\omega_o \sin(\phi_h)}{s^2 + h^2\omega_o^2} \quad (4.16)$$

Controladores ressonantes com compensação de fase são utilizados em diversos trabalhos (MATTARELLI, 2001; BUSO; MATTARELLI, 2006; YEPES et al., 2010, 2011b; CARBALLO et al., 2016; BOSIO et al., 2017). Seu uso tem como vantagens uma resposta transitória menos oscilatória (BUSO; MATTARELLI, 2006; YEPES et al., 2011b) e a possibilidade de se compensar harmônicos além da frequência de cruzamento do sistema, podendo atingir até a frequência de Nyquist (YEPES et al., 2011b). Para atingir esses resultados, o avanço de fase utilizado para cada termo ressonante é calculado através de (4.17). A expressão retorna a fase do sistema visto por cada parcela do controlador P+MR. Assim como no cálculo do ganho integral através do tempo de acomodação, o sistema visto pela parcela ressonante inclui o ganho proporcional.

$$\phi_h = \angle W(jh\omega_o) = \angle \frac{K_p g_v(jh\omega_o)}{1 + K_p g_v(jh\omega_o)} \quad (4.17)$$

Considerando a expressão da planta equivalente simplificada com os valores da montagem experimental, temos que os valores de avanço de fase de cada harmônico são:

- $\Phi_3 = 12,07^\circ$;
- $\Phi_5 = 20,07^\circ$;
- $\Phi_7 = 28,00^\circ$;
- $\Phi_9 = 35,84^\circ$;
- $\Phi_{11} = 43,61^\circ$;
- $\Phi_{13} = 51,30^\circ$.

A simulação da resposta transitória do controlador P+MR com compensação de fase na frequência fundamental pode ser vista na Figura 60. Não foi utilizada a

compensação de fase para a frequência fundamental, visto que o seu desempenho já é satisfatório.

Figura 60 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada

Fonte: Elaborada pelo autor

Analisando a resposta do sistema com compensação de fase na sua situação de pior caso, ou seja, na 13ª harmônica, nota-se uma melhora significativa no desempenho do controlador P+MR (Figura 61).

O máximo sobressinal apresentado é de 1,27% (182,3 V) e o tempo de acomodação é aproximadamente igual a 0,4 s. Ressalta-se que o tempo de resposta do sistema com controlador P+MR continua alto para os termos ressonantes, exceto para a frequência fundamental. Tal comportamento é esperado das estratégias de controle de banda estreita descritas em (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Como o objetivo do trabalho é primeiramente o rastreamento de harmônicos com baixo erro estacionário, mesmo apresentando tempos de resposta altos, os controladores de banda estreita são uma opção adequada. Isso porque o uso de controladores de banda larga implicaria no uso de frequências de cruzamento mais elevadas e em maiores esforços de controle para que o sistema respondesse nessa faixa de frequências mais larga.

Figura 61 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir dos resultados de simulação obtidos na Figura 60 e na Figura 61, validou-se um método de projeto de controladores P+MR que garantem erro estacionário nulo, pouco acoplamento entre termos ressonantes e resposta transitória e tempo de resposta adequados. O método de projeto consiste nas seguintes etapas:

- Projeto de um controlador PI com as características de resposta transitória desejadas (Seção 4.1.1);
- Transferência dos ganhos do controlador PI projetado para o controlador PR da frequência fundamental;
- Cálculo do ângulo de avanço de fase para cada frequência harmônica a ser compensada através de (4.17);
- Ajuste dos ganhos integrais dos termos ressonantes de forma decrescente, observando o comportamento transitório para todos os harmônicos de forma a evitar acoplamentos;
- Discretização do controlador PR da frequência fundamental e dos termos ressonantes separadamente através do método Tustin com *pre-warping*.

Este método de projeto foi obtido através do entendimento da interação entre os termos ressonantes e da importância da compensação de fase para os termos ressonantes de ordem mais elevada. O método apresentado é válido tanto para a malha de corrente quanto para a malha de tensão.

Por fim, destaca-se que é importante o uso de uma estratégia de *anti-windup* para a implementação do controlador P+MR, visto que cada termo ressonante pode ser encarado como um integrador generalizado e está suscetível ao efeito de *windup*. Apesar de ser importante para a implementação prática do controlador, não existem muitos estudos sobre o *anti-windup* para múltiplos ressonantes. Este trabalho se utiliza da estratégia de *anti-windup* empregada em (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2001; MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011; BOSIO et al., 2017; MCGRATH; HOLMES, 2017), a qual se destaca por atuar sobre todos os termos ressonantes de uma só vez. As estratégias de *anti-windup* utilizadas neste trabalho são detalhadas no Apêndice G.

4.1.3 Repetitivo baseado no filtro DFT

Apresentação do controlador Repetitivo tradicional e do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT (PR+DFT). Projeto do controlador de tensão Repetitivo baseado no filtro DFT em tempo discreto via tempo de acomodação e avanço de fase. Validação do método de projeto através de resultados de simulação para a resposta transitória nos harmônicos de interesse.

Controladores Repetitivos também se baseiam no princípio do Modelo Interno para o rastreamento de harmônicos. Entretanto, utilizam-se apenas de um filtro para todos os harmônicos a serem compensados, ao invés de empregarem uma associação paralela de múltiplos termos ressonantes como no caso do controlador P+MR. Sob esse ponto de vista, pode-se afirmar que a implementação de um controlador Repetitivo é mais simples que a do P+MR (BUSO; MATTAVELLI, 2006; ESCOBAR et al., 2007). Ressalta-se que assim como no caso dos controladores ressonantes, a resposta transitória dos controladores Repetitivos é mais lenta que a de um controlador de banda larga.

Em (BUSO; MATTAVELLI, 2006), são apresentados dois tipos de controladores Repetitivos: o controlador Repetitivo tradicional e o controlador Repetitivo baseado no filtro DFT.

O controlador Repetitivo tradicional é composto basicamente por um atraso com uma realimentação positiva. Sua implementação em tempo discreto pode ser vista na Figura 62. K_{rep} corresponde ao ganho do controlador repetitivo e $F_I(z)$ corresponde a um filtro passa-baixas.

Figura 62 – Diagrama de blocos do controlador Repetitivo tradicional em tempo discreto

Fonte: Elaborada pelo autor

O atraso com realimentação positiva resulta numa função de transferência com ganho infinito para a frequência $(1/M)*T_a$ e todas as suas harmônicas até a frequência de Nyquist. Dessa forma, é possível obter uma compensação com erro estacionário nulo para todas as harmônicas de interesse com um único filtro. O atraso de L amostras corresponde a um avanço de fase (opcional) de valor equivalente à duração de L amostras.

Por outro lado, o fornecimento de ganho infinito para os harmônicos de frequências elevadas implica em sérios problemas de estabilidade, além de amplificar eventuais ruídos que ajam sobre o sistema. Dessa forma, o filtro passa-baixas $F_I(z)$ é empregado para atenuar os picos de ressonância indesejados das frequências mais elevadas. O ganho K_{rep} é utilizado para ajustar a margem de fase do sistema. Em (BUSO; MATTARELLI, 2006), o controlador Repetitivo é utilizado em paralelo com um controlador P, de modo a melhorar as características de resposta transitória do controlador Repetitivo.

Um dos principais desafios no projeto do controlador Repetitivo tradicional está no projeto adequado do ganho e do filtro passa-baixas, os quais dependem das especificações do projeto. Somado a isso, pode haver interação entre as dinâmicas do filtro passa-baixas e da linha de atraso. Nesses casos, seriam necessários ajustes por parte do projetista de modo a não afetar as frequências onde ocorrem os picos de ressonância do controlador Repetitivo (BUSO; MATTARELLI, 2006).

Com o objetivo de superar esses desafios de projeto, (BUSO; MATTAVELLI, 2006) sugere o uso do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT. Esse controlador tem um princípio de funcionamento muito parecido com o controlador Repetitivo tradicional, porém fornece um ganho infinito apenas nas harmônicas escolhidas pelo projetista. Consequentemente, o projeto desse controlador não depende do uso de um filtro passa-baixas para eliminar os picos de ressonância de harmônicas de frequência muito elevada. Por esse motivo, este trabalho emprega apenas o controlador Repetitivo baseado no filtro DFT para o controle da malha de tensão. O controlador Repetitivo baseado no filtro DFT também é empregado em (MATTAVELLI, 2001; MATTAVELLI; MARAFAO, 2004).

O diagrama de blocos do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT pode ser visto na Figura 63. A função de transferência em tempo discreto $F_{DFT}(z)$ corresponde a um filtro digital do tipo FIR (*Finite Impulse Response*). O ganho K_f é utilizado para definir o tempo de acomodação do controlador de maneira análoga ao projeto dos ganhos integrais do controlador PR. O atraso de Na amostras implementa uma compensação de fase, a qual é opcional.

Figura 63 – Diagrama de blocos do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT em tempo discreto

Fonte: Elaborada pelo autor

A função de transferência $F_{DFT}(z)$ é dada pela expressão (4.18):

$$F_{DFT}(z) = \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ \left[\sum_{h \in Nh} \cos\left(\frac{2\pi}{M} h(i + Na)\right) \right] z^{-i} \right\} \quad (4.18)$$

onde M é o número de amostras em um período da frequência fundamental; h é o número da harmônica; Nh é o conjunto de harmônicos a ser compensado e Na é o número de amostras utilizado na compensação de fase.

Já a função de transferência do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT é dada por (4.19):

$$\text{Repetitivo}_{DFT}(z) = K_f \frac{F_{DFT}(z)}{1 - z^{-N_a} F_{DFT}(z)} \quad (4.19)$$

Nota-se que a função de transferência do controlador possui uma ordem similar à do filtro DFT tanto no seu numerador como no seu denominador. Portanto, trata-se de um controlador de ordem elevada.

O filtro $F_{DFT}(z)$, quando analisado separadamente, pode ser interpretado como um banco de filtros passa-faixa com ganho unitário nas harmônicas definidas por Nh , sendo também chamado pelo nome de filtro DCT (*Discrete Cosine Transform*) móvel. Sua operação se assimila ao filtro média móvel, o qual é muito utilizado em aplicações de eletrônica de potência, principalmente na implementação de PLLs (AMA et al., 2013; GOLESTAN et al., 2014). No caso do filtro média móvel, a saída do filtro corresponde ao valor CC, rejeitando a frequência correspondente ao número de amostras do filtro e também suas harmônicas. Já no caso do filtro DFT, a saída do filtro corresponde ao valor das componentes harmônicas selecionadas, rejeitando as demais harmônicas.

Ao empregar uma realimentação positiva de $F_{DFT}(z)$, a função de transferência resultante fornece um ganho infinito para todas as harmônicas pertencentes ao conjunto Nh . Assim, o filtro $F_{DFT}(z)$ pode ser utilizado como um controlador para as frequências harmônicas de interesse. Os trabalhos (MATTAVELLI, 2001; BUSO; MATTAVELLI, 2006) sugerem o uso do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT em paralelo com um controlador PR. O controlador PR atua sobre as dinâmicas rápidas e sobre a frequência fundamental e o controlador Repetitivo atua sobre os harmônicos. Essa escolha é feita porque o controlador Repetitivo fornece o mesmo ganho para todos os harmônicos de Nh , o que impossibilita um ajuste individual para cada harmônico, e porque geralmente os requisitos para a frequência fundamental são mais estritos. O projeto do controlador PR para a frequência fundamental foi detalhado na Seção 4.1.2.

Para os parâmetros da montagem experimental, tem-se que $M=400$ e $Nh=\{3, 5, 7, 9, 11, 13\}$. Cada um dos 400 coeficientes do filtro $F_{DFT}(z)$ são calculados previamente antes da sua implementação. Nota-se que a ordem do filtro é elevada e aumenta de maneira proporcional ao aumento da frequência de amostragem. O trabalho (BUSO; MATTAVELLI, 2006) sugere o uso da técnica de decimação no

filtro $F_{DFT}(z)$ como forma de reduzir o consumo de memória e de tempo de computação numa implementação real sem prejudicar o desempenho do controlador. Em (BUSO; MATTARELLI, 2006), utiliza-se como exemplo a decimação de um filtro de ordem 800 por um fator igual a 10, resultando num filtro de ordem 80. Observa-se que em (BUSO; MATTARELLI, 2006) a decimação do filtro não é detalhada de maneira clara, deixando a implementação sob responsabilidade do leitor.

O ajuste do ganho K_f é realizado através de (4.20) (MATTARELLI, 2001):

$$K_f \approx \frac{K_{ih}}{0,32\omega_o} \quad (4.20)$$

onde K_{ih} é o ganho integral para um controlador PR do harmônico h , o qual pode ser obtido através da expressão (12.1), por exemplo. A expressão apresentada converte o ganho K_{ik} no ganho K_f , de forma a implementar o mesmo ganho integral para todos os harmônicos do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT.

No trabalho (MATTARELLI, 2001), o ganho K_f é ajustado de modo a resultar num tempo de acomodação igual a 10 ciclos da frequência fundamental. Isso porque se assume que o controlador Repetitivo compensará harmônicos com variação lenta (alguns ciclos da frequência fundamental). A partir dessas informações, intui-se que o ajuste apresentado em (4.20) é válido apenas para especificar tempos de acomodação grandes, assim como é dito em (VIDAL et al., 2013).

Escolhendo um tempo de acomodação de 10 períodos de 60 Hz, resulta-se em $K_f = 4,6981\text{E-}3$. Essa escolha se deve à percepção de que ganhos integrais elevados para os harmônicos podem prejudicar a resposta transitória do sistema devido a acoplamentos entre os termos ressonantes.

O número de amostras N_a utilizado para a compensação de fase na malha de tensão geralmente varia entre 2 e 4 amostras, a depender da implementação da malha de corrente (MATTARELLI, 2001). Através de um processo de tentativa e erro, escolhe-se $N_a=5$. Esse valor de avanço de fase, igual a 0,208 ms, corresponde aos seguintes valores em graus (para cada frequência harmônica):

- 3ª harmônica = 13,5°;
- 5ª harmônica = 22,5°;
- 7ª harmônica = 31,5°;
- 9ª harmônica = 40,5°;
- 11ª harmônica = 49,5°;
- 13ª harmônica = 58,5°.

Este método de compensação de fase permite o uso apenas de valores inteiros de amostras para o avanço de fase (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Além disso, é preciso utilizar o mesmo número de amostras para todas as frequências. Isso faz com que a compensação de fase seja aproximada, ao invés de se realizar uma compensação de fase exata como no caso do controlador P+MR. O ajuste $N_a=5$ é o que resulta no melhor desempenho transitório e resulta em ângulos de avanço de fase próximos aos utilizados no controlador P+MR com compensação de fase da Seção 4.1.2.

O controlador PR+DFT (sem decimação) foi simulado nas mesmas condições que o controlador P+MR (Seção 4.1.2). A resposta transitória do sistema para a frequência fundamental pode ser vista na Figura 64 e a resposta para a 13ª harmônica pode ser vista na Figura 65.

Observando-se a Figura 64, verifica-se que o comportamento do sistema com o controlador Repetitivo baseado no filtro DFT não difere muito do controlador PR com ressonância em 60 Hz. Ou seja, o ajuste do ganho K_f não causou um acoplamento entre a resposta dos controladores PR e Repetitivo.

A partir da Figura 65, observa-se que o tempo de acomodação do sistema para a frequência de 780 Hz é de aproximadamente 0,15 s, valor próximo do tempo de acomodação projetado através de (12.1). Valida-se então o método de projeto via tempo de acomodação para o controlador Repetitivo baseado no filtro DFT. Nota-se que o tempo de acomodação para a 13ª harmônica neste caso é menor que para o controlador P+MR. Entretanto para as harmônicas de menor ordem, o controlador P+MR tem um tempo de acomodação menor devido ao ajuste escolhido (com ganhos decrescentes).

Figura 64 – Resposta transitória do controlador PR+DFT com compensação de fase

Figura 65 – Resposta transitória do controlador PR+DFT com compensação de fase – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz

4.2 COMPARAÇÃO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO

Comparação dos resultados de simulação dos controladores de tensão projetados utilizando como critérios os aspectos práticos da sua implementação em DSP, o erro de rastreamento em regime estacionário, o desempenho da resposta transitória e a robustez a variações na planta. Justificativa da escolha do controlador P+MR para a malha externa de tensão da malha concatenada e apresentação dos resultados experimentais.

Os controladores de tensão projetados são comparados entre si de modo a definir a estratégia de controle a ser empregada na montagem experimental.

Os aspectos considerados para a escolha do controlador de tensão são: a capacidade de rastreamento de referência e rejeição de perturbação em todas as frequências de interesse para a fonte trifásica programável (da 1ª à 13ª harmônica, harmônicas ímpares); as características de desempenho transitório; a robustez da malha de controle a variações na planta, uma vez que se considera que a fonte pode ser ligada a uma carga qualquer; e aspectos práticos quanto à implementação dos controladores em um DSP, tais como tempo de execução, ocupação de memória e a possibilidade de se implementar uma estratégia de *anti-windup*.

4.2.1 Aspectos práticos da implementação em DSP

Comparação dos controladores da malha de tensão quanto à implementação em DSP (especificamente o modelo TMS320F28335). Comparação do uso de recursos, da susceptibilidade a erros de quantização e da possibilidade de implementar estratégias de anti-windup. Decimação do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT e verificação de funcionamento do controlador decimado através de simulação.

Além do desempenho, outro fator determinante para a escolha do controlador a ser utilizado na montagem experimental é a sua implementação em um DSP. Neste trabalho, a possibilidade de implementação está condicionada apenas ao DSP TMS320F28335 da Texas Instruments devido à disponibilidade e familiaridade com esse modelo. Trata-se de um DSP com um coprocessador aritmético de ponto flutuante de 32 bits (FPU – *Floating Point Unit*) e com uma frequência de clock igual a 150 MHz. Considerando a frequência de interrupção de 24 kHz, estão disponíveis no máximo 6250 ciclos de processamento (ou 41,67 μ s) para o cálculo dos algoritmos de controle da fonte trifásica programável.

Em primeiro lugar, analisa-se o uso de memória para cada controlador. Para o controlador P+MR, cada termo ressonante é representado por uma função de transferência em tempo discreto com numerador e denominador de ordem dois. Sendo assim, são necessárias 6 posições de memória para as variáveis e 5 constantes correspondentes aos ganhos de cada termo ressonante além de uma posição para o ganho proporcional. Dessa forma, são necessárias 42 variáveis e 36 constantes para implementar um controlador P+MR. No caso do controlador PR+DFT, o filtro DFT ocupa 400 posições de memória com o buffer do filtro e 400 posições de memória com os coeficientes do filtro. Além disso, devem ser implementados o ganho do controlador Repetitivo, o atraso para a compensação de fase e o controlador PR para a frequência fundamental. Logo, observa-se que o controlador PR+DFT utiliza cerca de 10 vezes mais recursos em sua implementação.

Do ponto de vista de memória, é possível utilizar ambos os controladores, mesmo que o uso de recursos seja muito distinto. Entretanto, o controlador PR+DFT se mostrou inviável em uma análise inicial de tempo de execução para um controlador monofásico. Isso porque são necessárias 400 multiplicações em ponto flutuante para a atualização do filtro DFT.

Tal desafio no uso do controlador PR+DFT é conhecido e pode ser contornado ao se realizar a decimação do filtro DFT. A decimação corresponde a uma execução sub-amostrada de um filtro. Para a decimação de ordem O de um filtro FIR, essa operação pode ser realizada ao se computar apenas uma a cada O amostras. Em (BUSO; MATTARELLI, 2006) também é recomendado o uso de um filtro média móvel de ordem O na saída do filtro decimado, de modo a suavizar a sua resposta.

O trabalho (BUSO; MATTARELLI, 2006) implementa decimações de ordem até 20 sem um prejuízo significativo no desempenho do controlador. Entretanto, (BUSO; MATTARELLI, 2006) não detalha a implementação empregada na decimação do filtro DFT. Entretanto para o controlador DFT projetado, mesmo com uma decimação de ordem dois houve impacto no desempenho do controlador, fazendo com que deixasse de apresentar erro nulo em regime permanente.

Neste trabalho, adotou-se um filtro DFT com 1/8 do tamanho original (ordem para a qual o filtro DFT pode ser executado em tempo real na frequência de amostragem de 24 kHz). O melhor resultado com o filtro sub-amostrado foi obtido com o reprojeto do filtro DFT na frequência decimada de 3 kHz, resultando em um filtro de 50 coeficientes, ao invés de manter os 400 coeficientes do filtro original (como seria feito na decimação). A compensação de fase foi reprojeta para $Na=2$ via tentativa e erro. A resposta do controlador PR+DFT decimado para a frequência fundamental pode ser vista na Figura 66, a para a 3ª harmônica pode ser vista na Figura 67 e a para a 13ª harmônica na Figura 68.

Observando-se a resposta transitória do controlador PR+DFT decimado, fica claro que o seu desempenho não é o mesmo que o do controlador PR+DFT original. Em todos os harmônicos o tempo de acomodação aumentou e para a 13ª harmônica a tensão de saída não possui mais erro nulo, indicando uma degradação do desempenho de acordo com o aumento da frequência.

Figura 66 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase

Figura 67 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase –
Tensão de referência com frequência igual a 180 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 68 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase –
Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

Apesar da mudança no desempenho do controlador PR+DFT decimado, a sua implementação se torna possível com a decimação de ordem 8. Nessa condição, os controladores P+MR e PR+DFT decimado apresentam a mesma ordem de uso de recursos, visto que o filtro DFT passa a utilizar 50 posições de memória para o seu buffer e 50 para seus coeficientes.

No quesito de facilidade de implementação no DSP, observa-se que o controlador P+MR é mais complexo que o controlador PR+DFT. O controlador P+MR implementado é composto por sete controladores de ordem dois em paralelo, os quais foram rearranjados em uma estrutura com *anti-windup* (detalhada no Apêndice G). O controlador PR+DFT é composto basicamente por um controlador PR e um filtro FIR cujo tamanho é fixo e independe do número de harmônicos a serem compensados.

Ainda nesse quesito, outro fator que favorece o controlador PR+DFT é a sua menor sensibilidade a erros de truncamento nos ganhos. De acordo com (MATTAVELLI, 2001), o controlador Repetitivo baseado no filtro DFT é menos suscetível a erros de quantização que o controlador P+MR e pode ser executado de forma mais eficiente num DSP, especialmente nos casos em que se utilizam variáveis de ponto fixo. Trata-se de uma questão relevante, apesar de que com uma frequência de amostragem de 24 kHz e para os harmônicos compensados, não foram observadas diferenças significativas no desempenho do controlador P+MR. Para os casos em que os erros de quantização são significativos, pode-se implementar o controlador P+MR numa representação em espaço de estados (MCGRATH; HOLMES, 2016) ou numa estrutura com dois integradores (SOGI – *Second Order Generalised Integrator*) (YEPES et al., 2011a). Para implementações do controlador P+MR em ponto fixo, pode-se utilizar também a Transformada γ , uma transformada diferente da Transformada z , a qual converge para o sistema em tempo contínuo independentemente da taxa de amostragem (MCGRATH; TEIXEIRA; HOLMES, 2018).

Por fim, um ponto importante na implementação prática de ambos os controladores é a inclusão de estratégias de *anti-windup*. Porém, não foram encontradas estratégias de *anti-windup* nos trabalhos relativos ao controlador PR+DFT. Pelo fato do controlador PR+DFT decimado ter apresentado um desempenho inferior ao controlador P+MR, este trabalho não considerou a sua implementação experimental e conseqüentemente não deu atenção à busca de estratégias de anti-windup para este caso.

Para o controlador P+MR, utiliza-se uma estratégia de *anti-windup* específica para funções de transferência bipróprias que atua sobre todos os termos

ressonantes de uma só vez (detalhada no Apêndice G). Nesse quesito, o uso do controlador P+MR se torna mais atraente que o do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT.

4.2.2 Erro de rastreamento em regime estacionário – 1ª à 13ª harmônica

Apresentação da função de transferência do erro em função da tensão de referência. Comparação dos controladores de tensão via diagramas de Bode em malha aberta. Apresentação dos diagramas de Bode do erro de rastreamento para o controlador P+MR e PI.

O desempenho em regime estacionário dos controladores da malha de tensão é verificado através do erro de rastreamento, assim como é realizado para a malha de corrente. Na malha de tensão, busca-se um erro de rastreamento nulo para todas as harmônicas de interesse.

Entretanto, devido à ordem elevada do controlador PR+DFT (ordem por volta de 400), não é possível calcular a função de transferência do erro de tensão (em malha fechada) no MATLAB. Mesmo considerando o filtro DFT decimado, não é possível realizar uma análise do erro de rastreamento devido ao uso de uma frequência de amostragem distinta entre o filtro e o controlador PR da frequência fundamental. Dessa forma, o desempenho dos termos ressonantes do controlador P+MR e dos controladores Repetitivos é comparado através de seus diagramas de Bode na Figura 69, que mostram a magnitude da resposta em frequência dos controladores (sem considerar a planta).

Observa-se que a resposta dos três controladores é muito similar, principalmente nas harmônicas de interesse. Para essas frequências, todos os controladores apresentam ganhos altos (os quais diferem devido à resolução a função *bode* do MATLAB). Nota-se também que a resposta do controlador Repetitivo baseado no filtro DFT é similar, porém não é idêntica à dos controladores ressonantes, uma vez que atenua os harmônicos não pertencentes ao conjunto Nh . Assim, pode-se concluir que o desempenho dos controladores se diferencia basicamente pela sua compensação de fase e que o ajuste adequado dos valores de avanço de fase é uma etapa relevante do projeto.

Figura 69 – Diagramas de Bode da magnitude para os controladores sem a planta – termos ressonantes do controlador P+MR (MR), controlador Repetitivo baseado no filtro DFT (DFT) e controlador Repetitivo após decimação de ordem 8 (DFT decimado)

Fonte: Elaborada pelo autor

O diagrama de Bode do erro de rastreamento para o controlador P+MR é mostrado na Figura 70. Considera-se a função de transferência da planta equivalente completa g_{v_carga} (4.6) com a saída em aberto (impedância de carga infinita).

$$\frac{e_v(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{1}{1 + [P + MR(z)] \cdot g_{v_carga}(z)} \quad (4.21)$$

Dessa forma, considera-se também a influência da tensão de saída na malha de corrente para o erro de rastreamento. A influência da corrente de carga no rastreamento muda de acordo com a carga, sendo que essa análise é realizada na Seção 4.2.4. Para fins de comparação, também é mostrado o diagrama de Bode para o controlador PI.

Figura 70 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento (e_v/v_{ref}) dos controladores PI e P+MR projetados para a malha de tensão com o modelo da planta equivalente completa (saída em aberto)

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir do diagrama de Bode do erro de rastreamento, verifica-se que o controlador P+MR de fato elimina o erro de rastreamento nas frequências harmônicas de interesse, como era esperado desse tipo de controlador. Além disso, nota-se que os termos ressonantes influenciam muito pouco a resposta do sistema fora das frequências de compensação, tornando a resposta transitória do controlador PI e do P+MR muito similares. Essa similaridade justifica a semelhança no desempenho transitório dos dois controladores, a qual foi verificada anteriormente através da Figura 52 e da Figura 60.

4.2.3 Desempenho transitório

Comparação dos controladores da malha de tensão através de simulação da resposta transitória para as frequências de interesse e verificação dos tempos de acomodação.

O desempenho transitório dos controladores P+MR e PR+DFT (decimado) foi comparado para a 3ª, 7ª e 13ª harmônicas via simulação. Devido ao fato de possuírem o mesmo controlador PR para a frequência fundamental, suas respostas para a frequência fundamental não serão muito diferentes do controlador PR (vide

Figura 60 e Figura 66). As especificações de desempenho transitório do controlador PR foram realizadas na Seção 4.1.1 e verificadas via simulação na Seção 4.1.2.

Para o controlador PR+DFT, espera-se que a resposta simulada apresente um tempo de acomodação igual a 10 períodos de 60 Hz para todas as harmônicas analisadas. Já para o controlador P+MR, espera-se que o sistema apresente tempos de acomodação crescentes que sejam múltiplos do apresentado pelo controlador PR da frequência fundamental. A estimativa dos tempos de acomodação é realizada através de (12.1).

A simulação é realizada pelo software PLECS em conjunto com o software Simulink. O conversor monofásico é representado por uma fonte de tensão ideal controlada por tensão (saturação em +200 V e -200 V) e a saída é ligada em aberto. Os parâmetros de simulação correspondem aos da montagem experimental.

Analizando as simulações do controlador PR+DFT para a 3ª (Figura 67), 7ª (Figura 71) e 13ª (Figura 68) harmônicas, nota-se que o desempenho obtido difere do projetado. Em todos os casos o tempo de acomodação é maior que o projetado (0,167 s), sendo aproximadamente igual a 0,25 segundos. Além disso, nota-se que o desempenho piora conforme o aumento da frequência harmônica, uma vez que o sistema só segue a referência com erro nulo para a 3ª harmônica. Para as demais frequências, a resposta apresenta uma oscilação de frequência mais baixa que impede que o erro seja nulo.

As simulações com o controlador P+MR para a 3ª, 7ª e 13ª harmônica são apresentadas na Figura 72, na Figura 73 e na Figura 61, respectivamente. Os tempos de acomodação esperados são iguais a 48 ms, 96 ms e 192 ms. Através das simulações, observa-se que os tempos de acomodação são aproximadamente iguais a 75 ms, 150 ms e 300 ms, todos superiores aos estimados por (12.1). Apesar do aumento no tempo de acomodação, nota-se que o erro é anulado para todas as frequências harmônicas.

Figura 71 – Resposta transitória do controlador PR+DFT decimado com compensação de fase – Tensão de referência com frequência igual a 420 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 72 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 180 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 73 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 420 Hz

Fonte: Elaborada pelo autor

Para os dois controladores, os tempos de acomodação simulados são maiores que os estimados por (12.1). Tal diferença pode ser atribuída ao FF imperfeito da tensão de saída na malha de corrente na simulação, efeito o qual não é considerado no modelo simplificado da planta equivalente vista pela malha de tensão empregado no projeto dos controladores.

No entanto, o desempenho do controlador PR+DFT decimado fica abaixo do esperado para um controlador de banda estreita. Com a decimação do filtro DFT, o erro de rastreamento não é mais nulo para as frequências harmônicas mais elevadas (7ª e 13ª). Além disso, a tensão de saída passa a apresentar oscilações de baixa frequência, fazendo com que a tensão se eleve, principalmente para a 13ª harmônica.

Outro aspecto que interfere na resposta transitória dos controladores é a variação da carga na saída. O efeito da carga é analisado na Seção 4.2.4.

4.2.4 Robustez a variações da planta

Análise da robustez a variações na carga do controlador P+MR através de diagramas de Bode do erro de rastreamento e simulações da resposta transitória nas frequências de interesse.

A análise da robustez do controlador da malha de tensão a variações da planta é feita através de diagramas de Bode do erro de rastreamento e de resultados de simulação. Devido à complexidade dos controladores, não são desenhados os diagramas de polos e zeros como no caso dos controladores da malha de corrente. Ressalta-se que o PR+DFT decimado apresenta erro de rastreamento em regime estacionário e por isso se trata de uma opção inferior ao controlador P+MR. Ainda, devido à impossibilidade de se traçar o diagrama de Bode do erro de rastreamento para o controlador PR+DFT, analisa-se apenas o controlador P+MR.

Dentre as fontes de variação da planta, a principal é a carga na saída do conversor. Isso porque o uso do conversor como fonte de tensão trifásica programável prevê que uma carga qualquer possa ser ligada à sua saída. Sendo assim, considera-se que a impedância de carga possa variar desde seu valor nominal (impedância nominal do conversor igual a $25,4 \Omega$) até o infinito (saída em aberto).

Em comparação com a carga, o indutor e o capacitor de filtro possuem uma variação mais restrita, correspondente à tolerância dos componentes. Com o objetivo de simplificar a análise, a robustez a variações da planta é analisada com base na variação do valor da carga, considerando-se uma carga puramente resistiva.

Para cargas com impedância abaixo do valor nominal (inclusive na situação de curto-circuito), o sistema conta com uma proteção contra sobrecorrente via software. A proteção consiste na saturação da corrente de referência da malha de corrente em 150% do seu valor de pico nominal (10,6 A). Nesses casos, porém, o sistema passa para uma condição não-linear e não se enquadra na análise apresentada nesta seção.

O erro de rastreamento do controlador P+MR foi analisado em três situações:

- Em conjunto com a planta equivalente sem perturbações (sem perturbação na malha de corrente e na de tensão);
- Em conjunto com a planta equivalente completa com saída em aberto (sem perturbação na malha de tensão);
- Em conjunto com a planta equivalente completa com carga igual a $33\ \Omega$ (valor utilizado nos ensaios experimentais).

Os diagramas de Bode do erro de rastreamento para as três situações consideradas são apresentados na Figura 74.

Figura 74 – Diagramas de Bode da magnitude do erro de rastreamento do controlador P+MR – Planta equivalente sem perturbações; Planta equivalente completa com saída em aberto; Planta equivalente completa com carga de $33\ \Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir dos diagramas de Bode, observa-se que fora das frequências harmônicas de interesse a mudança da carga faz com que o sistema mude significativamente seu comportamento. No entanto, o erro continua nulo para as harmônicas compensadas pelo controlador P+MR. Tal comportamento sugere que a resposta ao degrau do sistema mude conforme a carga, mas que o desempenho em regime estacionário se mantenha igual nas frequências de interesse. Isso se deve

aos altos ganhos fornecidos pelo controlador P+MR. Sendo assim, pode-se considerar que o sistema é robusto a variações na carga resistiva, mantendo a estabilidade e o seu desempenho em regime estacionário.

À medida que se distancia das frequências de ressonância, o desempenho do sistema piora significativamente e passa a variar segundo a carga. No entanto, esse problema pode ser contornado com o uso de controladores PR adaptativos, como foi dito anteriormente na Seção 4.1.2.

Além da análise dos diagramas de Bode, realizam-se simulações do sistema com o controlador P+MR e carga na saída. Desse modo, é possível analisar a mudança na resposta transitória do sistema. A simulação é realizada com uma carga resistiva de valor $33\ \Omega$ e com referências de tensão correspondentes à 3ª, 7ª e 13ª harmônicas (Figura 75, Figura 76 e Figura 77, respectivamente).

Figura 75 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 180 Hz e carga resistiva de $33\ \Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 76 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 420 Hz e carga resistiva de 33 Ω

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 77 – Resposta transitória do controlador P+MR com ganhos integrais decrescentes e compensação de fase para os ressonantes de ordem mais elevada – Tensão de referência com frequência igual a 780 Hz e carga resistiva de 33 Ω

Fonte: Elaborada pelo autor

Ao comparar as respostas transitórias do controlador P+MR com carga resistiva com as obtidas com a saída em aberto (Figura 72, Figura 73 e Figura 61),

observa-se que a resposta do sistema com carga é em geral mais amortecida e mantém erro de rastreamento nulo em regime estacionário, como esperado. Nota-se que a influência da carga se torna mais acentuada para as harmônicas de ordem mais elevada: para a 13ª harmônica o sistema não apresenta sobressinal e possui um tempo de acomodação maior, enquanto que para a 3ª harmônica a resposta com e sem carga é muito similar.

A partir dos diagramas de Bode e das simulações, verifica-se que o controlador P+MR continua estável e apresenta erro de rastreamento nulo em regime permanente independentemente da carga resistiva ligada à saída do conversor. A resposta transitória se modifica de acordo com a carga, porém o caso menos amortecido corresponde à saída em aberto. Como o controlador foi projetado para essa condição, o projeto já abrange a condição de pior caso (em termos de amortecimento).

4.2.5 Controlador de tensão escolhido e resultados experimentais

Escolha do controlador de tensão com base nos aspectos práticos da sua implementação em DSP, no seu erro de rastreamento em regime estacionário, no desempenho da sua resposta transitória e na sua robustez a variações na planta. Justificativa da escolha do controlador P+MR. Verificação do desempenho do controlador escolhido através de ensaios experimentais de erro em regime permanente e de resposta transitória para as condições de saída em aberto e planta com carga resistiva. Verificação do desempenho em regime permanente do controlador P+MR com carga não-linear.

A partir dos resultados apresentados para cada um dos critérios de avaliação dos controladores da malha de tensão, foi escolhido o controlador P+MR como o mais adequado para a aplicação em uma fonte trifásica programável.

Ao comparar os controladores P+MR e Repetitivo baseado no filtro DFT, observa-se que o projeto do controlador P+MR é mais flexível, pois permite que os ajustes do ganho integral e do avanço de fase sejam realizados de forma independente para cada termo ressonante.

No que diz respeito aos aspectos práticos da implementação em DSP, o controlador P+MR se mostra mais vantajoso. Isso se dá principalmente pelo fato de permitir o uso de estratégias de *anti-windup*. Considerando que cada termo

ressonante se comporta como um integrador generalizado, é necessário proteger o sistema real de eventos de *windup*.

Outro fator decisivo na implementação em DSP é o consumo de recursos. Para o modelo de DSP considerado e frequência de amostragem utilizada, o filtro DFT se torna muito grande para ser utilizado em tempo real (400 coeficientes). O controlador P+MR, por outro lado, consome cerca de 1/10 dos recursos utilizados com o controlador Repetitivo baseado no filtro DFT. Para diminuir o consumo de recursos do controlador Repetitivo, foi realizada uma decimação de ordem 8 no filtro DFT. Porém, a resposta do controlador Repetitivo com o filtro decimado é deteriorada e não garante mais erro nulo de rastreamento para os harmônicos de ordem mais elevada.

A escolha do controlador P+MR com avanço de fase permite que o conversor rastreie as harmônicas ímpares da 1ª à 13ª com erro nulo, rejeitando as perturbações relativas à carga utilizada em sua saída. Dessa forma, pode-se empregar o conversor como fonte de tensão trifásica programável.

O desempenho do controlador P+MR foi verificado via simulação no software PLECS e via resultados experimentais obtidos em uma plataforma conversora trifásica do LEP-PEA-EPUSP, assim como realizado para a malha de corrente. Foi utilizada a estrutura de controle de tensão do conversor 4F4B+Ln apresentada na Figura 23 e o efeito do PWM foi desconsiderado na simulação. As malhas de controle foram implementadas através de um bloco de código C do PLECS (C-Script) para facilitar a programação do controlador no DSP e depurar eventuais problemas de implementação como, por exemplo, erros de quantização devido ao uso de variáveis de ponto flutuante de 32 bits. Os dados experimentais foram obtidos a partir da memória interna do DSP da plataforma conversora.

O controlador P+MR foi analisado quanto ao seu desempenho em regime e desempenho transitório para duas condições de carga: saída em aberto e saída com carga resistiva de 33 Ω . Em todos os casos foram utilizadas referências com 180 V de tensão de pico.

O diagrama de Bode da Figura 78 mostra o erro de rastreamento do controlador P+MR com a saída em aberto. O resultado teórico corresponde à função

de transferência do erro de rastreamento com a planta equivalente completa. Os resultados de simulação foram medidos em todos os harmônicos de interesse e nas frequências acima e abaixo de cada harmônico (a uma distância de $h \cdot 0,5$ Hz, sendo h o número do harmônico) de modo a caracterizar a curva de resposta em frequência. Os resultados experimentais foram medidos apenas para a 1ª, 3ª e 13ª harmônicas e suas frequências vizinhas.

Verifica-se que os resultados de simulação do conversor 4F4B+Ln com desacoplamento coincidem com os resultados teóricos com a planta monofásica. Nos resultados experimentais, observa-se que o erro não é mais nulo nas frequências de interesse (menor que 2%) e que o erro nas frequências vizinhas é maior que o esperado.

O diagrama de Bode da Figura 79 mostra o erro de rastreamento do controlador P+MR com carga resistiva de 33Ω . Para os resultados experimentais, utilizou-se uma carga trifásica equilibrada de 33Ω . Assim como no caso com a saída em aberto, os resultados de simulação coincidem com os resultados teóricos. Nos resultados experimentais, o erro nas frequências vizinhas se tornou muito próximo do teórico, porém o erro nas frequências harmônicas permanece abaixo de 2%.

A partir dos resultados experimentais em regime permanente, observa-se que o erro não se anula nas frequências harmônicas de interesse para nenhum dos cenários analisados. A presença desse valor baixo de erro pode ser associada à utilização da modulação PWM e seu dead-time associado, visto que os resultados de simulação desconsideram os seus efeitos no sistema. Descarta-se a influência da aritmética de ponto flutuante de precisão simples nos erros ao executar as simulações com bloco de código C com variáveis de ponto flutuante de precisão simples (32 bits).

No caso dos resultados experimentais em aberto, há uma discrepância maior entre os resultados experimentais e os resultados teóricos para a 13ª harmônica. Na harmônica fundamental e na 3ª harmônica, os resultados experimentais e teóricos estão mais próximos. Neste caso, a discrepância no erro de rastreamento pode ser atribuída às diferenças entre o modelo da planta em aberto e o conversor real, como por exemplo as resistências de fio e de contato. Como foi destacado na Seção 3.2.4, a resistência de contato e dos fios ($0,8 \Omega$) é cerca de 10 vezes maior que a

resistência do indutor de filtro utilizado ($R_L=0,076 \Omega$). Os resultados experimentais com carga não apresentam essa discrepância devido ao fato de que as resistências de fio e de contato se tornam insignificantes frente à carga.

Figura 78 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento do controlador P+MR com a planta equivalente completa com saída em aberto – Resultados de simulação e resultados experimentais

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 79 – Diagrama de Bode da magnitude do erro de rastreamento do controlador P+MR com a planta equivalente completa com carga de 33Ω – Resultados de simulação e resultados experimentais

Fonte: Elaborada pelo autor

A resposta transitória do controlador P+MR pode ser vista para a condição de saída em aberto e para a condição com carga resistiva de $33\ \Omega$ na Figura 80 e na Figura 81, respectivamente.

Observando-se os gráficos da Figura 80, verifica-se que os resultados experimentais são muito próximos dos resultados de simulação no caso com a saída em aberto. Tanto as tensões de saída como as tensões de referência do conversor apresentam o mesmo comportamento em termos de sobressinal e tempo de acomodação. Ressalta-se que a tensão de saída não apresenta erro nulo para o intervalo analisado, uma vez que o transitório de referência excita todos os termos ressonantes do controlador P+MR. Por outro lado, devido ao projeto com ganhos integrais decrescentes, o acoplamento dos termos ressonantes não é muito significativo, fazendo com que a saída apresente erro menor que 2% em torno de 3 ciclos da frequência fundamental.

Figura 80 – Resposta transitória do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e saída em aberto – Resultados de simulação e resultados experimentais

(Gráfico superior – tensões de saída; Gráfico inferior – tensões de referência do conversor)

Fonte: Elaborada pelo autor

Para a resposta transitória com carga da Figura 81, os resultados experimentais também são muito próximos dos simulados. No entanto, observa-se uma oscilação durante o transitório de referência do ensaio experimental, o qual não aparece na simulação. Isso se deve à presença de ruído na aquisição do sinal pelo DSP, uma vez que as formas de onda adquiridas pelo osciloscópio não apresentam tais oscilações (Figura 82). Como o ruído apresentado nos resultados experimentais não afetou o desempenho do controlador de maneira significativa, é possível validar o projeto do controlador P+MR.

Figura 81 – Resposta transitória do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga de $33\ \Omega$ – Resultados de simulação e resultados experimentais

Fonte: Elaborada pelo autor

Ao observar o momento do transitório na Figura 82, nota-se que o transitório na tensão de saída da fase *c* é refletido nas tensões de saída das fases *a* e *b*, apesar de não ser de maneira muito significativa. Assim como foi destacado na Seção 2.2, esse acoplamento se deve ao FF imperfeito das perturbações da malha de corrente.

Figura 82 – Resposta transitória do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga de $33\ \Omega$ – Resultados experimentais retirados do osciloscópio

(Azul – i_c ; Ciano – v_a ; Magenta – v_b ; Verde – v_c)

Fonte: Elaborada pelo autor

Por fim, foi realizado um teste em regime permanente com carga não-linear e referência de 60 Hz com 60 V de tensão de pico. Dessa forma é possível verificar a capacidade de rejeição de perturbação do controlador P+MR. A carga não linear empregada consiste de um retificador monofásico com filtro LC ($L=5\text{ mH}$, $C=880\text{ }\mu\text{F}$ e carga de $220\ \Omega$), a qual foi ligada à fase c do conversor. Para as outras duas fases, utilizaram-se cargas resistivas de $33\ \Omega$.

Na Figura 83 são apresentados os resultados de simulação e os resultados experimentais com carga não-linear. Verifica-se que a tensão de saída permanece senoidal mesmo com a perturbação e que os resultados experimentais são muito próximos dos resultados de simulação. O máximo erro instantâneo simulado é de 4,2%, enquanto que o máximo erro experimental é de 4,5%, sendo que ambos ocorrem nos momentos de condução e bloqueio dos diodos da carga não-linear. Já o THD simulado é igual 1,23% e o THD experimental é igual a 0,98%. O THD foi calculado segundo (4.22) ao considerar os 50 primeiros harmônicos das tensões de saída.

$$THD(\%) = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1} \quad (4.22)$$

, onde V_1 corresponde à tensão eficaz da componente fundamental, V_2 corresponde à tensão eficaz da segunda harmônica e assim por diante.

A partir dos resultados apresentados para o desempenho em regime estacionário e regime transitório para duas condições de carga distintas, valida-se experimentalmente o uso do controlador P+MR para o controle de malha de tensão de uma fonte trifásica programável. Além disso, valida-se o método de projeto empregado para o ajuste de múltiplos termos ressonantes, o qual evita o acoplamento entre os termos e permite o ajuste aproximado do tempo de acomodação para cada harmônico. Assim, a estratégia de controle escolhida apresenta erro de rastreamento muito baixo (abaixo de 2%) e tempo de resposta adequado (unidades de ciclo da frequência fundamental).

Por fim, mostra-se que a estratégia de controle escolhida permite que o sistema apresente baixa distorção harmônica mesmo quando ligado a cargas não-lineares. Essa característica se deve aos altos ganhos fornecidos pelo controlador P+MR nas frequências harmônicas ímpares. Além disso, verifica-se que a proposta de controle desacoplado no referencial *abc* funciona adequadamente.

Figura 83 – Resposta em regime do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga não linear – Resultados de simulação e resultados experimentais (Gráfico superior – tensões de saída; Gráfico inferior – tensões de referência do conversor)

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 84 – Resposta em regime do controlador P+MR com tensão de referência com frequência igual a 60 Hz e carga de não-linear – Resultados experimentais retirados do osciloscópio (Azul – i_c ; Ciano – v_a ; Magenta – v_b ; Verde – v_c)

Fonte: Elaborada pelo autor

CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Apresentação da conclusão sobre o trabalho realizado e sobre os resultados obtidos. Apresentação de sugestões para trabalhos futuros tendo em vista o trabalho desenvolvido.

Na Seção 1, modelaram-se os conversores trifásicos via matrizes de transferência. Essa abordagem permitiu compreender melhor o acoplamento entre as fases dos conversores trifásicos por conta das tensões de sequência zero e compreender as diferenças de comportamento entre as topologias estudadas. Mostrou-se também que tensões de sequência zero podem ser injetadas no sinal de referência do conversor de modo a minimizar a ondulação das correntes de saída e aumentar em 15% o alcance das tensões CA geradas pelo conversor (injeção de tensão de sequência zero ótima).

Na Seção 2, foram estudadas as malhas de controle dos conversores trifásicos 3F3B e 4F4B+Ln no sistema de referência abc e foi mostrado que é possível implementar estratégias de controle de corrente e de tensão desacopladas no referencial abc . Trata-se de um resultado importante, uma vez que permite ao projetista realizar o ajuste de apenas um controlador SISO e replicá-lo N-1 vezes para implementar o controle de um conversor trifásico. Adicionalmente, permite o uso das diversas técnicas de projeto para o controlador de sistemas SISO.

Através da estrutura de controle apresentada neste trabalho, caracterizada pelo desacoplamento e pela injeção de sequência zero ótima, mostra-se que o controle de tensão e de corrente no referencial abc é possível. O controle no referencial abc não requer transformações de coordenadas e opera indistintamente com componentes de correntes e tensões de sequências positiva e negativa, o que não acontece no referencial $dq0$.

Na Seção 3, foram estudadas técnicas de controle mais simples (Dead-Beat, P e PI), de modo a serem utilizadas na malha de corrente do conversor no esquema de malha concatenada. Observou-se que de acordo com a estratégia de controle adotada, o sistema controlado se torna menos robusto a variações nos parâmetros da planta, sendo que o controlador Dead-Beat e os controladores com compensação de delay apresentaram os piores resultados. Ainda, observou-se que o FF da tensão de carga melhora muito a rejeição de perturbação da malha de corrente, de modo

que o erro de rastreamento em regime permanente dos controladores P com FF se equipara ao dos controladores PI sem FF para as frequências analisadas.

Por fim, na Seção 4, foram estudadas técnicas de controle mais complexas para o controle de tensão da malha concatenada (PR, P+MR e Repetitivo), as quais podem ser classificadas como técnicas de controle de banda estreita devido ao emprego de ganhos altos para frequências específicas. O uso dessas técnicas se deu por conta da aplicação do conversor como fonte trifásica programável o que implicou no rastreamento das frequências harmônicas ímpares da 1ª à 13ª. O uso dessas técnicas se mostrou bem sucedido, conferindo ao sistema a capacidade de rastrear múltiplos harmônicos de tensão com erro muito reduzido independentemente da carga resistiva ligada na saída e com desempenho transitório de acordo com o especificado. Observa-se, no entanto, que as técnicas de controle estudadas necessitam de maiores cuidados em sua implementação prática, uma vez que ocupam mais recursos, são em geral mais sensíveis a erros de quantização em seus coeficientes e necessitam de estratégias de *anti-windup*. Ressaltam-se as dificuldades em encontrar trabalhos que empregam o controlador P+MR na malha de tensão e em ajustar múltiplos termos ressonantes, ainda mais levando em conta a resposta transitória do sistema e o acoplamento entre os termos ressonantes.

Apesar de ser mais trabalhoso e envolver análises mais complexas tanto na modelagem da planta quanto no projeto dos controladores, o projeto de controle em tempo discreto (ou em tempo contínuo com as devidas aproximações) resulta em ajustes precisos (sem *warping*) e permite que os parâmetros projetados e as simulações representem o comportamento do sistema real com muito mais precisão. Nesse aspecto, destaca-se a modelagem apresentada no Apêndice B, uma vez que considera a influência do *feedforward* imperfeito da tensão de saída na malha de corrente e a influência da carga ligada à saída do conversor nas funções de transferência. Para projetos com especificações estritas (como é o caso de muitos projetos na área de eletrônica de potência) ou para projetos com estratégias de controle mais complexas (como as de controle moderno) essas características são essenciais para que se extraia o melhor desempenho possível do sistema a ser controlado.

A seguir são apresentadas sugestões para trabalhos futuros a partir dos temas estudados neste trabalho:

- Demonstração para conversores com quatro braços de que a injeção de tensão de sequência zero proposta em (SILVA JUNIOR, 2007) é ótima para a minimização da ondulação de corrente de saída (sem depender de comparações com o 3DSVPWM);
- Estudo detalhado sobre a interação das malhas interna e externa no controle em malha concatenada (que vá além de recomendações e regras práticas);
- Estudo sobre os efeitos do *dead-time* no funcionamento do conversor, sobre sua modelagem e sobre técnicas de compensação de *dead-time* para conversores monofásicos e trifásicos;
- Estudo sobre técnicas de controle Dead-beat aprimoradas, de forma a mitigar a sua baixa robustez a variações nos parâmetros;
- Estudo sobre a implementação de controladores P+MR em FPGAs;
- Estudo detalhado sobre a otimização dos ganhos para controladores PR e P+MR para a malha de tensão de conversores de potência;
- Estudo de estratégias de controle moderno, ou seja, baseadas em variáveis de estado, como: LQR (*Linear Quadratic Regulator*), LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian/Loop Transfer Recovery*), controle robusto H-Infinity. Comparação das técnicas de controle moderno com o controle proposto (P na malha de corrente e P+MR na malha de tensão);
- Estudo de técnicas de controle para conversores com filtro LCL;
- Estudo comparativo sobre as vantagens e desvantagens entre o uso de variáveis de ponto fixo e de ponto flutuante na implementação em tempo discreto de controladores que exigem precisão em seus ganhos e coeficientes;
- Estudo sobre a Transformada γ para a implementação de controladores em tempo discreto.

APÊNDICE A

Modelagem de conversores trifásicos com filtro indutivo no sistema de coordenadas *abc*

*Modelagem da função de transferência em tempo contínuo do conversor monofásico com filtro indutivo através da sua representação no espaço de estados. Modelagem das matrizes de transferência em tempo contínuo no referencial *abc* dos conversores 3F3B, 4F3B, 4F4B e 4F4B+Ln através do processo empregado no caso do conversor monofásico.*

CONVERSOR MONOFÁSICO

Diagrama esquemático e simplificado do conversor monofásico com filtro indutivo. Equacionamento da função de transferência do sistema em tempo contínuo.

A modelagem do comportamento de conversores trifásicos foi realizada tendo em vista o comportamento do conversor monofásico. Dessa forma, as equações e considerações utilizadas para o conversor monofásico foram utilizadas como base para as modelagens apresentadas nesta seção. O diagrama esquemático de um conversor tipo fonte de tensão monofásico com filtro indutivo (filtro L) pode ser visto na Figura 85. A princípio, os conversores atuam como fontes de corrente para as suas saídas, as quais alimentam cargas quaisquer.

Figura 85 – Diagrama esquemático do conversor fonte de tensão monofásico com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Para a modelagem do sistema (conversor monofásico), a carga foi representada por meio de uma fonte de tensão ideal.

Somado a isso, os PWMs podem ser considerados como um ganho unitário ao considerar que a frequência da portadora triangular é muito maior que a máxima

frequência dos sinais modulados (por volta de 10 vezes maior, ao menos). Nessas condições, dentro de um período da portadora, a média da tensão do conversor v_c é igual à tensão de referência v_{cref} .

A entrada do sistema é a tensão de referência dos blocos PWM v_{cref} e a saída é a corrente de fase i . As considerações anteriores permitiram simplificar o diagrama, como é mostrado na Figura 86. Como a tensão do conversor média v_c é igual à referência v_{cref} , a modelagem considerou o sinal v_c como o sinal de entrada.

Figura 86 – Diagrama simplificado do conversor monofásico com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir do diagrama da Figura 86, foi possível escrever:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L}i(t) + \frac{1}{L}[v_c(t) - v(t)] \quad (5.1)$$

Considerando condições iniciais nulas, obteve-se a seguinte equação por meio do uso da Transformada de Laplace:

$$s \cdot i(s) = -\frac{R_L}{L}i(s) + \frac{1}{L}[v_c(s) - v(s)] \quad (5.2)$$

A Equação (5.2) evidencia o sinal de entrada $v_c(s)$, o sinal de perturbação $v(s)$ e o sinal de saída $i(s)$. Considerando apenas os sinais de entrada e saída, é possível escrever a função de transferência do sistema:

$$g_i(s) = \frac{i(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{sL + R_L} \quad (5.3)$$

O sistema de tempo contínuo a ser controlado pela malha de corrente é de primeira ordem, tratando-se de uma planta simples. Se for considerado o uso de um indutor com alto fator de qualidade para as frequências de interesse, a resistência do indutor de filtro pode ser desprezada.

De maneira alternativa, a Equação (5.1) pode ser escrita na forma de espaço de estados:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = a \cdot x(t) + b[u(t) - d(t)] \\ y(t) = c \cdot x(t) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{i}(t) = -(R_L/L) \cdot i(t) + (1/L)[v_c(t) - v(t)] \\ y(t) = 1 \cdot i(t) \end{cases} \quad (5.4)$$

A Equação (5.4) descreve o comportamento de um sistema linear invariante no tempo (SLIT) a partir de suas entradas $u(t)$, suas saídas $y(t)$, seus estados $x(t)$ e suas perturbações $d(t)$. A representação no espaço de estados foi utilizada para a modelagem dos conversores trifásicos, pois permite uma análise mais aprofundada de sistemas MIMO.

TRÊS FIOS

Diagrama esquemático e simplificado do conversor 3F3B com filtro indutivo. Equacionamento da matriz de transferência do sistema em tempo contínuo.

O diagrama esquemático de um conversor fonte de tensão 3F3B com filtro L pode ser visto na Figura 87. Na Figura 88, pode-se observar o diagrama simplificado, no qual foram utilizadas as considerações do caso monofásico. A carga trifásica que foi considerada é genérica e, portanto, a soma das tensões das três fases não é nula.

Figura 87 – Diagrama esquemático do conversor 3F3B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 88 – Diagrama simplificado do conversor 3F3B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Aplicou-se a Primeira Lei de Kirchhoff no nó de neutro da Figura 88, resultando em:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5.5)$$

Em seguida, a Segunda Lei de Kirchhoff foi aplicada nas malhas de tensão da Figura 88, o que resultou em:

$$\begin{aligned} v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_b + L di_b/dt + R_L i_b - v_{cb} &= 0 \\ v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_c + L di_c/dt + R_L i_c - v_{cc} &= 0 \\ v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_c + L di_c/dt + R_L i_b - v_{cc} &= 0 \end{aligned} \quad (5.6)$$

Rearranjando as equações (5.5) e (5.6), o modelo do sistema no espaço de estados foi obtido. Neste caso, A , B e C são matrizes, já que o sistema é multivariável. Como as saídas do sistema são as próprias correntes de fase, a matriz C é igual à matriz identidade.

$$\begin{aligned} \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}}_{\dot{x}(t)} &= \underbrace{\frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{\frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}}_{[u(t)-d(t)]} \\ \underbrace{\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix}}_{y(t)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} \end{aligned} \quad (5.7)$$

O comportamento do sistema a três fios foi modelado no domínio de Laplace (5.8) através da matriz de transferência $G_{i3}(s)$, a qual relaciona as entradas $V_c(s)$ e as

perturbações $V(s)$ do sistema MIMO com suas saídas $I(s)$ no sistema de coordenadas abc .

$$I(s) = G_{i3}(s) [V_c(s) - V(s)]$$

$$G_{i3}(s) = C(sI_{3 \times 3} - A)^{-1}B = \frac{1}{3(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Observa-se que no caso do conversor 3F2B, a mesma matriz de transferência é obtida, uma vez que os componentes do lado CA são idênticos. Nesse caso, no entanto, a tensão do conversor de um dos braços é sempre nula.

QUATRO FIOS

Diagramas esquemáticos e simplificados das topologias de conversores a quatro fios com filtro indutivo. Equacionamento das matrizes de transferência dos conversores em tempo contínuo.

Ao contrário do caso a três fios, conversores a quatro fios são regularmente empregados em três topologias distintas:

- 4F3B;
- 4F4B;
- 4F4B+Ln.

A seguir são apresentados os modelamentos dessas três topologias.

4F3B

Diagrama esquemático e simplificado do conversor 4F3B com filtro indutivo. Equacionamento da matriz de transferência do sistema em tempo contínuo.

O diagrama esquemático e o diagrama simplificado de um conversor fonte de tensão 4F3B com filtro L podem ser vistos na Figura 89 e na Figura 90. As mesmas considerações do caso monofásico foram utilizadas. Para a carga, considerou-se uma carga genérica representada por quatro fontes de tensão ideais. A tensão de carga do fio de neutro v_n geralmente é nula, porém foi considerada para tornar a análise mais abrangente.

Figura 89 – Diagrama esquemático do conversor 4F3B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 90 – Diagrama simplificado do conversor 4F3B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Analisando o circuito simplificado do conversor da Figura 90, obtiveram-se as seguintes expressões:

$$\begin{aligned}
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_b + L di_b/dt + R_L i_b - v_{cb} &= 0 \\
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_c + L di_c/dt + R_L i_c - v_{cc} &= 0 \\
 v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_c + L di_c/dt + R_L i_b - v_{cc} &= 0 \\
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_n &= 0 \\
 v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_n &= 0 \\
 v_{cc} - R_L i_c - L di_c/dt - v_c + v_n &= 0 \\
 i_a + i_b + i_c + i_n &= 0
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Utilizando o sistema de equações de (5.9), a representação no espaço de estados do conversor a quatro fios e três braços foi obtida:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} = \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_n(t) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \\ y_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix}$$

Analogamente ao caso com três fios, o comportamento do sistema foi modelado no domínio de Laplace através da matriz de transferência $G_{4F3B}(s)$:

$$I(s) = G_{i4F3B}(s) [V_c(s) - V(s)]$$

$$G_{i4F3B}(s) = C(sI_{4 \times 4} - A)^{-1} B = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

4F4B

Diagrama esquemático e simplificado do conversor 4F4B com filtro indutivo. Equacionamento da matriz de transferência do sistema em tempo contínuo.

Os diagramas correspondentes ao conversor 4F4B com filtro L podem ser vistos na Figura 91 e na Figura 92. As considerações empregadas são as mesmas do caso 4F3B.

Figura 91 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 92 – Diagrama simplificado do conversor 4F4B com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

A partir do diagrama simplificado da Figura 92, o sistema de equações mostrado em (5.12) foi obtido. Nota-se que as equações são quase iguais às do conversor 4F3B, porém agora com uma tensão de conversor proveniente do braço de neutro v_{cn} .

$$\begin{aligned}
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_b + L di_b/dt + R_L i_b - v_{cb} &= 0 \\
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_c + L di_c/dt + R_L i_c - v_{cc} &= 0 \\
 v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_c + L di_c/dt + R_L i_c - v_{cc} &= 0 \\
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_n - v_{cn} &= 0 \\
 v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_n - v_{cn} &= 0 \\
 v_{cc} - R_L i_c - L di_c/dt - v_c + v_n - v_{cn} &= 0 \\
 i_a + i_b + i_c + i_n &= 0
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

Através da manipulação das equações em (5.12), o sistema foi escrito em função de variáveis de estado:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} &= \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_n(t) \end{bmatrix} \right) \\
 \begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \\ y_n(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Com isso, a matriz de transferência do sistema $G_{4F4B}(s)$ foi calculada. Como as matrizes A , B e C da representação em espaço de estados são iguais às do conversor a quatro fios e três braços, suas matrizes de transferência são idênticas. A diferença entre as duas topologias é a entrada extra v_{cn} no caso com quatro braços.

$$G_{i4F4B}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} = G_{i4F3B}(s) \quad (5.14)$$

4F4B+Ln

Diagrama esquemático e simplificado do conversor 4F4B+Ln com filtro indutivo. Equacionamento da matriz de transferência do sistema em tempo contínuo.

O conversor 4F4B+Ln com filtro L foi representado pelos diagramas da Figura 93 e da Figura 94. A princípio, o indutor de neutro apresenta um valor qualquer L_n com resistência R_{Ln} . As considerações utilizadas são as mesmas do conversor 4F3B.

Figura 93 – Diagrama esquemático do conversor 4F4B+Ln com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 94 – Diagrama simplificado do conversor 4F4B+Ln com filtro L

Fonte: Elaborada pelo autor

As equações que regem o funcionamento do conversor podem ser vistas em (5.15). Diferentemente dos demais conversores a quatro fios estudados, a passagem de corrente pelo indutor de neutro gera tensões para as malhas de tensão com o fio de neutro.

$$\begin{aligned}
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_b + L di_b/dt + R_L i_b - v_{cb} &= 0 \\
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_c + L di_c/dt + R_L i_c - v_{cc} &= 0 \\
 v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_c + L di_c/dt + R_L i_c - v_{cc} &= 0 \\
 v_{ca} - R_L i_a - L di_a/dt - v_a + v_n + L_n di_n/dt + R_{L_n} i_n - v_{cn} &= 0 \\
 v_{cb} - R_L i_b - L di_b/dt - v_b + v_n + L_n di_n/dt + R_{L_n} i_n - v_{cn} &= 0 \\
 v_{cc} - R_L i_c - L di_c/dt - v_c + v_n + L_n di_n/dt + R_{L_n} i_n - v_{cn} &= 0 \\
 i_a + i_b + i_c + i_n &= 0
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Após rearranjar as equações presentes em (5.15), o sistema foi escrito em função de variáveis de estado:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} &= \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & \frac{LR_{L_n} - L_n R_L}{R_L(L+3L_n)} \\ 0 & -1 & 0 & \frac{LR_{L_n} - L_n R_L}{R_L(L+3L_n)} \\ 0 & 0 & -1 & \frac{LR_{L_n} - L_n R_L}{R_L(L+3L_n)} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-L(R_L+3R_{L_n})}{R_L(L+3L_n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} + \\
 + \frac{1}{L+3L_n} \begin{bmatrix} \frac{L+2L_n}{L} & \frac{-L_n}{L} & \frac{-L_n}{L} & -1 \\ \frac{-L_n}{L} & \frac{L+2L_n}{L} & \frac{-L_n}{L} & -1 \\ \frac{-L_n}{L} & \frac{-L_n}{L} & \frac{L+2L_n}{L} & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_n(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \\ y_n(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

A matriz de transferência do sistema $G_{4F4B_Ln}(s)$ foi obtida em função das matrizes da representação no espaço de estados:

$$G_{i4F4B_Ln}(s) = \frac{1}{s(L+3L_n)+R_L+3R_{Ln}} \begin{bmatrix} \frac{s(L+2L_n)+R_L+2R_{Ln}}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & -1 \\ \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{s(L+2L_n)+R_L+2R_{Ln}}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & -1 \\ \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{-(sL_n+R_{Ln})}{sL+R_L} & \frac{s(L+2L_n)+R_L+2R_{Ln}}{sL+R_L} & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Para o caso em que o indutor de neutro é igual aos demais indutores de filtro (indutância e resistência de indutor), as expressões (5.16) e (5.17) podem ser simplificadas:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} = \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{4L} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_n(t) \end{bmatrix} \right) \quad (5.18)$$

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \\ y_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_n(t) \end{bmatrix}$$

$$G_{i4F4B_Ln}(s) = \frac{1}{4(sL+R_L)} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

APÊNDICE B

Modelagem das malhas de corrente e tensão do conversor monofásico

Modelagem em tempo contínuo e em tempo discreto das malhas de corrente e de tensão do conversor monofásico, considerando controle em cascata. Derivação das funções de transferência levando em conta perturbações, FFs e a presença de uma carga qualquer.

MALHA DE CORRENTE

Apresentação dos diagramas de blocos do sistema sem atrasos e do sistema com atrasos em tempo contínuo e em tempo discreto. Derivação das funções de transferência para o rastreamento de referência e para a rejeição de perturbação (com e sem FF) da planta sem atrasos e da planta com atrasos (com e sem carga). Apresentação resumida de todas as funções de transferência obtidas.

Modelo sem amostragem e sem atraso de cálculo

Modelagem da malha de corrente para a planta em tempo contínuo e sem atrasos. Apresentação do diagrama de blocos do sistema e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

A malha de corrente do conversor monofásico pode ser vista na Figura 95. Este modelo considera um conversor em tempo contínuo, ou seja, com PWM analógico e controle em tempo contínuo. Dessa forma, a planta não é afetada pela amostragem e pelo atraso de cálculo. A planta $g_i(s)$ é dada por (6.1).

$$g_i(s) = \frac{1}{sL + R_L} \quad (6.1)$$

Figura 95 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor monofásico em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

As funções de transferência de rastreamento de referência (6.2) e de rejeição de perturbação (6.3) são apresentadas a seguir. Considerou-se o uso de um controlador linear SISO qualquer $k_i(s)$.

$$\begin{aligned}
 i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \\
 i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \cdot [1 + k_i(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \\
 \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} &= \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

$$\begin{aligned}
 i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \\
 i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) \cdot [1 + k_i(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \\
 \frac{i(s)}{v(s)} &= \frac{-1}{sL + R_L + k_i(s)}
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Observa-se que é possível rastrear a referência e rejeitar a perturbação com um ganho $k_i(s)$ suficientemente alto na faixa de frequências onde se deseja rastreamento e atenuação de perturbações. Considerando-se um controlador proporcional, o sistema de malha fechada seria de 1ª ordem. Seria possível aumentar o ganho indefinidamente, porém o uso do PWM limita o valor máximo de ganho que pode ser utilizado. Valores mais altos de ganho causam múltiplos chaveamentos indevidos em um mesmo período de chaveamento do sinal PWM, o que pode acarretar no aumento da frequência de chaveamento e das perdas nas chaves (MARTINZ, 2007).

Ainda que o ganho do controlador seja limitado, a perturbação pode ser totalmente cancelada ao se empregar o feedforward (FF) da tensão de carga. Isso porque o sinal de perturbação v é determinado e pode ser medido. Portanto, é possível eliminar completamente a influência da tensão de carga sobre a corrente de saída ao fazer com que a tensão de FF v_{FF} seja igual à tensão da carga (Figura 95).

Modelo com amostragem e atraso de cálculo

Modelagem da malha de corrente para a planta com atrasos (amostragem e atraso de cálculo). Apresentação do diagrama de blocos do sistema e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação em tempo contínuo e em tempo discreto.

O controle em tempo discreto de um sistema em tempo contínuo se utiliza de conversores Analógico-Digitais (ADC) nos medidores e de conversores Digitais-Analógicos (DAC) nas saídas do controlador digital, os quais podem ser aproximados por seguradores de ordem zero (ZOH). No caso do controle digital de

conversores de potência, o PWM digital também pode ser aproximado por um ZOH, como visto em (BUSO; MATTARELLI, 2006). Dessa forma, a amostragem pode ser tratada de maneira equivalente nos dois casos.

Ainda, devido ao tempo utilizado no cálculo das expressões do controlador digital, um atraso de um período de amostragem é introduzido na malha de controle.

O diagrama de blocos desse sistema de controle pode ser visto na Figura 96 e representa a planta em tempo contínuo sendo controlada em tempo discreto. Para o projeto do controlador de corrente, é necessário que o controlador e a planta estejam no mesmo domínio de tempo. Dessa forma, pode-se escolher uma de duas alternativas: trabalhar com a planta e controlador em tempo contínuo ou com a planta e o controlador discretos.

Figura 96 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Modelagem em tempo contínuo

Representação do atraso através da aproximação de Padé. Apresentação do diagrama de blocos do sistema com atraso em tempo contínuo. Derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação (com e sem FF).

Nos casos em que é mais interessante realizar o projeto de controle no tempo contínuo, os comportamentos do atraso de cálculo e do ZOH são modelados em tempo contínuo. Após a etapa de projeto, o controlador em tempo contínuo é discretizado com a técnica desejada.

Em tempo contínuo, um atraso de um período de amostragem (T_a) é dado por:

$$\text{Delay}(s) = e^{-sT_a} \quad (6.4)$$

Já o ZOH pode ser descrito em tempo contínuo por (6.5):

$$\begin{aligned}
 ZOH(s) &= \frac{1 - e^{-sT_a}}{s} \\
 ZOH(j\omega) &= \frac{1 - e^{-j\omega T_a}}{j\omega} = e^{-j\omega T_a/2} \left(\frac{e^{j\omega T_a/2} - e^{-j\omega T_a/2}}{j\omega} \right) = \\
 &= e^{-j\omega T_a/2} T_a \text{sinc}(\omega T_a/2) \approx e^{-j\omega T_a/2}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Nota-se que a dinâmica do ZOH pode ser aproximada por um atraso de meio período de amostragem. Assim, pode-se considerar que o conjunto ZOH e atraso de cálculo introduz um atraso de um período e meio de amostragem. Em tempo contínuo, o atraso é representado por um termo exponencial, o qual é difícil de tratar no projeto de um controlador. Dessa forma, costuma-se utilizar a aproximação de Padé de primeira ordem, resultando na expressão (6.6).

$$\begin{aligned}
 \text{Delay}(s) \cdot ZOH(s) &\approx e^{-3sT_a/2} \\
 e^{-3sT_a/2} &\xrightarrow{\text{Padé 1ª Ordem}} \frac{1 - 3sT_a/4}{1 + 3sT_a/4} = \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Caso necessário, podem-se utilizar aproximações de Padé de ordem mais elevada. Isso faz com que o modelo da planta se aproxime mais do comportamento real ao custo de uma planta de ordem maior e de um projeto de controlador mais complexo.

O diagrama de blocos em tempo contínuo obtido é apresentado na Figura 97.

Figura 97 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Com base no diagrama de blocos, temos que a função de transferência em tempo contínuo para o rastreamento de corrente é dada por:

$$\begin{aligned}
 i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \\
 i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \cdot [1 + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \\
 \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} &= \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} = \\
 &= \frac{k_i(s)(1 - s3T_a/4)}{s^2 + s[4/3T_a + R_L/L - k_i(s)/L] + 4/3LT_a[k_i(s) + R_L]}
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Já a função de transferência para a rejeição de perturbação é dada por:

$$\begin{aligned}
 i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \\
 i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) \cdot [1 + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \\
 \frac{i(s)}{v(s)} &= \frac{-1}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} = \\
 &= \frac{-s/L - 4/3LT_a}{s^2 + s[4/3T_a + R_L/L - k_i(s)/L] + 4/3LT_a[k_i(s) + R_L]}
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

As funções de transferência passaram a ser de segunda ordem (considerando o controlador como ganho puro). Assim, o ganho não pode ser aumentado indefinidamente, pois isso faria com que os polos complexos conjugados da planta se tornassem instáveis. O projeto do controlador deve estabelecer compromissos com relação ao desempenho do sistema, tornando o projeto mais complexo.

Considerando o uso de FF, temos que o cancelamento da tensão de carga não é mais perfeito devido aos atrasos na malha de controle. Dessa forma, a perturbação continua presente no sistema, porém com influência menor na corrente de saída. A função de transferência da rejeição de perturbação com FF é dada por:

$$\begin{aligned}
 &\left| \begin{aligned} i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) + v_{FF}(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) - i(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \\ v_{FF}(s) &= v(s) \end{aligned} \right. \\
 i(s) &= -v(s) \cdot g_i(s) \cdot [1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] [1 + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s)]^{-1} \\
 \frac{i(s)}{v(s)} &= - \left(\frac{1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \right) = \\
 &= \frac{-2s/L}{s^2 + s[4/3T_a + R_L/L - k_i(s)/L] + 4/3LT_a[k_i(s) + R_L]}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Modelagem em tempo discreto

Discretização da planta em tempo contínuo pelo método ZOH para a malha de controle e pelo método Tustin para a perturbação. Apresentação de modelos de planta simplificados. Apresentação do diagrama de blocos do sistema com atraso em tempo discreto. Derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação (com e sem FF).

A partir da malha de controle da Figura 96, é possível utilizar a discretização por ZOH para discretizar o conjunto formado por: planta em tempo contínuo, ZOH e amostragem. Essa é a técnica mais utilizada para a discretização de plantas, pois leva em consideração o ZOH e a amostragem. A partir disso, é possível realizar o projeto do controlador diretamente em tempo discreto.

A Equação (6.10) mostra o sistema monofásico aproximado por ZOH. A transformada Z é realizada da seguinte maneira: a função de transferência no domínio de Laplace é anti-transformada para uma expressão em função do tempo; a expressão no tempo é amostrada com período de amostragem T_a ; a expressão amostrada é transformada para uma expressão no domínio Z (OGATA, 1995).

$$g_{iZOH}(z) = \mathcal{Z}\{ZOH(s) \cdot g_i(s)\} = \mathcal{Z}\left\{\frac{1-e^{-sT_a}}{s} \cdot \frac{1}{sL+R_L}\right\} =$$

$$= (1-z^{-1})\mathcal{Z}\left\{\frac{1}{s} \cdot \frac{1}{sL+R_L}\right\} = \cancel{(1-z^{-1})} \frac{z^{-1}(1-e^{-T_a R_L/L})}{R_L \cancel{(1-z^{-1})} (1-z^{-1}e^{-T_a R_L/L})} = \frac{1-e^{-T_a R_L/L}}{R_L(z-e^{-T_a R_L/L})} \quad (6.10)$$

Na Equação (6.11), o efeito do atraso de cálculo é incluído na função de transferência da planta.

$$g_{iD}(z) = g_{iZOH}(z) \cdot z^{-1} = \frac{z^{-2}(1-e^{-T_a R_L/L})}{R_L(1-z^{-1}e^{-T_a R_L/L})} = \frac{1-e^{-T_a R_L/L}}{zR_L(z-e^{-T_a R_L/L})} \quad (6.11)$$

A função de transferência da planta em tempo discreto pode ser simplificada ao se considerar que a resistência de indutor é desprezível.

$$g_{iZOH}'(z) = \mathcal{Z}\{ZOH(s) \cdot g_i'(s)\} = \mathcal{Z}\left\{\frac{1-e^{-sT_a}}{s} \cdot \frac{1}{sL}\right\} =$$

$$= (1-z^{-1})\mathcal{Z}\left\{\frac{1}{s} \cdot \frac{1}{sL}\right\} = \cancel{(1-z^{-1})} \frac{z^{-1}T_a/L}{(1-z^{-1})^2} = \frac{T_a/L}{z-1} \quad (6.12)$$

$$g_{iD}'(z) = g_{iZOH}'(z) \cdot z^{-1} = \frac{z^{-2}T_a/L}{1-z^{-1}} = \frac{T_a/L}{z^2-z} \quad (6.13)$$

Uma simplificação mais conservadora pode ser feita ao se aproximar o termo exponencial da Equação (6.11) pelos dois primeiros termos de sua Série de Taylor (6.14). Essa simplificação considera que o tempo de amostragem T_a é muito menor que a constante de tempo do filtro L/R_L (o que geralmente é verdadeiro). A expressão resultante contém os parâmetros da planta de forma explícita e por isso foi utilizada como base para os métodos de projeto de controladores de (MARTINZ, 2013).

$$e^{-T_a R_L/L} = 1 - \frac{T_a R_L}{L} + \frac{1}{2} \left(\frac{T_a R_L}{L} \right)^2 - \frac{1}{6} \left(\frac{T_a R_L}{L} \right)^3 + \dots$$

$$e^{-T_a R_L/L} \cong 1 - T_a R_L/L \quad (6.14)$$

$$g_{iD}''(z) = \frac{T_a/L}{z^2 - z(1 - T_a R_L/L)}$$

O diagrama de blocos da malha de controle com a planta em tempo discreto pode ser visto na Figura 98.

Figura 98 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo discreto

Fonte: Elaborada pelo autor

Com base no diagrama de blocos, temos que a função de transferência em tempo discreto para o rastreamento de corrente é dada por:

$$i(z) = i_{ref}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) - i(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z)$$

$$i(z) = i_{ref}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot [1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)]^{-1} \quad (6.15)$$

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} = \frac{\frac{k_i(z)}{R_L} (1 - e^{-T_a R_L/L})}{z^2 - z e^{-T_a R_L/L} + \frac{k_i(z)}{R_L} (1 - e^{-T_a R_L/L})}$$

No caso da rejeição de perturbação, deve-se atentar ao fato de que a tensão de saída afeta a corrente de saída do conversor na planta tempo contínuo e por isso essa tensão não passa pelo ZOH nem pela amostragem. Desse modo, considera-se que o sinal $v(z)$ passa por uma planta em tempo discreto sem ZOH e amostragem, dada pela discretização da planta $g_i(s)$ em tempo contínuo (6.1) pelo método Tustin (6.16) (HOLMES et al., 2009; VIDAL et al., 2013):

$$g_{iTustin}(z) = g_i(s) \Big|_{s=\frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1}} = \frac{1}{\frac{2L}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} + R_L} = \frac{z+1}{z(R_L + 2L/T_a) + R_L - 2L/T_a} \quad (6.16)$$

A função de transferência de rejeição de perturbação é dada por:

$$\begin{aligned} i(z) &= -v(z) \cdot g_{iTustin}(z) - i(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \\ i(z) &= -v(z) \cdot g_{iTustin}(z) \cdot [1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)]^{-1} \\ \frac{i(z)}{v(z)} &= \frac{-g_{iTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \end{aligned} \quad (6.17)$$

Caso seja utilizado o FF da tensão de carga, o cancelamento também não será perfeito devido aos atrasos. A função de transferência para a rejeição de perturbação com FF é dada por:

$$\begin{aligned} \left| \begin{aligned} i(z) &= -v(z) \cdot g_{iTustin}(z) + v_{FF}(z) \cdot g_{iD}(z) - i(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \\ v_{FF}(z) &= v(z) \end{aligned} \right. \\ i(z) &= -v(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] [1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)]^{-1} \\ \frac{i(z)}{v(z)} &= -\frac{g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \end{aligned} \quad (6.18)$$

Modelo amostrado com carga

Modelagem da malha de corrente para a planta com atrasos e carga na saída. Apresentação do diagrama de blocos do sistema e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação em tempo contínuo e em tempo discreto.

Os modelos para a malha de corrente vistos anteriormente consideram que a tensão de carga é uma perturbação externa e que não é correlacionada com a corrente de saída do conversor. Essa modelagem se aplica para conversores

ligados à rede, por exemplo. Nessa situação, deseja-se impor uma corrente controlada e a tensão de carga é a própria tensão da rede.

Por outro lado, nas situações em que o conversor alimenta uma carga, a tensão de carga será dada em função da corrente de saída do conversor. Os resultados experimentais da malha de corrente foram obtidos nessa situação, alimentando cargas resistivas (Seção 3.2). O diagrama de blocos para a malha de corrente com carga pode ser visto na Figura 99.

Figura 99 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

Modelo em tempo contínuo

Derivação da função de transferência de rastreamento de referência com FF para a malha de corrente com atrasos e com carga em tempo contínuo.

O diagrama de blocos da malha de corrente em tempo contínuo com carga é apresentado na Figura 100.

Figura 100 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

Com a inclusão da carga no modelo, a função de transferência para a malha de corrente passa a ser única. Isso porque a perturbação não é mais um sinal externo e sim parte da planta.

Ao observar a função de transferência em (6.19), fica claro que a carga passa a integrar a planta e modifica os polos de malha fechada da malha de corrente. Essa interferência nos polos de malha fechada é diminuída com o uso do FF da tensão de carga. Entretanto, por se tratar do sistema amostrado, a parcela da função de transferência relacionada à carga nunca será cancelada perfeitamente.

$$\begin{aligned} i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) - v(s) \cdot g_i(s) + v_{FF}(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \dots \\ &\quad - i(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \\ v_{FF}(s) &= v(s) \\ v(s) &= i(s) \cdot \text{Carga}(s) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \dots \\ &\quad - i(s) \{ \text{Carga}(s) \cdot g_i(s) [1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \} \end{aligned} \quad (6.19)$$

$$\begin{aligned} i(s) &= i_{ref}(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \dots \\ &\quad \{ 1 + \text{Carga}(s) \cdot g_i(s) [1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) \cdot g_i(s) \}^{-1} \end{aligned}$$

$$\frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + \text{Carga}(s) [1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)]}$$

Modelo em tempo discreto

Derivação da função de transferência de rastreamento de referência com FF para a malha de corrente com atrasos e com carga em tempo discreto.

O diagrama de blocos em tempo discreto da malha de corrente com carga é apresentado na Figura 101.

Figura 101 – Diagrama de blocos da malha de corrente do sistema monofásico amostrado em tempo discreto com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

Analogamente ao caso em tempo contínuo, a malha de corrente com carga pode ser modelada em tempo discreto com uma função de transferência única. Nota-se que a carga também deve ser modelada em tempo discreto. Para isso, pode-se utilizar o método Tustin de discretização, uma vez que a tensão de carga gerada pela corrente de saída afeta o sistema sem passar pela amostragem ou pelo ZOH.

$$\begin{cases} i(z) = i_{ref}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) - v(z) \cdot g_{iTustin}(z) + v_{FF}(z) \cdot g_{iD}(z) - i(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \\ v_{FF}(z) = v(z) \\ v(z) = i(z) \cdot \text{Carga}(z) \end{cases}$$

$$i(z) = i_{ref}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) - i(z) \{ \text{Carga}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \} \quad (6.20)$$

$$i(z) = i_{ref}(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \{ 1 + \text{Carga}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \}^{-1}$$

$$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + \text{Carga}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}$$

Tabela 14 – Resumo das funções de transferência para a malha de corrente do conversor monofásico

Descrição	Função de Transferência
Planta sem atraso	$g_i(s) = \frac{1}{sL + R_L}$
Delay aproximado por Padé 1ª ordem	$\text{Delay}_{\text{Padé}}(s) = \frac{1 - 3sT_a/4}{1 + 3sT_a/4}$
Rastreamento sem atrasos	$\frac{i(s)}{i_{\text{ref}}(s)} = \frac{k_i(s) \cdot g_i(s)}{1 + k_i(s) \cdot g_i(s)} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)}$
Rejeição sem atrasos	$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{-g_i(s)}{1 + k_i(s) \cdot g_i(s)} = \frac{-1}{sL + R_L + k_i(s)}$
Rastreamento com atrasos tempo contínuo	$\frac{i(s)}{i_{\text{ref}}(s)} = \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} = \frac{k_i(s)(1 - s3T_a/4)}{s^2 + s[4/3T_a + R_L/L - k_i(s)/L] + 4/3LT_a[k_i(s) + R_L]}$
Rejeição com atrasos tempo contínuo	$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{-1}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} = \frac{-s/L - 4/3LT_a}{s^2 + s[4/3T_a + R_L/L - k_i(s)/L] + 4/3LT_a[k_i(s) + R_L]}$
Rejeição com atrasos e FF tempo contínuo	$\frac{i(s)}{v(s)} = -\left(\frac{1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \right) = \frac{-2s/L}{s^2 + s[4/3T_a + R_L/L - k_i(s)/L] + 4/3LT_a[k_i(s) + R_L]}$
Rastreamento com atrasos, FF e carga tempo contínuo	$\frac{i(s)}{i_{\text{ref}}(s)} = \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + \text{Carga}(s)[1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)]}$

Planta com atraso tempo discreto	$g_{iD}(z) = \frac{1 - e^{-T_a R_L/L}}{z R_L (z - e^{-T_a R_L/L})}$
Planta com atraso tempo discreto sem resistência de indutor	$g_{iD}'(z) = \frac{T_a / L}{z^2 - z}$
Planta com atraso tempo discreto simplificada por Série de Taylor	$g_{iD}''(z) = \frac{T_a / L}{z^2 - z(1 - T_a R_L/L)}$
Planta sem atraso tempo discreto	$g_{iTustin}(z) = \frac{z + 1}{z(R_L + 2L/T_a) + R_L - 2L/T_a}$
Rastreamento com atrasos tempo discreto	$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} = \frac{\frac{k_i(z)}{R_L} (1 - e^{-T_a R_L/L})}{z^2 - z e^{-T_a R_L/L} + \frac{k_i(z)}{R_L} (1 - e^{-T_a R_L/L})}$
Rejeição com atrasos tempo discreto	$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{-g_{iTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}$
Rejeição com atrasos e FF tempo discreto	$\frac{i(s)}{v(s)} = -\frac{g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}$
Rastreamento com atrasos, FF e carga tempo discreto	$\frac{i(z)}{i_{ref}(z)} = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + Carga(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}$

Fonte: Elaborada pelo autor

MALHA DE TENSÃO

Apresentação de três opções de malha de corrente para o controle em malha concatenada. Justificativa pela escolha do modelo com malha de corrente de indutor e FF da corrente de carga. Apresentação dos diagramas de blocos do sistema sem atrasos e do sistema com atrasos em tempo contínuo e em tempo discreto. Derivação das funções de transferência para o rastreamento de referência e para a rejeição de perturbação da planta sem atrasos e da planta com atrasos (com e sem carga). Apresentação resumida de todas as funções de transferência obtidas.

Modelo sem amostragem e sem atraso de cálculo

Modelagem da malha de tensão para a planta em tempo contínuo e sem atrasos. Apresentação de três opções de malha de corrente para o controle em malha concatenada. Justificativa pela escolha do modelo com malha de corrente de indutor e FF da corrente de carga. Apresentação do diagrama de blocos do sistema com a estrutura escolhida e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

A malha de tensão considerada neste trabalho considera o uso de controle em cascata, ou seja, o uso de malhas de controle encadeadas. A malha de tensão é a mais externa e gera uma referência para a malha interna de corrente. No caso da malha de corrente interna, pode-se realizar o controle de corrente de três maneiras distintas: com a corrente de indutor; com a corrente de capacitor; e com a corrente de indutor junto do FF da corrente de carga.

As funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação dos três casos serão apresentadas a seguir, de modo a evidenciar suas diferenças.

Modelo com corrente de indutor

Modelagem em tempo contínuo da malha de tensão da planta sem atrasos com malha de corrente de indutor. Apresentação do diagrama de blocos do sistema e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

A malha de tensão com corrente de indutor pode ser vista na Figura 102. Destaca-se a malha interna de corrente de indutor com função de transferência I_{MF} . Por se tratar do modelo em tempo contínuo, admite-se que o FF da tensão de carga cancela perfeitamente a perturbação.

Modelo com corrente de capacitor

Modelagem em tempo contínuo da malha de tensão da planta sem atrasos com malha de corrente de capacitor. Apresentação do diagrama de blocos do sistema e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação.

A malha de tensão com corrente de capacitor pode ser vista na Figura 103.

Figura 103 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor monofásico com corrente de capacitor em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Apesar de a malha interna de corrente efetuar o controle de outra variável do sistema, o diagrama de blocos permanece o mesmo no que diz respeito ao rastreamento da corrente. Sendo assim, a malha de corrente pode ser modelada pela função de transferência I_{MF} e a função de transferência de rastreamento continua sendo dada por (6.21).

A função de transferência de rejeição de perturbação é dada por (6.23):

$$\begin{aligned}
 & \begin{cases} v(s) = i_C(s) \cdot g_{cap}(s) - v(s) \cdot k_v(s) \cdot I_{MF}(s) \cdot g_{cap}(s) \\ i_C(s) = -i_{carga}(s) - i_C(s) \cdot k_i(s) \cdot g_i(s) \rightarrow i_C(s) = -i_{carga}(s) \cdot \frac{sL+R_L}{sL+R_L+k_i(s)} \end{cases} \\
 & v(s) = -i_{carga}(s) \cdot \frac{sL+R_L}{sL+R_L+k_i(s)} \cdot g_{cap}(s) [1 + k_v(s) \cdot I_{MF}(s) \cdot g_{cap}(s)]^{-1} \\
 & \frac{v(s)}{i_{carga}(s)} = \frac{-\frac{sL+R_L}{sL+R_L+k_i(s)} \cdot g_{cap}(s)}{1 + k_v(s) \cdot I_{MF}(s) \cdot g_{cap}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s)}
 \end{aligned} \tag{6.23}$$

Esta configuração, ao contrário da com corrente de indutor (6.22), não apresenta o termo $k_i(s)$ em seu numerador. Sendo assim, a malha de corrente não prejudica a rejeição da malha de tensão, resultando num melhor desempenho. Entretanto, não é possível implementar uma proteção de sobrecorrente para a corrente de saída, apenas para a corrente de capacitor. Como se supõe que a

corrente de carga é desconhecida, mesmo que se limite a corrente de capacitor, a corrente de saída permanecerá desprotegida.

Modelo com corrente de indutor e FF da corrente de carga

Modelagem em tempo contínuo da malha de tensão da planta sem atrasos com malha de corrente de indutor e FF da corrente de carga. Apresentação do diagrama de blocos do sistema e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação. Justificativa pela escolha do modelo para a malha concatenada deste trabalho.

A malha de tensão com corrente de indutor e FF de corrente de carga pode ser vista na Figura 104.

Figura 104 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor monofásico com corrente de indutor e FF de corrente de carga em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

A única mudança com relação ao modelo com corrente de indutor é a presença do FF da corrente de carga. Dessa maneira, essa modificação afeta apenas o comportamento da rejeição de perturbação e a função de transferência para o rastreamento de tensão é dada por (6.21).

A função de transferência para a rejeição de perturbação é dada por (6.24):

$$\begin{cases} v(s) = -i_{\text{carga}}(s) \cdot g_{\text{cap}}(s) + i_{\text{FF}}(s) \cdot I_{\text{MF}}(s) \cdot g_{\text{cap}}(s) - v(s) \cdot k_v(s) \cdot I_{\text{MF}}(s) \cdot g_{\text{cap}}(s) \\ i_{\text{FF}}(s) = i_{\text{carga}}(s) \end{cases} \quad (6.24)$$

$$v(s) = -i_{\text{carga}}(s) \cdot g_{\text{cap}}(s) [1 - I_{\text{MF}}(s)] [1 + k_v(s) \cdot I_{\text{MF}}(s) \cdot g_{\text{cap}}(s)]^{-1}$$

$$\frac{v(s)}{i_{\text{carga}}(s)} = \frac{-g_{\text{cap}}(s) [1 - I_{\text{MF}}(s)]}{1 + k_v(s) \cdot I_{\text{MF}}(s) \cdot g_{\text{cap}}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s)}$$

A função de transferência obtida é idêntica à do modelo com corrente de capacitor (6.23) e por isso confere um desempenho superior quando comparado com o modelo com corrente de indutor apenas. Isso pode ser facilmente verificado

pelo fato de que a corrente de capacitor é dada pela diferença entre a corrente de indutor e a corrente de carga.

Assim, com a utilização do FF da corrente de carga imediatamente antes da malha de corrente de indutor, o sistema se comporta como se houvesse uma malha de corrente de capacitor. A vantagem deste modelo está em reunir as vantagens dos dois modelos anteriores: uma melhor rejeição de perturbação e a possibilidade de implementar uma limitação da corrente de saída. A desvantagem está no uso de um sensor de corrente extra, o que acarreta em custos adicionais.

Este trabalho considera a malha de tensão com corrente de indutor e FF da corrente de carga para as modelagens da malha de tensão apresentadas neste Apêndice e para os resultados da Seção 4.

Modelo com amostragem e atraso de cálculo

Modelagem da malha de tensão para a planta com atrasos (amostragem e atraso de cálculo). Apresentação do diagrama de blocos do sistema com a estrutura escolhida e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação em tempo contínuo e em tempo discreto.

O diagrama de blocos da malha de tensão amostrada com corrente de indutor e FF da corrente de capacitor pode ser visto na Figura 105.

Figura 105 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Assim como no caso da malha de corrente, o projeto do controlador de tensão pode ser realizado em tempo contínuo ou discreto. Para isso, a modelagem do sistema como um todo deve ser feita num mesmo domínio de tempo. Neste caso, o atraso de amostragem e o atraso de cálculo já foram levados em conta na malha de corrente.

Modelagem em tempo contínuo

Apresentação do diagrama de blocos do sistema com atraso em tempo contínuo. Derivação da função de transferência da planta equivalente vista pela malha de tensão em tempo contínuo. Derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação a partir da planta equivalente. Apresentação das funções de transferência simplificadas (desconsiderando perturbação da malha de corrente).

Ao contrário do modelo sem atrasos, no modelo com atrasos o FF da tensão de carga não cancela a perturbação. Dessa forma, devem-se utilizar as expressões obtidas na modelagem da malha de corrente para encontrar as funções de transferência da malha de tensão. O diagrama de blocos do sistema amostrado em tempo contínuo pode ser visto na Figura 106.

Figura 106 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo

Fonte: Elaborada pelo autor

Primeiramente, obtém-se a expressão da planta equivalente vista pelo controlador de tensão (6.25). Essa expressão relaciona a tensão de carga com a corrente de referência. A corrente de referência anterior ao FF da corrente de carga é chamada de i_{ref}' .

$$i(s) = i_{ref}(s) \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} - v(s) \frac{1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$$

$$i(s) - i_{\text{carga}}(s) = v(s) / g_{\text{cap}}(s) = v(s) \cdot sC$$

$$i_{ref}(s) = i_{\text{carga}}(s) + i_{ref}'(s)$$

$$\begin{aligned} i(s) &= i_{ref}'(s) \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} + i_{\text{carga}}(s) \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \cdots \\ &\quad - v(s) \frac{1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \\ v(s) &= i_{ref}'(s) \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \cdots \\ &\quad - i_{\text{carga}}(s) \frac{sL + R_L}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \\ &= i_{ref}'(s) \cdot g_{vT}(s) + i_{\text{carga}}(s) \cdot g_{vD}(s) \end{aligned} \quad (6.25)$$

A partir da relação obtida em (6.25), a função de rastreamento de referência é dada por:

$$v(s) = v_{ref}(s) \cdot k_v(s) \cdot g_{vT}(s) - v(s) \cdot k_v(s) \cdot g_{vT}(s)$$

$$\begin{aligned} \frac{v(s)}{v_{ref}(s)} &= \frac{k_v(s) \cdot g_{vT}(s)}{1 + k_v(s) \cdot g_{vT}(s)} = \\ &= \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \cdots \\ &\quad \left[1 + \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (6.26)$$

$$\frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$$

Analogamente, a função de rejeição de perturbação é dada por:

$$v(s) = i_{\text{carga}}(s) \cdot g_{vD}(s) - v(s) \cdot k_v(s) \cdot g_{vT}(s)$$

$$\begin{aligned} \frac{v(s)}{i_{\text{carga}}(s)} &= \frac{g_{vD}(s)}{1 + k_v(s) \cdot g_{vT}(s)} = \\ &= \frac{-sL - R_L}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \\ &\quad \left[1 + \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (6.27)$$

$$\frac{v(s)}{i_{\text{carga}}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$$

As expressões acima podem ser simplificadas caso se considere que o FF da tensão de carga cancela a perturbação. Nessa situação, apenas os atrasos influenciam o desempenho da planta:

$$\left| \begin{aligned} i(s) &= i_{\text{ref}}(s) \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{sL + R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \\ i(s) - i_{\text{carga}}(s) &= v(s) / g_{\text{cap}}(s) = v(s) \cdot sC \\ i_{\text{ref}}(s) &= i_{\text{carga}}(s) + i_{\text{ref}}'(s) \end{aligned} \right|$$

$$\begin{aligned} v(s) &= i_{\text{ref}}'(s) \frac{k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)]} \cdots \\ &\quad - i_{\text{carga}}(s) \frac{sL + R_L}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)]} \\ &= i_{\text{ref}}'(s) \cdot g_{vT}(s) + i_{\text{carga}}(s) \cdot g_{vD}(s) \end{aligned} \quad (6.28)$$

$$\frac{v(s)}{v_{\text{ref}}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \quad (6.29)$$

$$\frac{v(s)}{i_{\text{carga}}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)} \quad (6.30)$$

Modelagem em tempo discreto

Apresentação do diagrama de blocos do sistema com atraso em tempo discreto. Derivação da função de transferência da planta equivalente vista pela malha de tensão em tempo discreto. Derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação a partir da planta equivalente. Apresentação das funções de transferência simplificadas (desconsiderando perturbação da malha de corrente).

O diagrama de blocos do sistema amostrado em tempo discreto pode ser visto na Figura 108. Nota-se que a função de transferência do capacitor foi discretizada pelo método Tustin, uma vez que os atrasos da planta já foram considerados na malha de corrente.

Figura 107 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo discreto

Fonte: Elaborada pelo autor

A planta equivalente em tempo discreto vista pelo controlador de tensão é dada por:

$$\begin{aligned} i(z) &= i_{ref}(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} - v(z) \frac{g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \\ i(z) - i_{carga}(z) &= v(z) / g_{capTustin}(z) \\ i_{ref}(z) &= i_{ref}'(z) + i_{carga}(z) \end{aligned}$$

$$i(z) = i_{ref}'(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} + i_{carga}(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} - v(z) \frac{g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \quad (6.31)$$

$$\begin{aligned} v(z) &= i_{ref}'(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \\ &\quad - i_{carga}(z) \frac{g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \\ &= i_{ref}'(z) \cdot g_{vT}(z) + i_{carga}(z) \cdot g_{vD}(z) \end{aligned}$$

Com base em (6.31), obtêm-se a função de transferência de rastreamento de referência (6.32) e a de rejeição de perturbação:

$$\begin{aligned}
 v(z) &= v_{ref}(z) \cdot k_v(z) \cdot g_{vT}(z) - v(z) \cdot k_v(z) \cdot g_{vT}(z) \\
 \frac{v(z)}{v_{ref}(z)} &= \frac{k_v(z) \cdot g_{vT}(z)}{1 + k_v(z) \cdot g_{vT}(z)} = \\
 &= \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \dots \\
 &\quad \left\{ 1 + \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \right\}^{-1} \\
 \frac{v(z)}{v_{ref}(z)} &= \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \\
 v(z) &= i_{carga}(z) \cdot g_{vD}(z) - v(z) \cdot k_v(z) \cdot g_{vT}(z) \\
 \frac{v(z)}{i_{carga}(z)} &= \frac{g_{vD}(z)}{1 + k_v(z) \cdot g_{vT}(z)} = \\
 &= \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \dots \\
 &\quad \left\{ 1 + \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \right\}^{-1} \\
 \frac{v(z)}{i_{carga}(z)} &= \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}
 \end{aligned} \tag{6.32}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{v(z)}{i_{carga}(z)} &= \frac{g_{vD}(z)}{1 + k_v(z) \cdot g_{vT}(z)} = \\
 &= \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \dots \\
 &\quad \left\{ 1 + \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \right\}^{-1} \\
 \frac{v(z)}{i_{carga}(z)} &= \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}
 \end{aligned} \tag{6.33}$$

Analogamente às expressões apresentadas em tempo contínuo, podem-se simplificar as funções de transferência apresentadas ao desconsiderar o efeito da perturbação da tensão de saída:

$$\left\{ \begin{array}{l} i(z) = i_{ref}(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \\ i(z) - i_{carga}(z) = v(z) / g_{capTustin}(z) \\ i_{ref}(z) = i_{ref}'(z) + i_{carga}(z) \end{array} \right. \quad (6.34)$$

$$\begin{aligned} v(z) &= i_{ref}'(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} - i_{carga}(z) \frac{g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z)} \\ &= i_{ref}'(z) \cdot g_{vT}(z) + i_{carga}(z) \cdot g_{vD}(z) \end{aligned}$$

$$\frac{v(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)} \quad (6.35)$$

$$\frac{v(z)}{i_{carga}(z)} = \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)} \quad (6.36)$$

Modelo amostrado com carga

Modelagem da malha de tensão para a planta com atrasos e com carga na saída. Apresentação do diagrama de blocos do sistema com a estrutura escolhida e derivação das funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação em tempo contínuo e em tempo discreto

Os modelos de malha de tensão apresentados anteriormente consideram que a corrente de carga é uma perturbação externa independente da tensão de carga. Entretanto, em variadas situações o conversor alimenta uma carga (e.g. UPS), a qual drenará uma corrente dependente da tensão aplicada sobre ela. Os resultados experimentais da malha de tensão foram obtidos nessa situação, alimentando cargas resistivas ou operando em aberto, o que corresponde a uma carga de impedância infinita (Seção 4.2). O diagrama de blocos para a malha de tensão com carga pode ser visto na Figura 108.

Figura 108 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico com controle em tempo discreto e planta em tempo contínuo com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

Assim como na malha de corrente, a inclusão da carga no modelo da planta faz com que as funções de transferência de rastreamento de referência e de rejeição de perturbação possam ser unidas numa só expressão.

Modelagem em tempo contínuo

Derivação da função de transferência de rastreamento de referência para a malha de tensão com atrasos e com carga em tempo contínuo.

O diagrama de blocos da malha de tensão em tempo contínuo com carga é apresentado na Figura 109.

Figura 109 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo contínuo com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

A planta equivalente vista pela malha de tensão é dada por:

$$\begin{aligned}
 & \begin{cases} v(s) = i_{ref}'(s) \cdot g_{vT}(s) + i_{carga}(s) \cdot g_{vD}(s) \\ i_{carga}(s) = v(s) / Carga(s) \end{cases} \\
 & v(s) = i_{ref}'(s) \cdot g_{vT}(s) + v(s) \cdot g_{vD}(s) / Carga(s) \\
 & v(s) \left\{ 1 + \frac{(sL + R_L) / Carga(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)] + 1 - Delay_{Padé}(s)} \right\} = \\
 & i_{ref}'(s) \frac{k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)] + 1 - Delay_{Padé}(s)} \\
 & \frac{v(s)}{i_{ref}'(s)} = g_{vCarga}(s) = \\
 & = \frac{k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)] + 1 - Delay_{Padé}(s) + \frac{sL + R_L}{Carga(s)}} \quad (6.37)
 \end{aligned}$$

A função de transferência em tempo contínuo da malha de tensão com carga é dada por:

$$\begin{aligned}
 & v(s) = v_{ref}(s) \cdot k_v(s) \cdot g_{vCarga}(s) - v(s) \cdot k_v(s) \cdot g_{vCarga}(s) \\
 & \frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)] + 1 - Delay_{Padé}(s) + (sL + R_L) / Carga(s)} \dots \\
 & \left\{ 1 + \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)] + 1 - Delay_{Padé}(s) + (sL + R_L) / Carga(s)} \right\}^{-1} \quad (6.38) \\
 & \frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \\
 & \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot Delay_{Padé}(s) + 1 - Delay_{Padé}(s) + \frac{sL + R_L}{Carga(s)}}
 \end{aligned}$$

Observando a expressão obtida, nota-se que o valor da carga modifica os polos de malha fechada do sistema. Ainda, a expressão se aproxima do sistema sem atrasos quanto maior for o a impedância da carga. No caso de um aberto, o termo do denominador referente à carga é cancelado.

Modelagem em tempo discreto

Derivação da função de transferência de rastreamento de referência para a malha de tensão com atrasos e com carga em tempo discreto.

O diagrama de blocos da malha de tensão em tempo discreto com carga é apresentado na Figura 110.

Figura 110 – Diagrama de blocos da malha de tensão do sistema monofásico amostrado em tempo discreto com carga

Fonte: Elaborada pelo autor

A planta equivalente do sistema discreto com carga é dada por:

$$\begin{cases} v(z) = i_{ref}'(z) \cdot g_{vT}(z) + i_{carga}(z) \cdot g_{vD}(z) \\ i_{carga}(z) = v(z) / \text{Carga}(z) \end{cases}$$

$$v(z) = i_{ref}'(z) \cdot g_{vT}(z) + v(z) \cdot g_{vD}(z) / \text{Carga}(z)$$

$$v(z) \left\{ 1 + \frac{g_{capTustin}(z) / \text{Carga}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]} \right\} = \quad (6.39)$$

$$i_{ref}'(z) \cdot \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}$$

$$\frac{v(z)}{i_{ref}'(z)} = g_{vCarga}(z) = \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z) [g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + \frac{g_{capTustin}(z)}{\text{Carga}(z)}}$$

A função de transferência da malha de tensão em tempo discreto com carga é dada por:

$$\begin{aligned}
 v(z) &= v_{ref}(z) \cdot k_v(z) \cdot g_{vCarga}(z) - v(z) \cdot k_v(z) \cdot g_{vCarga}(z) \\
 \frac{v(z)}{v_{ref}(z)} &= \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + \frac{g_{capTustin}(z)}{Carga(z)}} \dots \\
 &\quad \left\{ 1 + \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + \frac{g_{capTustin}(z)}{Carga(z)}} \right\}^{-1} \\
 \frac{v(z)}{v_{ref}(z)} &= \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + \frac{g_{capTustin}(z)}{Carga(z)}} \quad (6.40)
 \end{aligned}$$

Assim como no modelo em tempo contínuo, os polos de malha fechada são modificados de acordo com a carga.

Tabela 15 – Resumo das funções de transferência para a malha de tensão do conversor monofásico

Descrição	Função de Transferência
Rastreamento sem atrasos	$\frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s)}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s)}$
Rejeição sem atrasos Malha interna com $i(s)$	$\frac{v(s)}{i_{carga}(s)} = \frac{-sL - R_L - k_i(s)}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s)}$
Rejeição sem atrasos Malha interna com $iC(s)$ ou $i(s)$ + FF $icarga(s)$	$\frac{v(s)}{i_{carga}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s)}$
Rastreamento com atrasos $i(s)$ + FF $icarga(s)$ tempo contínuo	$\frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$
Rejeição com atrasos $i(s)$ + FF $icarga(s)$ tempo contínuo	$\frac{v(s)}{i_{carga}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$
Rastreamento com atrasos $i(s)$ + FF $icarga(s)$ tempo contínuo simplificado	$\frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$
Rejeição com atrasos $i(s)$ + FF $icarga(s)$ tempo contínuo simplificado	$\frac{v(s)}{i_{carga}(s)} = \frac{-sL - R_L}{s^2 LC + sC[R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}$

<p>Rastreamento com atrasos e carga $i(s) + \text{FF } icarga(s)$ tempo contínuo</p> <p>Função de transferência do capacitor discretizada pelo método Tustin</p>	$\frac{v(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)}{s^2 LC + sC [R_L + k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s)] + k_v(s) \cdot k_i(s) \cdot \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + 1 - \text{Delay}_{\text{Padé}}(s) + \frac{sL + R_L}{\text{Carga}(s)}}$ $g_{capTustin}(z) = \frac{T_a(z-1)}{2C(z+1)}$
<p>Rastreamento com atrasos $i(s) + \text{FF } icarga(s)$ tempo discreto</p>	$\frac{v(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}$
<p>Rejeição com atrasos $i(s) + \text{FF } icarga(s)$ tempo discreto</p>	$\frac{v(z)}{i_{carga}(z)} = \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)]}$
<p>Rastreamento com atrasos $i(s) + \text{FF } icarga(s)$ tempo discreto simplificado</p>	$\frac{v(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}$
<p>Rejeição com atrasos $i(s) + \text{FF } icarga(s)$ tempo discreto simplificado</p>	$\frac{v(z)}{i_{carga}(z)} = \frac{-g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}$
<p>Rastreamento com atrasos e carga $i(s) + \text{FF } icarga(s)$ tempo contínuo</p>	$\frac{v(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + k_v(z) \cdot k_i(z) \cdot g_{iD}(z) \cdot g_{capTustin}(z) + g_{capTustin}(z)[g_{iTustin}(z) - g_{iD}(z)] + \frac{g_{capTustin}(z)}{\text{Carga}(z)}}$

APÊNDICE C

Outros sistemas de referência

Modelagem em tempo contínuo dos conversores 3F3B e 4F4B+Ln nos sistemas de referência $\alpha\beta 0$ e dq0. Comparação dos sistemas de referência.

Usualmente, o controle de conversores trifásicos é realizado no sistema de referência $dq0$ ou mesmo no sistema $\alpha\beta 0$. A utilização de tais sistemas de referência pode trazer vantagens significativas, tais como:

- Desacoplamento do sistema (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999; BUSO; MATTAVELLI, 2006; CAMARGO; PINHEIRO, 2006);
- Possibilidade do uso de uma modulação PWM por vetores espaciais (SVPWM) (LIU et al., 2000; BOTTERON et al., 2001; ZHANG et al., 2002; VILLALVA; RUPPERT, 2004; BUSO; MATTAVELLI, 2006; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; OTA et al., 2011);
- Rastreamento com erro nulo no sistema (ZMOOD; HOLMES, 2003; BUSO; MATTAVELLI, 2006; REYES et al., 2012; YEPES et al., 2014).

A seguir, as malhas de corrente para os conversores a três e quatro fios são apresentadas com os sistemas de referência mencionados, junto de suas principais vantagens e desvantagens. Os resultados foram comparados com aqueles obtidos no sistema de referência abc , levando em consideração o desacoplamento, o uso em condições desequilibradas e a facilidade de implementação.

SISTEMA DE REFERÊNCIA ESTACIONÁRIO ALFA-BETA-ZERO

Modelagem em tempo contínuo dos conversores 3F3B e 4F4B+Ln no sistemas de referência $\alpha\beta 0$. Apresentação das vantagens e desvantagens com relação ao sistema abc .

O sistema de referência estacionário $\alpha\beta 0$ é composto por uma base ortonormal, assim como no caso da base abc . Um dos motivadores para a implementação desta base é o fato de que o conversor trifásico a três fios e três braços não produz correntes de saída a partir de tensões de sequência zero. Portanto, através do uso de uma transformação linear adequada, é possível reduzir o sistema para um sistema de duas variáveis sem perda de informação (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A transformação linear que representa a mudança da base abc para a base $\alpha\beta 0$ pode ser vista em (7.1). Vale notar que há uma variação de $T_{\alpha\beta 0}$ que possui coeficiente $2/3$ ao invés de $\sqrt{2/3}$ (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999). Usando o fator $2/3$, a amplitude dos vetores no sistema $\alpha\beta 0$ é igual à amplitude das senoides de sequência positiva que os geram. Usando o fator $\sqrt{2/3}$, mantém-se a amplitude do vetor no sistema abc e no sistema $\alpha\beta 0$. Além disso, mantêm-se os ângulos entre vetores. Neste caso, o cálculo da potência passa a ser invariante para os sistemas abc e $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

A partir da matriz de transformação de base $T_{\alpha\beta 0}$, foi possível escrever o sistema a três fios e três braços no sistema de referência $\alpha\beta 0$:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} &= T_{\alpha\beta 0} \cdot A_{abc} \cdot T_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + T_{\alpha\beta 0} \cdot B_{abc} \cdot T_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{c\alpha}(t) \\ v_{c\beta}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} y_\alpha(t) \\ y_\beta(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} &= T_{\alpha\beta 0} \cdot C_{abc} \cdot T_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad (7.2) \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} &= \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} v_{c\alpha}(t) \\ v_{c\beta}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} y_\alpha(t) \\ y_\beta(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Desse modo, a matriz de transferência obtida foi:

$$G_{i3\alpha\beta 0}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

A matriz da Equação (7.3) evidencia que o próprio sistema trifásico já se torna desacoplado com o uso do sistema de referência $\alpha\beta 0$. Fica claro também que as entradas de sequência zero não influenciam as saídas do sistema. A atuação sobre o sistema a três fios e três braços fica restrita ao plano $x_0 = 0$ – vide Equação (7.1) – e, assim, essa variável pode ser descartada sem perda de informação.

Considerando o uso de um controlador de corrente que atue somente nas fases α e β (7.4), foi possível obter as matrizes de transferência de rastreamento de referência (7.5) e de rejeição de perturbação (7.6).

$$K_{I3_ \alpha\beta 0}(s) = \begin{bmatrix} k_i(s) & 0 & 0 \\ 0 & k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha}(s) \\ i_{ref\beta}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Como esperado, as matrizes de transferência continuam desacopladas e possuem a mesma dinâmica que o sistema monofásico. Como o sistema é totalmente independente das variáveis no eixo 0, pode-se considerar o controle apenas do sistema reduzido evidenciado em (7.5).

Quanto às perturbações, nota-se que as perturbações do eixo α não afetam aquelas no eixo β e vice-versa. Entretanto, considerando que no sistema real as perturbações ocorrem no sistema de coordenadas abc , fica claro que perturbações nas fases b e c afetam os eixos α e β simultaneamente. Devido à construção da base, perturbações da fase a afetam apenas o eixo α . Ainda assim, o cenário em que as perturbações afetem apenas as componentes em α é pouco provável, pois implicaria em perturbações apenas na fase a .

Outro motivo para o uso do sistema de referência $\alpha\beta 0$ é o uso de SVPWM. Esse tipo de modulação se baseia no uso dos vetores espaciais descritos na Seção 1.3. A cada período de chaveamento, determinam-se os vetores espaciais mais

próximos do vetor que se deseja sintetizar na saída. Aplicando-se vetores distintos por intervalos de tempo adequados, sintetiza-se uma tensão média de saída igual à desejada. Essa técnica pode ser utilizada em diversas configurações, podendo diminuir o número de acionamentos das chaves, diminuir a ondulação de corrente e aumentar o alcance das tensões de saída no lado CA.

Comparando o sistema em malha fechada no referencial abc com desacoplamento com o referencial $\alpha\beta 0$, é possível ver que ambos são desacoplados e possuem dinâmicas idênticas às do sistema monofásico. A principal diferença é que neste caso é preciso utilizar uma transformação de coordenadas, enquanto no sistema abc uma simples soma é capaz de fornecer resultado semelhante. Quanto ao SVPWM, os principais benefícios obtidos por seu uso podem ser atingidos no sistema abc através da injeção de tensões de sequência zero ótimas, como é mostrado no Apêndice D.

Portanto, apesar de suas vantagens, o controle do conversor no sistema $\alpha\beta 0$ com SVPWM ainda implica o uso de transformações de coordenadas, o que não é necessário no caso do controle no sistema abc .

No caso de conversores a quatro fios, o referencial $\alpha\beta 0$ ainda pode ser utilizado ao considerar as tensões do fio de neutro como componentes das tensões de fase, assim como foi feito na Seção 1.3.

Para o caso dos conversores a quatro fios sem indutor de neutro, foram obtidas as seguintes expressões:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} v_{can}(t) \\ v_{cbn}(t) \\ v_{ccn}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} \right) \quad (7.7)$$

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

$$G_{i4F4B/4F3B}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

$$G_{i4F4B/4F3B\alpha\beta 0}(s) = T_{\alpha\beta 0} \cdot G_{i4F4B/4F3B}(s) \cdot T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha}(s) \\ i_{ref\beta}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

No caso com indutor de neutro, os resultados foram:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{R_L}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{4L} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} v_{can}(t) \\ v_{cbn}(t) \\ v_{ccn}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} \right) \quad (7.12)$$

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

$$G_{i4F4B_L_n}(s) = \frac{1}{4(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

$$G_{i4F4B_L_n\alpha\beta0}(s) = T_{\alpha\beta0} \cdot G_{i4F4B_L_n}(s) \cdot T_{\alpha\beta0}^{-1} = \frac{1}{4(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_i(s)}{4(sL+R_L)+k_i(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha}(s) \\ i_{ref\beta}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{4(sL+R_L)+k_i(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \quad (7.16)$$

Os sistemas a quatro fios no referencial $\alpha\beta0$ ficaram todos desacoplados, sendo que agora as correntes de sequência zero trifásicas passam a fluir pelo circuito. Como consequência, as componentes do eixo zero passam a contribuir para as saídas i_α , i_β e i_c , ao contrário do que foi visto para o caso a três fios. No caso com indutor de neutro, no entanto, o eixo zero passa a apresentar um ganho de 1/4.

Alternativamente, pode-se utilizar uma transformação similar (7.17), porém que contempla os quatro graus de liberdade do sistema (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999). Neste caso, o eixo zero passa a apresentar o mesmo ganho que os demais quando aplicado no conversor a quatro fios com indutor de neutro (7.18). Analogamente ao caso a três fios, é realizada uma redução de ordem do sistema sem perda de informação.

$$T_{\alpha\beta 0z} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2\sqrt{2} & 1/2\sqrt{2} & 1/2\sqrt{2} & -3/2\sqrt{2} \\ \sqrt{3}/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

$$T_{\alpha\beta 0z}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} \\ 0 & 0 & -3/2\sqrt{2} & \sqrt{3}/2\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$G_{i4F4B_L_n\alpha\beta 0z}(s) = T_{\alpha\beta 0z} \cdot G_{i4F4B_L_n}(s) \cdot T_{\alpha\beta 0z}^{-1} = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \\ i_z(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha}(s) \\ i_{ref\beta}(s) \\ i_{ref0}(s) \\ i_{refz}(s) \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \\ i_0(s) \\ i_z(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \\ v_0(s) \\ v_z(s) \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

SISTEMA DE REFERÊNCIA GIRANTE $dq0$

Modelagem em tempo contínuo dos conversores 3F3B e 4F4B+Ln no sistemas de referência dq0. Apresentação das vantagens e desvantagens com relação aos sistemas abc e $\alpha\beta0$.

O sistema de referência girante $dq0$ pode ser obtido a partir no sistema de referência estacionário $\alpha\beta0$, utilizando-se da transformação de Park (7.21). Os eixos d e q giram em sincronia com a frequência fundamental ω do vetor espacial que representa as tensões do conversor trifásico. O vetor 0 se mantém inalterado. A transformação supõe que o vetor espacial seja de sequência positiva, ou seja, gire no sentido anti-horário. Além disso, a transformação linear é dependente do tempo neste caso.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{dq0} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

$$T_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, T_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \theta = \omega t$$

A representação de estados do sistema trifásico a três fios em coordenadas $\alpha\beta0$ foi reescrita com o uso das transformações lineares de (7.21):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(T_{dq0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \right) &= \frac{-R_L}{L} \cdot I_{3 \times 3} \cdot T_{dq0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot T_{dq0}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \right) \\ T_{dq0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot T_{dq0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.22)$$

Como a transformação linear é dependente do tempo, tem-se que:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(T_{dq0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \right) &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + T_{dq0}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{T_{dq0}^{-1}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.23)$$

Desse modo, a representação de estados no sistema de coordenadas $dq0$ foi obtida:

$$\begin{aligned} T_{dq0}^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} &= \left(\frac{-R_L}{L} \cdot I_{3 \times 3} \cdot T_{dq0}^{-1} - \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot T_{dq0}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \right) \\ &\quad \Downarrow \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_L/L & \omega & 0 \\ -\omega & -R_L/L & 0 \\ 0 & 0 & -R_L/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \right) \\ &\quad \begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.24)$$

A matriz de transferência obtida para o sistema é apresentada em (7.25).

$$G_{3dq0}(s) = \frac{1}{\underbrace{s^2 L^2 + 2sLR_L + \omega^2 L^2 + R_L^2}_{f(s)}} \begin{bmatrix} sL + R_L & \omega L & 0 \\ -\omega L & sL + R_L & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

Devido ao fato do eixo 0 ser o mesmo do sistema $\alpha\beta 0$, essa representação também diminuiu a ordem do sistema sem perda de informação.

Para as matrizes de transferência de rastreamento de referência e rejeição de perturbação, considerou-se um controlador idêntico ao utilizado no caso $\alpha\beta 0$ (7.4):

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{f(s) + k_i^2(s) + 2sLk_i(s) + 2R_Lk_i(s)} \begin{bmatrix} sL+R_L+k_i(s) & \omega L & 0 \\ -\omega L & sL+R_L+k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd}(s) \\ i_{refq}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{f(s) + k_i^2(s) + 2sLk_i(s) + 2R_Lk_i(s)} \begin{bmatrix} -sL-R_L-k_i(s) & -\omega L & 0 \\ \omega L & -sL-R_L-k_i(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(s) \\ v_q(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

As expressões no sistema $dq0$ apresentam acoplamentos entre os eixos d e q , sendo desejável o uso de técnicas de desacoplamento para simplificar a análise e o projeto dos controladores de corrente. A partir de (7.24), construiu-se o diagrama de blocos da Figura 111, o qual mostra uma técnica simples de desacoplamento (VECHIU; CUREA; CAMBLONG, 2010; REYES et al., 2012). Através dessa representação, fica claro que uma realimentação adequada dos sinais i_d e i_q após a atuação dos controladores $k_i(s)$ é capaz de desacoplar as duas malhas do sistema.

Figura 111 – Diagrama das malhas de controle de corrente no sistema de referência $dq0$ para o conversor a três fios com estratégia de desacoplamento

Fonte: Elaborada pelo autor

Considerando o sistema desacoplado, foi possível reescrever as equações referentes ao sistema a três fios. Observou-se que com o desacoplamento das correntes i_d e i_q , a dinâmica do ponto de vista do sistema no referencial girante passou a ser a mesma vista do ponto de vista do referencial estacionário. É importante ressaltar que um controlador projetado no referencial $dq0$ possuirá uma função de transferência diferente quando visto por um referencial estacionário. (buso)

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & \frac{-R_L}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L \cdot i_q(t) \\ \omega L \cdot i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix} \right) = \\
&= \frac{-R_L}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \right) \\
\begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{7.28}$$

$$G_{i3dq0}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.29}$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd}(s) \\ i_{refq}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \tag{7.30}$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(s) \\ v_q(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \tag{7.31}$$

Considerando apenas sinais trifásicos de sequência positiva, as correntes i_d e i_q passam a ser valores constantes e não mais sinais senoidais como nos demais sistemas de referência. Tal característica permite que se atinja erro nulo de rastreamento ao se utilizar um controlador PI, sendo a principal vantagem do uso do sistema $dq0$ (ZMOOD; HOLMES, 2003).

Ao se empregar um controlador PI (7.32), é possível atingir erro nulo de rastreamento e perturbação para a sequência positiva da frequência fundamental. Isso ocorre porque a função de transferência de malha aberta de cada fase passa a ser de tipo um (7.33). Funções de transferência de tipo um têm a capacidade de zerar o erro de rastreamento de sinais do tipo degrau (OGATA, 2001).

$$k_i(s) = \text{PI}(s) = k_p + \frac{k_I}{s} \tag{7.32}$$

$$k_i(s) \cdot g_i(s) = \frac{\text{PI}(s)}{sL + R_L} = \frac{sk_p + k_I}{s(sL + R_L)} \tag{7.33}$$

No caso dos conversores a quatro fios, foram adotadas as mesmas considerações feitas no referencial $\alpha\beta 0$. Dessa forma, as Equações (7.7) e (7.12), que contém a representação no espaço de estados no referencial abc dos conversores a quatro fios, foram transformadas para o sistema $\alpha\beta 0$. Em seguida, através da transformação demonstrada para o sistema $dq0$ nas Equações (7.22) até (7.24), obtiveram-se as matrizes de transferência do sistema, do rastreamento e de rejeição de perturbação (já considerando o uso de técnicas de desacoplamento) para os conversores sem indutor de neutro:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & \frac{-R_L}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L \cdot i_q(t) \\ \omega L \cdot i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (7.34)$$

$$\begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix}$$

$$G_{i4F4B/4F3Bdq0}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.35)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd}(s) \\ i_{refq}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \quad (7.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sL + R_L + k_i(s)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(s) \\ v_q(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \quad (7.37)$$

E para o conversor 4F4B+Ln:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & \frac{-R_L}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{4L} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} v_{cd}(t) \\ v_{cq}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L \cdot i_q(t) \\ \omega L \cdot i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (7.38)$$

$$\begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \\ y_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix}$$

$$G_{i4F4B_L_n dq0}(s) = \frac{1}{4(sL + R_L)} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.39)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_i(s)}{4(sL+R_L)+k_i(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd}(s) \\ i_{refq}(s) \\ i_{ref0}(s) \end{bmatrix} \quad (7.40)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{sL+R_L+k_i(s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{4(sL+R_L)+k_i(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(s) \\ v_q(s) \\ v_0(s) \end{bmatrix} \quad (7.41)$$

Analogamente ao obtido no referencial $\alpha\beta 0$, as matrizes de transferência dos conversores sem e com indutor de neutro diferem apenas no que diz respeito ao ganho de 1/4 para os sinais do eixo 0. Com a presença do quarto fio, as correntes de sequência zero passam a circular e contribuir para a dinâmica dos sistemas.

A principal desvantagem do uso do sistema $dq0$ para os casos a quatro fios é que as correntes apresentam comportamento oscilatório nos casos desequilibrados (tensões da rede com sequência negativa). Tal característica impede que o rastreamento seja perfeito com um controle PI apenas. Como foi discutido em (MATAKAS JUNIOR, 2012), a presença de correntes desequilibradas faz com que as referências de corrente a serem rastreadas apresentem também componentes de sequência negativa e de sequência zero.

Considerando que a modelagem foi realizada com base em sinais de sequência positiva, as componentes de sequência negativa possuem o dobro da frequência fundamental do ponto de vista do sistema de referência girante. Os harmônicos são percebidos deslocados com relação à fundamental (i.e. a segunda harmônica positiva girará com velocidade ω e a negativa com 3ω). Já as componentes de sequência zero sempre têm o comportamento oscilante.

Considerando isso, pode-se utilizar um segundo sistema $dq0$, o qual estará sincronizado com os sinais de sequência negativa (BUSO; MATTAVELLI, 2006; VECHIU; CUREA; CAMBLONG, 2010; REYES et al., 2012). Entretanto, o número de malhas de controle aumenta significativamente. Sistemas de referência estacionários (abc e $\alpha\beta 0$), por outro lado, conseguem lidar de maneira direta com desequilíbrios, já que atuam ao mesmo tempo sobre as sequências positiva, negativa e zero.

Por fim, uma alternativa para a obtenção de erro de rastreamento nulo para o controle de corrente é o uso de um controlador P-Ressonante em sistemas de referência estacionários. (ZMOOD; HOLMES, 2003; BUSO; MATTAVELLI, 2006) mostram que o uso de um controlador P-Ressonante em referencial estacionário é equivalente ao uso de dois PI no referencial girante $dq0$, um girando na sequência positiva e outro na sequência negativa.

As matrizes de transferência de rastreamento de referência nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ podem ser observadas de forma resumida na Tabela 16. Todas as matrizes possuem dinâmicas idênticas, com exceção de um fator de ganho para o rastreamento da componente 0. Desse modo, os diferentes sistemas de referência podem ser utilizados de maneira equivalente do ponto de vista do controle sem qualquer prejuízo. A escolha do sistema de referência a ser utilizado pode ser feita, então, de modo a facilitar a análise ou com base na familiaridade por parte do projetista.

Tabela 16 – Resumo das matrizes de transferência de rastreamento de referência nos sistemas de referência estudados

Referencial	Topologia de Conversor	
	3F3B	4F4B+Ln
$abc +$ desacoplamento	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \\ i_{refn} \end{bmatrix}$
$\alpha\beta 0$	$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \\ i_{ref0} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \\ i_{ref0} \end{bmatrix}$ $m = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)}, \quad n = \frac{k_i(s)}{4(sL+R_L)+k_i(s)}$
$dq0 +$ desacoplamento	$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \\ i_{ref0} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \\ i_{ref0} \end{bmatrix}$ $m = \frac{k_i(s)}{sL+R_L+k_i(s)}, \quad n = \frac{k_i(s)}{4(sL+R_L)+k_i(s)}$

APÊNDICE D

Injeção de tensão de sequência zero ótima

Descrição dos métodos de injeção de tensão de sequência zero ótima nos casos 3F3B e 4F4B+Ln. Equivalência com o uso de técnicas de SVPWM e 3DSVPWM.

3F3B

Descrição do método de injeção de tensão de sequência zero ótima para o conversor 3F3B. Equivalência com o uso da técnica de SVPWM.

As técnicas de injeção de tensão de sequência zero se utilizam do fato de que tensões de sequência zero não afetam as correntes de saída de um conversor trifásico a três fios para melhorar algumas características da modulação PWM, como foi observado na Seção 1. Algumas das características que podem ser modificadas através do uso de técnicas desse tipo são a ondulação das correntes de saída, o alcance máximo das tensões de saída e o esforço nas chaves.

Nesta seção é apresentada a técnica de injeção de sequência zero ótima. Essa técnica tem como vantagens o aumento de 15% no alcance das tensões do lado CA do conversor e a minimização da ondulação das correntes de saída, sendo utilizada em diversos trabalhos (MATAKAS JR; MASADA, 1994; HOLMES, 1996; KIM; SUL, 1996; BLASKO, 1997; MATAKAS JUNIOR, 2012). A denominação de injeção ótima é utilizada no sentido de que com o uso dessa técnica junto da modulação PWM senoidal, a ondulação das correntes de saída é mínima.

Em (MATAKAS JR; MASADA, 1994; MATAKAS JUNIOR, 2012), a expressão da tensão de sequência zero ótima é calculada através da minimização da soma quadrática da ondulação de corrente instantânea das três fases do conversor. A expressão resultante é aproximada através do cálculo instantâneo do valor máximo e mínimo dentre as três tensões de referência do conversor, resultando na expressão (8.1). Por ser composta basicamente por uma operação de máximo e uma de mínimo, a expressão (8.1) pode ser implementada facilmente através da ordenação em tempo real das tensões de referência do conversor, seja em microcontroladores e DSPs ou até mesmo em implementações analógicas (HOLMES, 1996; BLASKO, 1997).

$$v_{seq} = \frac{-\min(v_{crefa}', v_{crefb}', v_{crefc}') - \max(v_{crefa}', v_{crefb}', v_{crefc}')}{2} \quad (8.1)$$

Comparada à estratégia SVPWM, a técnica apresentada também minimiza a ondulação de corrente e aumenta o alcance das tensões do lado CA. Diversos trabalhos realizam a comparação entre o PWM senoidal com injeção de sequência zero ótima e o SVPWM, nos quais se observa que as duas técnicas resultam em uma modulação idêntica das chaves (MATAKAS JR; MASADA, 1994; HOLMES, 1996; KIM; SUL, 1996; BLASKO, 1997; MATAKAS JUNIOR, 2012). Desse modo, pode-se concluir que são equivalentes e fornecem as mesmas propriedades aos sinais modulados pelo conversor. Essas propriedades se devem ao fato de que as amplitudes das tensões de referência máxima e mínima (dentre as 3 fases do conversor) são instantaneamente mantidas equidistantes de zero, o que está relacionado à adição de sinais de de sequência zero durante cada período do PWM. Alternativamente pode-se dizer que a estratégia discutida mantém iguais as distâncias entre o valor máximo das referencias e +Vd, e entre -Vd e o valor mínimo dos sinais de referência. Isso permite que a amplitude dos sinais de referência possa ser aumentada sem que ocorra sobre modulação, explicando porque se obtêm maiores amplitudes nas tensões de saída do conversor.

Ainda, a tensão de sequência zero injetada pode ser utilizada para minimizar as perdas nas chaves ao invés de diminuir a ondulação das correntes de saída. Através da injeção de tensão de sequência zero adequada, é possível fazer com que o chaveamento das pernas do conversor trifásico reduza de 33% e as perdas devido aos chaveamentos se reduzam em até 50% (BLASKO, 1997). A essas técnicas de modulação PWM dá se o nome de PWM descontínuo, enquanto que a técnica de PWM utilizada neste trabalho é do PWM contínuo. As diferentes técnicas de modulação PWM são abordadas em (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999).

4F4B+LN

Descrição do método de injeção de tensão de sequência zero ótima para o conversor 4F4B+Ln. Equivalência com o uso da técnica de 3DSVPWM.

As técnicas de injeção de sequência zero ótima para conversores com quatro braços são muito similares àquelas empregadas nos conversores com três braços. O princípio de funcionamento é o mesmo, utilizando-se do fato de que as tensões de

sequência zero comuns às quatro tensões de saída do conversor não geram correntes de saída. Da mesma forma, o uso dessa técnica minimiza a ondulação das correntes de saída e aumenta o alcance das tensões do lado CA do conversor (MATAKAS JUNIOR; SILVA JUNIOR; GIARETTA, 2007).

De modo similar à expressão para o caso do conversor com três braços, a expressão para a tensão de sequência zero ótima é dada por:

$$v_{seqz} = \frac{-\min(v_{crefa}', v_{crefb}', v_{crefc}', v_{crefn}') - \max(v_{crefa}', v_{crefb}', v_{crefc}', v_{crefn}')}{2} \quad (8.2)$$

A expressão para a tensão de sequência zero ótima pode ser validada através da comparação direta com a técnica de 3DSVPWM. Em (KIM; SUL, 2004), a equivalência da injeção de sequência zero ótima com a técnica 3DSVPWM (simetricamente alinhada classe I) é realizada através de uma comparação dos tempos de acionamento das chaves superiores dos braços. As expressões teóricas para os tempos de acionamento com injeção ótima e 3DSVPWM são obtidas e mostra-se que são idênticas. Em (CHUDOUNG; SANGWONGWANICH, 2007), calcula-se a tensão de sequência zero que é injetada pela técnica 3DSVPWM em todos os 16 cenários de modulação possíveis. Através de comparação direta, verifica-se que a tensão de sequência zero injetada pelo 3DSVPWM é idêntica à calculada através da expressão (8.2).

Ainda, a técnica de injeção de tensão de sequência zero pode ser utilizada para a implementação de PWM descontínuo em conversores com quatro braços (KIM; SUL, 2004; CHUDOUNG; SANGWONGWANICH, 2007). Dessa forma, podem-se empregar as mesmas técnicas de injeção de sequência zero utilizadas em conversores com três braços nos conversores a quatro braços com uma simples modificação: adicionar a tensão de referência do braço de neutro às operações de máximo e mínimo. Assim como no caso com três braços, a expressão (8.2) pode ser implementada de forma eficiente através de um algoritmo de ordenamento e até por logica analógica.

APÊNDICE E

Feedforward da tensão de carga com compensadores de delay

Efeitos do uso de compensadores de delay no feedforward e na malha de controle para o controle de corrente do conversor.

No modelo da malha de corrente monofásica em tempo contínuo, o PWM é analógico, fazendo o sinal de entrada ser igual ao de saída (na média de cada período do PWM). Como o sinal de perturbação v é determinado e pode ser medido, é possível eliminar completamente a influência da tensão de carga sobre a corrente de saída ao fazer com que a tensão de feedforward (FF) seja igual à tensão da carga.

Com a discretização da malha de controle de corrente, o efeito do FF é modificado. O diagrama de blocos da malha de corrente do conversor com controle em tempo discreto é apresentada na Figura 112. O sinal de FF v_{FF} é afetado pelo atraso de cálculo e pelo ZOH ao invés de passar por um ganho unitário. Nessa condição, o FF em tempo discreto não é capaz de anular a perturbação equivalente vista pela planta, como foi mostrado no Apêndice B.

Figura 112 – Diagrama de blocos da malha de corrente com FF do conversor monofásico com atraso

Fonte: Elaborada pelo autor

Com o objetivo de diminuir a influência do delay introduzido pelo atraso de cálculo (correspondente a um período de amostragem), estratégias de compensação de delay foram utilizadas no projeto de alguns dos controladores de corrente (Seção 3.1). Nesta seção, verifica-se o efeito dos compensadores de delay sobre o FF de modo a validar ou não o seu uso. A partir disso, sugere-se uma dentre três possibilidades da compensação de delay para cada compensador projetado:

- Compensar apenas o atraso do FF
(compensador no ponto A da Figura 112);

- Compensar o atraso da malha de controle e do FF (compensador no ponto B da Figura 112);
- Compensar apenas o atraso da malha de controle (compensador no ponto C da Figura 112).

O controlador Dead-Beat se utilizou de um compensador derivado das equações elétricas do conversor (9.1). Um dos controladores P foi utilizado em conjunto com um filtro IIR de primeira ordem independente dos parâmetros da planta (9.2), denominado *First Order Filter* (FOF). Por fim, um controlador P e um PI se utilizaram dos compensadores de delay via realimentação de estado das Equações (9.3) e (9.4), cujos ganhos foram projetados em conjunto com o controlador.

$$\text{Comp}_{\text{Dead-Beat}}(z) = \frac{2z}{z+1} \quad (9.1)$$

$$\text{Comp}_{\text{FOF}}(z) = \frac{1,95 \cdot z}{z+0,95} \quad (9.2)$$

$$\text{Comp}_{P+\text{Comp}_{\zeta=0,4}}(z) = \frac{z}{z+0,5077} \quad (9.3)$$

$$\text{Comp}_{PI+\text{Comp}_{\zeta=0,7}} = \frac{z}{z+0,8818} \quad (9.4)$$

O efeito de cada compensador foi verificado através de uma simulação em tempo discreto no Simulink, cujo diagrama pode ser visto na Figura 113. Dessa forma, foi possível comparar os sinais compensados com os sinais com delay e verificar a eficácia de cada estratégia de compensação para o FF da perturbação.

Figura 113 – Diagrama da simulação em tempo discreto do efeito das compensações de delay

Fonte: Elaborada pelo autor

O teste dos compensadores foi realizado com uma entrada senoidal e é apresentado na Figura 114. Observa-se claramente que os compensadores de delay projetados em conjunto com os controladores não são adequados para o uso com o

FF, pois não possuem ganho unitário. Assim, os compensadores das Equações (9.3) e (9.4) devem ser utilizados apenas em conjunto de seus respectivos controladores sem compensar o FF (ponto C da Figura 112).

Figura 114 – Efeito da compensação de delay em tempo discreto para uma entrada senoidal

Fonte: Elaborada pelo autor

O compensador do Dead-Beat e o FOF apresentam ganho unitário e podem ser utilizados para compensar o atraso do FF. Os efeitos dos compensadores do Dead-Beat e do FOF são apresentados em detalhes na Figura 115. Ressalta-se que no caso do controlador Dead-Beat, a compensação de delay é utilizada somente para o FF (ponto A da Figura 112) pelo próprio projeto apresentado na Seção 3.1.1. Por outro lado, o compensador FOF pode ser utilizado para compensar o atraso da malha de controle (Seção 3.1.2.3), o atraso do FF ou o atraso de ambos os sinais.

Figura 115 – Efeito da compensação de delay em tempo discreto para uma entrada senoidal (zoom)

Fonte: Elaborada pelo autor

O compensador Dead-Beat apresenta um comportamento mais oscilatório, principalmente na região de pico da senoide. No restante do sinal senoidal, a compensação se torna mais satisfatória. Esse comportamento oscilatório aparece porque o polo do compensador Dead-Beat fica localizado na borda do círculo unitário do plano z .

O FOF, por outro lado, não apresenta oscilações e consegue reduzir aproximadamente pela metade o efeito do atraso de cálculo. Sendo assim, o compensador com o melhor desempenho foi o FOF. Os parâmetros de filtro definidos em (LU et al., 2018) afastam o polo da borda do círculo unitário, fazendo com que a compensação de delay seja eficaz e as oscilações sejam amortecidas.

É importante ressaltar que a dinâmica do sistema em malha fechada pode ser alterada devido às características da carga, como foi apresentado na modelagem do Apêndice B.

A inclusão de uma compensação de atraso, seja no ponto A ou no ponto B da Figura 112, também modifica a dinâmica do sistema. As expressões resultantes são dadas por (9.5) e (9.6), respectivamente. No caso da compensação de atraso no ponto C, pode-se incluir a dinâmica do compensador à função de transferência do controlador e utilizar as funções de transferência apresentadas no Apêndice B.

$$i(z) = i_{ref}(z) \frac{k_i(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot g_{iD}(z) + Carga(z)[g_{iTustin}(z) - Comp(z) \cdot g_{iD}(z)]} \quad (9.5)$$

$$i(z) = i_{ref}(z) \frac{k_i(z) \cdot Comp(z) \cdot g_{iD}(z)}{1 + k_i(z) \cdot Comp(z) \cdot g_{iD}(z) + Carga(z)[g_{iTustin}(z) - Comp(z) \cdot g_{iD}(z)]} \quad (9.6)$$

Portanto, para aplicações em que a carga não pode ser tratada como fonte de tensão, é preciso verificar se a inclusão do compensador de delay no FF afeta a estabilidade do sistema.

APÊNDICE F

Derivação das curvas de desempenho para o controlador proporcional

Derivação das expressões teóricas para as curvas de desempenho transitório em função do ganho proporcional normalizado.

As curvas de desempenho transitório normalizadas do controlador P sem compensação de delay podem ser traçadas devido à obtenção de expressões fechadas para o coeficiente de amortecimento (ζ), margem de fase (MF), tempo de acomodação (T_s) e máximo sobressinal (Mp) em função apenas do ganho proporcional e dos parâmetros da planta. Sendo assim, não há necessidade de realizar simulações ou de analisar as funções de transferência de malha fechada para cada um dos ganhos possíveis.

As expressões dos parâmetros de desempenho transitório em função do ganho são obtidas a partir dos polos complexos conjugados de malha fechada (10.2) e dos polos em malha fechada genéricos, definidos por ζ e ω_n . A função de transferência considerada para a planta é dada pela Equação (10.1), a qual foi apresentada no Apêndice B.

$$g_{iD}''(z) = \frac{T_a/L}{z^2 - z(1 - T_a R_L/L)} \quad (10.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{i(z)}{i_{ref}(z)} &= \frac{K_p \cdot g_{iD}''(z)}{1 + K_p \cdot g_{iD}''(z)} = \frac{K_p T_a/L}{z^2 - z(1 - T_a R_L/L) + K_p T_a/L} \\ z^2 - z(1 - T_a R_L/L) + K_p T_a/L &= 0 \\ z_{A1,2} &= \frac{1 - T_a R_L/L \pm j\sqrt{4K_p T_a/L - (1 - T_a R_L/L)^2}}{2} \end{aligned} \quad (10.2)$$

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -\omega_n \zeta \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \\ z_{B1,2} &= e^{sT_a} = \exp\left[(-\omega_n \zeta \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2})T_a\right] = \\ &= e^{-T_a \omega_n \zeta} \left[\cos\left(T_a \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}\right) + j \operatorname{sen}\left(T_a \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}\right) \right] \end{aligned} \quad (10.3)$$

Em seguida, obtêm-se as expressões para o módulo e para a fase do par de polos complexos conjugados $z_{A1,2}$:

$$|z_{A1,2}| = \sqrt{\left(\frac{1-T_a R_L/L}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{4K_p T_a/L - (1-T_a R_L/L)^2}}{2}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{\frac{(1-T_a R_L/L)^2 + 4K_p T_a/L - (1-T_a R_L/L)^2}{4}} = \sqrt{\frac{K_p T_a}{L}} \quad (10.4)$$

$$\angle z_{A1,2} = \arctan\left(\frac{\sqrt{4K_p T_a/L - (1-T_a R_L/L)^2}}{1-T_a R_L/L}\right) = \arctan\left(\sqrt{\frac{4K_p T_a/L}{(1-T_a R_L/L)^2} - 1}\right) =$$

$$= \arctan\left(\sqrt{\frac{4K_p T_a L}{(L-T_a R_L)^2} - 1}\right) \quad (10.5)$$

As expressões do módulo e da fase para o par de polos $z_{B1,2}$ são obtidas da mesma maneira:

$$|z_{B1,2}| = \sqrt{e^{-2T_a \omega_n \zeta} \cdot \cos^2\left(T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right) + e^{-2T_a \omega_n \zeta} \cdot \sin^2\left(T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right)} =$$

$$= \sqrt{e^{-2T_a \omega_n \zeta}} = e^{-T_a \omega_n \zeta} \quad (10.6)$$

$$\angle z_{B1,2} = \arctan\left(\frac{e^{-T_a \omega_n \zeta} \cdot \sin\left(T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right)}{e^{-T_a \omega_n \zeta} \cdot \cos\left(T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right)}\right) = \arctan\left[\tan\left(T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right)\right] \quad (10.7)$$

Como $T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$ pertence ao intervalo $(-\pi/2, \pi/2)$, $\angle z_{B1,2} = T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$

Igualando-se as expressões de módulo, obtém-se:

$$|z_{B1,2}| = |z_{A1,2}|$$

$$e^{-T_a \omega_n \zeta} = \sqrt{K_p T_a / L} \rightarrow e^{-2T_a \omega_n \zeta} = K_p T_a / L \rightarrow -2T_a \omega_n \zeta = \ln(K_p T_a / L) \quad (10.8)$$

$$\rightarrow T_a \omega_n \zeta = \frac{-\ln(K_p T_a / L)}{2}$$

Igualando-se as expressões de fase, obtém-se:

$$\begin{aligned} \angle z_{B1,2} &= \angle z_{A1,2} \\ T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} &= \arctan \left(\sqrt{\frac{4K_p T_a L}{(L-T_a R_L)^2} - 1} \right) \end{aligned} \quad (10.9)$$

Enfim, ao se dividir a igualdade de fase (10.9) pela igualdade de módulo (10.8), resulta-se numa expressão para o coeficiente de amortecimento em função do ganho proporcional:

$$\begin{aligned} \frac{T_a \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}{T_a \omega_n \zeta} &= \frac{\arctan \left(\sqrt{\frac{4K_p T_a L}{(L-T_a R_L)^2} - 1} \right)}{\frac{-\ln(K_p T_a / L)}{2}} = \frac{\arctan(\alpha)}{-\ln(\beta)/2} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} &= \sqrt{\frac{1}{\zeta^2} - 1} = \frac{\arctan(\alpha)}{-\ln(\beta)/2} \rightarrow \frac{1}{\zeta^2} = \frac{\arctan^2(\alpha) + \ln^2(\beta)/4}{\ln^2(\beta)/4} \rightarrow \\ \rightarrow \zeta &= \sqrt{\frac{\ln^2(\beta)}{4 \arctan^2(\alpha) + \ln^2(\beta)}} \\ \zeta &= \sqrt{\frac{\ln^2(K_p T_a / L)}{4 \arctan^2 \left(\sqrt{\frac{4K_p T_a L}{(L-T_a R_L)^2} - 1} \right) + \ln^2(K_p T_a / L)}} \end{aligned} \quad (10.10)$$

Para tornar a análise mais genérica, são definidos um ganho proporcional normalizado K_{ppu} e um período de amostragem normalizado T_{apu} :

$$K_{ppu} = \frac{K_p}{\omega L} = \frac{K_p}{k_L \cdot Z_{nom}}, \quad Z_{nom} = \frac{V_{nom}}{I_{nom}} \quad (10.11)$$

$$T_{apu} = \frac{\pi T_a}{T} \quad (10.12)$$

onde ω é a frequência base adotada em rad/s (60 Hz), k_L é a reatância em pu do indutor, Z_{nom} é a impedância nominal do conversor e T é o período da frequência base adotada (60 Hz).

Assim, a expressão de ζ é reescrita como:

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln^2(2K_{ppu}T_{apu})}{4 \arctan^2\left(\sqrt{\frac{8K_{ppu}T_{apu}}{(1-2T_{apu}/Q)^2}-1}\right) + \ln^2(2K_{ppu}T_{apu})}} \quad (10.13)$$

onde $Q = \omega L/R_L$ é o fator de qualidade do indutor de filtro.

A partir de ζ é possível calcular a margem de fase e o máximo sobressinal através das Equações (10.14) e (10.15), respectivamente (DORF; BISHOP, 2008).

$$MF(^{\circ}) = \tan^{-1}\left(2\zeta \sqrt{\frac{1}{\sqrt{4\zeta^4+1}-2\zeta^2}}\right) \quad (10.14)$$

$$Mp(\%) = 100 \cdot \exp\left(\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad (10.15)$$

A expressão para o tempo de acomodação é dada por (10.16). Através da relação (10.8), é possível escrever T_s em função de K_p . A expressão normalizada é apresentada em .

$$T_s(2\%) \approx \frac{4}{\omega_n \zeta} \quad (10.16)$$

$$\omega_n \zeta \approx \frac{4}{T_s} \rightarrow \frac{-\ln(K_p T_a/L)}{2T_a} \approx \frac{4}{T_s} \quad (10.17)$$

$$T_s = \frac{-8T_a}{\ln(K_p T_a/L)}$$

$$T_s = \frac{-8T_{apu}T}{\pi \ln(8T_{apu}K_{ppu})} \quad (10.18)$$

Com o objetivo de mostrar o comportamento dos parâmetros de interesse com a variação de K_{ppu} e de T_{apu} , traçaram-se as curvas da Figura 116. Admitiu-se $Q=10$, uma vez que indutores bem projetados costumam possuir $Q>10$ (MARTINZ, 2013). É possível observar que a frequência de amostragem tem grande influência sobre a variação de ζ com relação a K_{ppu} . Na menor frequência de amostragem (3

kHz), ζ varia de 1 a 0 na faixa de ganho de 1,9 a 8. Por outro lado, para 36 kHz, a mesma variação de ζ acontece na faixa de ganho de 23,8 a 96.

Figura 116 – Curvas de desempenho transitório em função do ganho proporcional normalizado para várias frequências de amostragem

Fonte: Elaborada pelo autor

APÊNDICE G

Estratégias de *anti-windup* para controladores PI e PR

Descrição da estratégia de anti-windup de congelamento do integrador e da estratégia de anti-windup para funções de transferência bipróprias. Apresentação das estratégias de anti-windup implementadas em código C.

Para este trabalho, utilizam-se duas estratégias de *anti-windup*: uma para os controladores PI e outra para os controladores PI com compensação de delay, PR e P+MR. A primeira consiste no congelamento da ação integral e a outra é uma estratégia específica para controladores com função de transferência biprópria (ordem do numerador igual à do denominador).

O *anti-windup* via congelamento da ação integral se baseia no método da integração condicional (ASTROM; HAGGLUND, 1995), o qual congela o integrador (zera a sua entrada) quando o sinal de saída do PI ultrapassar os limites pré-estabelecidos ($V_{\max}$ e $V_{\min}$). Essa estratégia é implementada ao dividir a operação do controlador PI em duas parcelas: a parcela integral e a parcela proporcional. Essa estrutura corresponde à representação do controlador em sua forma paralela. Cada uma das duas parcelas gera um esforço de controle próprio, sendo que o esforço de controle é dado pela soma desses dois sinais.

O *anti-windup* monitora o esforço de controle do ciclo de cálculo anterior. Quando esse sinal excede o limite de saturação do sistema (positivo ou negativo), o *anti-windup* é ativado e a entrada (sinal de erro) da parcela integral é zerada. Nessa condição, o controlador PI tem o seu esforço de controle integral congelado e atua como um controlador P até que a condição de saturação passe, evitando que ocorra a condição de *windup* do integrador.

Tabela 17 – *Anti-windup* via congelamento do integrador implementado em código C para o controlador PI Buso da malha de corrente

```
// PI na forma paralela com discretização Backwards
// Anti-Windup via congelamento do integrador

// Cálculo do erro
E = I_ref - I;

// Anti-windup
if(U[1] >= V_MAX || U[1] <= V_MIN) {
    E_I = 0;
} else {
    E_I = E;
```

```

}

// Cálculo do esforço de controle Proporcional
U_P = E * 62.83;

// Cálculo do esforço de controle Integral
U_I[0] = E_I * 1.257815946504647 + U_I[1];

// Cálculo do esforço de controle
U[0] = U_P + U_I[0];

// Atualização das variáveis
U[1] = U[0];
U_I[1] = U_I[0];

```

Fonte: Elaborada pelo autor

A Tabela 17 mostra a implementação em código C do PI Buso da Seção 3.1.3.1 com *anti-windup* via congelamento do integrador. Os sinais E , E_I e E_P correspondem ao erro, erro integral e erro proporcional. Os sinais U , U_I e U_P correspondem ao esforço de controle, esforço de controle integral e esforço de controle proporcional. A referência é dada pelo sinal I_{ref} e a saída pelo sinal I . Destaca-se que esta técnica pode ser utilizada com controladores PI independentemente do método de discretização utilizado.

O *anti-windup* para funções de transferência bipróprias é utilizado em diversos trabalhos (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2001; MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011; BOSIO et al., 2017; MCGRATH; HOLMES, 2017). O seu uso é interessante pelo fato de atuar simultaneamente sobre todos os integradores do controlador.

O diagrama de blocos da estratégia de *anti-windup* para funções de transferência bipróprias pode ser visto na Figura 117. Nesta análise, utilizam-se a notação e estrutura apresentadas no trabalho (MCGRATH; HOLMES, 2017).

Figura 117 – Diagrama de blocos do *anti-windup* para funções de transferência bipróprias

Fonte: Elaborada pelo autor

O sinal de entrada $e(z)$ do diagrama é o erro instantâneo, o sinal interno $\bar{e}(z)$ é o erro instantâneo realizável e o de saída $u(z)$ é o esforço de controle. $\bar{G}_c(z)$ e g_∞ correspondem à função de transferência original do controlador e são obtidos ao simplificar a função de transferência biprópria em uma parcela estritamente própria $\bar{G}_c(z)$ e uma parcela correspondente a um ganho g_∞ , como mostra a expressão (11.1). Outra característica necessária para o uso dessa técnica é que o controlador seja de fase mínima (não possua zeros fora do círculo unitário em tempo discreto ou não possua zeros no semi-plano direito em tempo contínuo).

$$G_c(z) = g_\infty + \bar{G}_c(z) \quad (11.1)$$

O *anti-windup* funciona ao garantir que os estados do controlador sejam alimentados sempre pelo erro realizável, ou seja, pelo erro que não causa a saturação do controlador. Ao fazer com que o controlador tenha como entrada um sinal que sempre respeite o limite de saturação do sistema, a condição de *windup* é evitada (MCGRATH; HOLMES, 2017).

A estratégia de *anti-windup* apresentada é interessante para o uso com controladores do tipo P+MR, pois atua sobre todas as parcelas ressonantes simultaneamente. O seu uso depende somente de que cada termo ressonante seja expresso em uma parcela estritamente própria. Essa estratégia também pode ser utilizada em controladores PI, como é realizado em (MCGRATH; PARKER; HOLMES, 2011). Por se tratar do caso mais complexo, serão apresentadas somente as expressões correspondentes ao controlador P+MR com compensação de fase.

Em (MCGRATH; HOLMES, 2017), apresentam-se as expressões para a parcela de ganho e a parcela estritamente própria para diversas formas do controlador P+MR (discretizado pelos métodos ZOH, Tustin, etc). Para este trabalho, adaptaram-se as expressões apresentadas em (MCGRATH; HOLMES, 2017) de modo a considerar a compensação de fase. Em (11.2) é apresentada a função de transferência em tempo contínuo para um termo ressonante com compensação de fase. O termo ressonante com compensação de fase discretizado pelo método Tustin com pre-warping é apresentado em (11.3). A parcela de ganho $g_{\infty h \text{ phase lead}}$ do

termo ressonante é apresentada em (11.4) e a parcela estritamente própria $\overline{R_{h \text{ phase lead}}}(z)$ é apresentada em (11.5).

$$R_{h \text{ phase lead}}(s) = K_{ih} \frac{s \cos(\phi_h) - h\omega_o \sin(\phi_h)}{s^2 + h^2 \omega_o^2} \quad (11.2)$$

$$R_{h \text{ phase lead}}(z) = R_{h \text{ phase lead}}(s) \Big|_{s=\frac{\omega_h}{\tan(\omega_h T_a/2)} \cdot \frac{z-1}{z+1}} = K' \frac{(\alpha - \beta)z^2 - 2\beta z - A - B}{z^2 - 2\gamma z + 1} \quad (11.3)$$

$$\left| \begin{array}{l} K' = \frac{K_{ih}}{h\omega_o} \sin(h\omega_o T_a / 2) \\ \alpha = \cos(\phi_h) \cos(h\omega_o T_a / 2) \\ \beta = \sin(\phi_h) \sin(h\omega_o T_a / 2) \\ \gamma = \cos(h\omega_o T_a) \end{array} \right.$$

$$g_{\infty h \text{ phase lead}} = K'(\alpha - \beta) \quad (11.4)$$

$$\overline{R_{h \text{ phase lead}}}(z) = K' \frac{(2\gamma\alpha - 2\gamma\beta - 2\beta)z - 2\alpha}{z^2 - 2\gamma z + 1} \quad (11.5)$$

Para o controlador P+MR com compensação de fase, temos que a sua função de transferência modificada para a implementação com *anti-windup* é dada por (11.6). Ressalta-se que a estrutura de controle paralela é mantida.

$$P + MR_{\text{phase lead}}(z) = K_p + \underbrace{\sum_h g_{\infty h \text{ phase lead}}}_{g_{\infty}} + \underbrace{\sum_h \overline{R_{h \text{ phase lead}}}(z)}_{\overline{G_c}(z)} \quad (11.6)$$

O diagrama de blocos da estratégia de *anti-windup* aplicada para o controlador P+MR com compensação de fase pode ser vista na Figura 118.

Figura 118 – Diagrama de blocos da implementação do anti-windup para funções de transferência bipróprias para o controlador P+MR com compensação de fase

Fonte: Elaborada pelo autor

A implementação em código C do controlador P+MR com compensação de fase da Seção 4.1.2 com a estratégia de *anti-windup* para funções de transferência bipróprias pode ser vista na Tabela 18. O sinal E corresponde ao erro, o sinal U ao esforço de controle, V_ref à referência de tensão e V à tensão de saída. Os sinais $aux1_aw$, $aux2_aw$ e $temp_1$ até $temp_13$ são sinais intermediários que correspondem aos sinais indicados na Figura 118.

Tabela 18 – *Anti-windup* para função de transferência biprópria implementado em código C para o controlador P+MR com compensação de fase da malha de tensão

```
// Controlador PR para 60 Hz e Múltiplos ressonantes com compensação
// de fase para as harmônicas 3,5,7,9,11,13
// Discretização Tustin com pre-warping
// Anti-windup para função de transferência biprópria

// Cálculo do erro
E = V_ref - V;

// Anti-windup - cálculo da variável intermediária aux1_aw
temp1[0] = aux2_aw[1] * 0.000649496081102839 - aux2_aw[2] * 0.000649576217708790
          + temp1[1] * 1.99975326496332 - temp1[2];

temp3[0] = aux2_aw[1] * 7.92870551367450e-05 - aux2_aw[2] * 7.93756160733634e-05
          + temp3[1] * 1.99777974992394 - temp3[2];

temp5[0] = aux2_aw[1] * 7.59539245947315e-05 - aux2_aw[2] * 7.61921707811258e-05
          + temp5[1] * 1.99383466746626 - temp5[2];

temp7[0] = aux2_aw[1] * 3.55545840746054e-05 - aux2_aw[2] * 3.57769639471754e-05
          + temp7[1] * 1.98792191091036 - temp7[2];

temp9[0] = aux2_aw[1] * 3.24581587446188e-05 - aux2_aw[2] * 3.28021412409975e-05
          + temp9[1] * 1.98004731543312 - temp9[2];

temp11[0] = aux2_aw[1] * 1.43905059478998e-05 - aux2_aw[2] * 1.46262677436788e-05
```



```

        + temp11[1] * 1.97021865230955 - temp11[2];

temp13[0] = aux2_aw[1] * 1.23096714489600e-05 - aux2_aw[2] * 1.26050602555648e-05
        + temp13[1] * 1.95844562124353 - temp13[2];

aux1_aw = temp1[0] + temp3[0] + temp5[0] + temp7[0]
        + temp9[0] + temp11[0] + temp13[0];

// Anti-windup - cálculo do esforço de controle
U = E * 0.0219155210452522 + aux1_aw;

// Anti-windup - limitação do esforço de controle
if(U >= I_MAX) {
    U = I_MAX;
}
else if(U <= I_MIN) {
    U = I_MIN;
}

// Anti-windup - cálculo da variável intermediária aux2_aw
aux2_aw[0] = (U - aux1_aw) * 45.6297615710415;

// Atualização das variáveis
temp1[2] = temp1[1];
temp3[2] = temp3[1];
temp5[2] = temp5[1];
temp7[2] = temp7[1];
temp9[2] = temp9[1];
temp11[2] = temp11[1];
temp13[2] = temp13[1];

temp1[1] = temp1[0];
temp3[1] = temp3[0];
temp5[1] = temp5[0];
temp7[1] = temp7[0];
temp9[1] = temp9[0];
temp11[1] = temp11[0];
temp13[1] = temp13[0];

aux2_aw[2] = aux2_aw[1];
aux2_aw[1] = aux2_aw[0];

```

Fonte: Elaborada pelo autor

APÊNDICE H

Plataforma conversora trifásica

Descrição da plataforma conversora trifásica utilizada nos ensaios experimentais deste trabalho.

A plataforma conversora trifásica utilizada neste trabalho como fonte trifásica programável é composta por:

- Dois módulos conversores em ponte completa (desenvolvidos no LEP-PEA-EPUSP, com participação do autor);
- Uma placa de condicionamento de sinais (desenvolvida no LEP-PEA-EPUSP) com o DSP TMS320F28335 da Texas Instruments (controlCard TMDSCNCD28335);
- Três placas de medição de corrente (desenvolvidas no LEP-PEA-EPUSP), cada uma com dois sensores de corrente de efeito Hall modelo LA 25-NP da LEM;
- Duas placas de medição de tensão (desenvolvidas no LEP-PEA-EPUSP), cada uma com dois sensores de tensão de efeito Hall modelos LV 25-P da LEM;
- Quatro indutores de valor $L=5\text{ mH}$ e $R_L=0,076\ \Omega$;
- Três capacitores de valor $C=4\ \mu\text{F}$;
- Fonte de tensão do link CC composta por retificador trifásico, transformador trifásico e auto-transformador trifásico;
- Fontes de tensão para os circuitos eletrônicos e dispositivos de proteção.

A plataforma conversora trifásica é utilizada no LEP-PEA-EPUSP por ser uma base conhecida e validada para a implementação de experimentos nos trabalhos de pesquisa do grupo. Os componentes descritos podem ser observados na Figura 119. A plataforma conversora trifásica da também foi utilizada anteriormente como base para a implementação de uma fonte trifásica programável em (FEITOSA; HAYASHI, 2015).

Os módulos conversores são compostos por uma placa de disparo dos transistores e uma placa de potência. São utilizados transistores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) modelo G4PC50UD da International Rectifier, os quais suportam até 600 V, 27 A e 40 kHz de frequência de chaveamento. Os IGBTs são

acionados através de gate-drivers modelo HCPL-316J da Avago, os quais são alimentados por fontes CC isoladas de ± 15 V modelo DCP010515D da Burr-Brown. O dead-time das chaves é implementado via software.

Figura 119 – Foto da plataforma conversora trifásica utilizada para os ensaios experimentais

Fonte: Elaborada pelo autor

As placas de medição de corrente são utilizadas na medição das três correntes de saída do conversor e das três correntes de carga. As placas de medição de tensão são utilizadas nas três tensões de saída e na tensão do link CC.

A placa de condicionamento de sinais é responsável por receber os 10 sinais analógicos vindos das placas de medida, adequando-os aos níveis de tensão dos ADCs do DSP. Além disso, é responsável por enviar os sinais de PWM gerados pelo DSP para os módulos conversores. A frequência de amostragem utilizada para este trabalho é de 24 kHz, a frequência de PWM é de 12 kHz e o dead-time empregado é igual a 400ns. A comunicação do computador com o DSP é feita através de um cabo de programação JTAG (*Joint Test Action Group*) e por um módulo de comunicação serial via Bluetooth. A programação e depuração (incluindo a leitura de dados internos do DSP como o erro instantâneo) são realizadas via o cabo JTAG, enquanto que a recepção das referências de tensão é realizado através do módulo Bluetooth.

A tensão e corrente nominais deste trabalho são 127 V_{ef} e 5 A_{ef}, valores os quais estão condizentes com a estrutura da plataforma conversora. Dessa forma, a impedância nominal é igual a 25,4 Ω .

Com base nos valores nominais e nas frequências empregadas, foi realizada a escolha dos valores dos indutores e capacitores de acordo com (MARTINZ, 2007). Tipicamente, a impedância do indutor de filtro possui um valor entre 10 e 20% da impedância nominal. No caso do capacitor de filtro, a admitância possui valor de 10 a 20% da admitância nominal. O uso de valores próximos a essa faixa permite que a tensão na carga seja pouco afetada pela queda de tensão no indutor e que a corrente do inversor seja pouco afetada pela corrente que circula no capacitor.

Os valores escolhidos fornecem valores de 7,4% da impedância nominal para o indutor e 3,8% da admitância nominal para o capacitor, resultando numa frequência de corte igual a 1,125 kHz. Para este caso, o valor da indutância foi determinado de acordo com a disponibilidade. O valor da capacitância escolhido resulta numa admitância menor que a usual, porém foi escolhido com o objetivo de posicionar a frequência de corte acima das frequências de interesse e cerca de uma década abaixo da frequência de chaveamento.

Como o objetivo deste trabalho não está relacionado ao estudo de técnicas de controle do link CC do conversor, foi empregada uma fonte composta por um retificador trifásico. O ajuste do nível de tensão é feito manualmente através do auto-transformador trifásico. A tensão de link CC é monitorada pelo DSP de modo que o PWM seja modulado sempre de acordo com o nível instantâneo da tensão, além de ser utilizada para fins de proteção via software.

O trabalho também não tem como foco a ligação do conversor trifásico à rede elétrica. Desta forma, a saída do conversor sempre é ligada a uma carga. Nos testes realizados na Seção 4.2.5 são empregadas cargas resistivas e uma carga não-linear composta por um retificador monofásico com filtro LC ($L=5$ mH, $C=880$ μ F e carga de 220 Ω). As cargas utilizadas na montagem experimental podem ser vistas na Figura 120.

Figura 120 – Foto da plataforma conversora trifásica – Cargas utilizadas para os ensaios experimentais

Fonte: Elaborada pelo autor

APÊNDICE I

Projeto do controlador PR através da frequência de cruzamento e do tempo de acomodação (BUSO; MATTAVELLI, 2006)

Descrição do projeto do controlador PR descrita em (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Projeto do ganho proporcional através da frequência de cruzamento desejada. Projeto do ganho integral através do tempo de acomodação aproximado desejado.

O projeto dos ganhos proporcional e integral do controlador PR pode ser feito a partir da frequência de cruzamento e do tempo de acomodação desejados, respectivamente (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

O projeto do ganho proporcional é o mesmo utilizado para o projeto do controlador PI também descrito em (BUSO; MATTAVELLI, 2006), utilizando-se da condição de módulo do sistema na frequência f_c desejada.

O projeto do ganho integral é dado pela expressão (12.1) (BUSO; MATTAVELLI, 2006), a qual depende de K_p e do tempo de acomodação t_r desejado.

$$K_{i1} = 4,4 \frac{K_p}{t_r} \quad (12.1)$$

A expressão (12.1) é obtida ao analisar o diagrama de blocos da Figura 121. A função de transferência $g_v(s)$ representa a planta equivalente simplificada. São desconsideradas as perturbações do sistema.

Figura 121 – Diagrama de blocos simplificado da malha de tensão com controlador PR

Fonte: Elaborada pelo autor

Na análise realizada em (BUSO; MATTAVELLI, 2006), admite-se uma estrutura de controle com duas malhas: uma correspondente ao ganho proporcional e outra correspondente à parcela ressonante. Ao fechar a malha do ganho

proporcional, a função de transferência a ser compensada pela parcela ressonante pode ser descrita por (12.2).

$$g_{vo}(s) = \frac{m_i(s)}{e_v(s)} = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{K_p g_v(s)}{\underbrace{1 + K_p g_v(s)}_{W(s)}} \quad (12.2)$$

Do ponto de vista do referencial girante $dq0$, a parcela ressonante pode ser vista como sendo igual a $K_{il}/2s$ (um ressonante no referencial abc equivale a dois PIs no referencial $dq0$ (BUSO; MATTAVELLI, 2006)). Ainda, assumindo que $W(s)$ pode ser aproximado por um ganho unitário em ω_o , pode-se aproximar o comportamento do sistema pelo de um sistema de primeira ordem com constante de tempo igual a $2K_p/K_{il}$:

$$\frac{v(s)}{v_{ref}(s)} \stackrel{\text{No referencial } dq0}{\approx} \frac{\frac{K_{il}}{2s} \cdot \frac{1}{K_p}}{1 + \frac{K_{il}}{2s} \cdot \frac{1}{K_p}} = \frac{1}{s(2K_p/K_{il}) + 1} \quad (12.3)$$

Assim, no referencial $dq0$, o tempo de subida de 10 a 90% para o rastreamento de um sinal de referência do tipo degrau é dado por (12.4), expressão que pode ser convertida na expressão (12.1) do ganho integral. Visto pelo referencial abc , o tempo de subida pode ser encarado (de maneira aproximada) como o tempo de acomodação do controlador PR a um sinal senoidal de frequência ω_o (considerando que o ganho integral não torna o sistema pouco amortecido).

$$t_r \cong 2,2 \cdot \tau = 2,2 \frac{2K_p}{K_{il}} = 4,4 \frac{K_p}{K_{il}} \quad (12.4)$$

Para o controlador PR empregado na Seção 4.1.2.1 ($K_p=0,0215$ e $K_{il}=15,5905$), tem-se uma frequência de cruzamento $f_c=900$ Hz e um tempo de acomodação de aproximadamente 6 ms para a planta equivalente simplificada.

A Figura 122 mostra o erro de rastreamento instantâneo do controlador PR. Nota-se que o erro se torna aproximadamente nulo em torno de 6 ms. Dessa forma, é possível validar o projeto do ganho integral do controlador PR da malha de tensão através do tempo de acomodação desejado. O trabalho (VIDAL et al., 2013), que avalia técnicas de projeto para controladores PR na malha de corrente, afirma que o

projeto do ganho integral via tempo de acomodação só é válido para um ganho pequeno. Em outras palavras, vale apenas para tempos de acomodação considerados grandes (em relação ao que é esperado de uma malha de corrente) e não é recomendado caso se deseje otimizar o desempenho do controlador PR.

Figura 122 – Erro de rastreamento instantâneo do controlador PR

Fonte: Elaborada pelo autor

REFERÊNCIAS

- AMA, N. R. N. et al. Phase-Locked Loop Based on Selective Harmonics Elimination for Utility Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 144–153, 2013.
- AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 2, p. 311–318, mar. 1997.
- ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design and Tuning**. [s.l.] Instrument Society of America, 1995.
- BARDEN, A. T.; PEREIRA, L. F. A. Robust control design of multiple resonant controllers applied to three-phase UPS inverter under unbalanced and nonlinear loads. In: IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, **Anais...** In: IECON 2015 - 41ST ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. nov. 2015.
- BLASKO, V. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 3, p. 756–764, maio 1997.
- BOSIO, F. de et al. Discrete-Time Domain Modeling of Voltage Source Inverters in Standalone Applications: Enhancement of Regulators Performance by Means of Smith Predictor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 8100–8114, out. 2017.
- BOTTERON, F. et al. Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications. In: Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248), **Anais...** In: CONFERENCE RECORD OF THE 2001 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE. 36TH IAS ANNUAL MEETING (CAT. NO.01CH37248). set. 2001.
- BOTTERON, F. et al. On the space vector modulation and limiting algorithms for three-phase four-leg voltage source inverter in abc coordinates. In: IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, **Anais...** In: IEEE 2002 28TH ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. IECON 02. nov. 2002.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. [s.l.] Morgan & Claypool, 2006.
- CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H. Three-phase Four-Wire Shunt Active Filter to Reduce Voltage and Current Distortions in Distribution Systems. In: IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, **Anais...** In: IECON 2006 - 32ND ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS. nov. 2006.
- CARBALLO, R. E. et al. Design approach of discrete-time resonant controllers for uninterruptible power supply applications through frequency response analysis. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 15, p. 2871–2879, 2016.

CHOI, J.-H.; KIM, B.-J. Improved digital control scheme of three phase UPS inverter using double control strategy. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, **Anais...** In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1997. APEC '97 CONFERENCE PROCEEDINGS 1997., TWELFTH ANNUAL. fev. 1997.

CHUDOUNG, N.; SANGWONGWANICH, S. A Simple Carrier-Based PWM Method For Three-Phase Four-Leg Inverters Considering All Four Pole Voltages Simultaneously. In: 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, **Anais...** In: 2007 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS. nov. 2007.

CORREA, M. B. de R. et al. A General PWM Strategy for Four-Switch Three-Phase Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1618–1627, nov. 2006.

COSTA, B. L. et al. Tuning of a PI-MR Controller Based on Differential Evolution Metaheuristic Applied to the Current Control Loop of a Shunt-APF. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. PP, n. 99, p. 1–1, 2017.

DONG, G.; OJO, O. Current Regulation in Four-Leg Voltage-Source Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 4, p. 2095–2105, ago. 2007.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern Control Systems**. [s.l.] Prentice Hall, 2008.

ESCOBAR, G. et al. Repetitive-Based Controller for a UPS Inverter to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 504–510, fev. 2007.

FEITOSA, A. E.; HAYASHI, P. H. I. **Fonte de tensão CA trifásica de potência com formas de onda programáveis**. 2015. USP, São Paulo, 2015.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1 set. 1976.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001.

GOLESTAN, S. et al. Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 29, n. 6, p. 2750–2763, jun. 2014.

GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. **Control System Design**. [s.l.] Prentice Hall, 2001.

HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 1, p. 49–61, jan. 1999.

HAYASHI, P. H. I.; MATAKAS, L. Decoupled stationary ABC frame current control of three-phase four-leg four-wire converters. In: 2017 Brazilian Power Electronics

Conference (COBEP), **Anais...** In: 2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP). nov. 2017.

HOLMES, D. G. The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 5, p. 1122–1129, set. 1996.

HOLMES, D. G. et al. Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 11, p. 2417–2426, nov. 2009.

INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMISSION. IEC 61000-2-2: electromagnetic compatibility (EMC) - part 2-2: environment - compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems. . Genebra 2002, p. 57.

INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMISSION. IEC 62040-3: uninterruptible power systems (UPS) - part 3: method of specifying the performance and test requirements. . Genebra 2011, p. 214.

JACOBINA, C. B. et al. Vector and scalar control of a four switch three phase inverter. In: , Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95, **Anais...** In: , CONFERENCE RECORD OF THE 1995 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1995. THIRTIETH IAS ANNUAL MEETING, IAS '95. out. 1995.

KIM, J.-H.; SUL, S.-K. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 66–75, jan. 2004.

KIM, J.-S.; SUL, S.-K. A Novel Voltage Modulation Technique of the Space Vector PWM. **IEEJ Transactions on Industry Applications**, v. 116, n. 8, p. 820–825, 1996.

LIU, C. et al. Four-legged converter 3-D SVM scheme over-modulation study. In: APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058), **Anais...** In: APEC 2000. FIFTEENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (CAT. NO.00CH37058). 2000.

LOH, P. C.; HOLMES, D. G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 2, p. 644–654, mar. 2005.

LU, M. et al. Graphical Evaluation of Time-Delay Compensation Techniques for Digitally Controlled Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2601–2614, mar. 2018.

MACCARI, L. A. et al. LMI-Based Control for Grid-Connected Converters With LCL Filters Under Uncertain Parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, jul. 2014.

MARTINZ, F. O. **Estudo de estratégias de rastreamento da corrente e da tensão de saída CA de um conversor do tipo fonte de tensão**. 2007. Universidade de São Paulo, 2007. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-08012008-142647/>>. Acesso em: 2 maio. 2016.

MARTINZ, F. O. **Estudo de técnicas de controle de corrente CA em conversores VSC-PWM em sistema de coordenadas estacionárias ABC**. 2013. Universidade de São Paulo, 2013.

MARTINZ, F. O. et al. Optimized tuning method of stationary frame Proportional Resonant current controllers. In: 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), **Anais...** In: 2014 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC-HIROSHIMA 2014 - ECCE ASIA). maio 2014.

MATAKAS JR, L.; MASADA, E. An instantaneous optimum PWM and its comparison to the space vector and regular sampling methods. In: National Conference of the IEEJ, 1994, Japan. **Anais...** In: NATIONAL CONFERENCE OF THE IEEJ. Japan: 1994.

MATAKAS JUNIOR, L. **Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas: análise geométrica através de vetores espaciais**. 2012. Universidade de São Paulo, 2012. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/livredocencia/3/tde-18052012-163756/>>. Acesso em: 2 maio. 2016.

MATAKAS JUNIOR, L.; SILVA JUNIOR, W. P.; GIARETTA, A. R. Minimizing Current Ripple in 3-phase, 4-wire, voltage source converter by injection of an optimal zero sequence signal. In: Ninth Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 07), Blumenau - Santa Catarina (SC) - Brazil. **Anais...** In: NINTH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP 07). Blumenau - Santa Catarina (SC) - Brazil: set. 2007.

MATTAVELLI, P. Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 864–872, 2001.

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, 2004.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Accurate state space realisations of resonant filters for high performance inverter control applications. In: 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), **Anais...** In: 2016 IEEE 2ND ANNUAL SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (SPEC). dez. 2016.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Anti-windup control for stationary frame current regulators using digital conditioning architectures. In: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), **Anais...** In: 2017 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE). out. 2017.

MCGRATH, B. P.; PARKER, S. G.; HOLMES, D. G. High performance stationary frame AC current regulation incorporating transport delay compensation. In: Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, **Anais...** In: PROCEEDINGS OF THE 2011 14TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS. ago. 2011.

MCGRATH, B. P.; TEIXEIRA, C. A.; HOLMES, D. G. Precision State Space Resonant Filter Structures for Digital Fixed-Point Converter Control Systems. In: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), **Anais...** In: 2018 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE). set. 2018.

NAIDU, S. R.; FERNANDES, D. A. Dynamic voltage restorer based on a four-leg voltage source converter. **Transmission Distribution IET Generation**, v. 3, n. 5, p. 437–447, maio 2009.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. 2nd ed ed. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall, 1995.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 4th. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2001.

OTA, J. I. Y. et al. 3-D Space Vector PWM implementation for Four-Leg Voltage Source Inverter. In: XI Brazilian Power Electronics Conference, **Anais...** In: XI BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE. set. 2011.

PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies - A Systematic Robust Control Design Approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, mar. 2014.

PEYTON JONES, J. C.; ATHERTON, D. P. Towards a Better Interpretation of Root Locus Diagrams. **IFAC Proceedings Volumes**, 4th IFAC Symposium on Advances in Control Education (ACE'97), Istanbul, Turkey, 14-16 July, 1997. v. 30, n. 12, p. 249–254, 1 jul. 1997.

PICHAN, M.; RASTEGAR, H.; MONFARED, M. Deadbeat Control of the Stand-Alone Four-Leg Inverter Considering the Effect of the Neutral Line Inductor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 4, p. 2592–2601, abr. 2017.

PRASAD, V. H.; BOROJEVIC, D.; ZHANG, R. Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg voltage source inverter. In: Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference, **Anais...** In: PROCEEDINGS OF APEC 97 - APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE. fev. 1997.

QUINN, C. A.; MOHAN, N. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, **Anais...** In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1992. APEC '92. CONFERENCE PROCEEDINGS 1992., SEVENTH ANNUAL. fev. 1992.

QUINN, C. A.; MOHAN, N.; MEHTA, H. A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems. In: Proceedings

Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, **Anais...** In: PROCEEDINGS EIGHTH ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, mar. 1993.

REYES, M. et al. Enhanced Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Controller for Unbalanced Grid-Voltage Conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 9, p. 3934–3943, set. 2012.

RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, dez. 1999.

SAGAN, C. **Bilhões e bilhões reflexões sobre vida e morte na virada do milênio**. São Paulo: Companhia das Letras, 1998.

SILVA JUNIOR, W. P. **Conversores do tipo fonte de tensão trifásico com quatro fios: proposta de implementação e estratégia de modulação por largura de pulso**. 2007. Universidade de São Paulo, 2007. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-09012008-154858/>>. Acesso em: 2 maio. 2016.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 750–762, set. 2006.

VECHIU, I. et al. Digital control of a three-phase four-leg inverter under unbalanced voltage conditions. In: 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, **Anais...** In: 2007 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS. set. 2007.

VECHIU, I.; CUREA, O.; CAMBLONG, H. Transient Operation of a Four-Leg Inverter for Autonomous Applications With Unbalanced Load. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 2, p. 399–407, fev. 2010.

VIDAL, A. et al. Assessment and Optimization of the Transient Response of Proportional-Resonant Current Controllers for Distributed Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1367–1383, abr. 2013.

VILLALVA, M. G.; RUPPERT, F. 3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters. In: 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), **Anais...** In: 2004 IEEE 35TH ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (IEEE CAT. NO.04CH37551). jun. 2004.

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, jul. 2010.

YEPES, A. G. et al. High-Performance Digital Resonant Controllers Implemented With Two Integrators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 563–576, fev. 2011a.

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. 2011b.

YEPES, A. G. et al. Evaluation of Techniques for Cross-Coupling Decoupling Between Orthogonal Axes in Double Synchronous Reference Frame Current Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 7, p. 3527–3531, jul. 2014.

ZHANG, R. et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 3, p. 314–326, maio 2002.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 814–822, maio 2003.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 601–610, mar. 2001.