FERNANDO ORTIZ MARTINZ

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE RASTREAMENTO DA
CORRENTE E DA TENSÃO DE SAÍDA CA DE UM
CONVERSOR DO TIPO FONTE DE TENSÃO

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

São Paulo
2007

FERNANDO ORTIZ MARTINZ

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE RASTREAMENTO DA
CORRENTE E DA TENSÃO DE SAÍDA CA DE UM
CONVERSOR DO TIPO FONTE DE TENSÃO

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

Área de concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr.

São Paulo
2007

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

São Paulo, 24 de outubro de 2007.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Martinz, Fernando Ortiz

Estudo de estratégias de rastreamento da corrente e da tensão de saída CA de um conversor do tipo fonte de tensão / F.O. Martinz. -- ed.rev. -- São Paulo, 2007.

161 p.

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

1.Eletrônica de potência 2.Controle de conversores de potência I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

A meus pais

AGRADECIMENTOS

Aos professores do Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP) da EPUSP pelo aprendizado, pela confiança e companheirismo.

Ao Prof. Dr. Walter Kaiser, pelas cobranças e pela mania de interromper suas atividades para auxiliar os alunos.

Ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr., pelas idéias, pela persistência e realimentação positiva.

Ao Prof. Dr. Wilson Komatsu, pelas críticas precisas, conselhos e revisões.

Ao Prof. Dr. Ricardo Paulino Marques, pelo auxílio na teoria de controle.

Aos amigos Mauricio, Marco e Antonio, pela ajuda nos desenhos, na programação e pelo tempo que trabalhamos juntos.

Aos colegas do GAGTD, CPFL e Expertise, pela oportunidade de trabalhar com pesquisa aplicada.

À Tatiana, pelo apoio, paciência e compreensão.

RESUMO

Este trabalho apresenta algumas estratégias de controle das malhas de rastreamento de tensão e corrente no lado CA de conversores do tipo fonte de tensão com filtro L ou LC. A topologia escolhida para o controle de tensão CA do inversor é a de duas malhas de controle em cascata: malha de tensão e malha de corrente, sendo esta última mais interna no sistema de controle.

A metodologia de trabalho utilizada consiste na modelagem do sistema (sistema controlado e controladores), ajuste dos parâmetros do controlador, simulação computacional do sistema “inversor + controlador”, implementação de alguns controladores propostos utilizando um DSP e testes em um sistema real com inversor.

O estudo das técnicas de controle concentra-se inicialmente na estratégia de realimentação de dois estados no domínio de tempo contínuo, evoluindo para estratégias em tempo discreto que consideram o atraso na atuação do inversor devido ao tempo de cálculo do algoritmo de controle. Em tempo discreto, são analisados controladores preditivos para as malhas de tensão e corrente, bem como o emprego de controladores Proporcional-Integral (PI) na malha de tensão. Os dois últimos controladores são testados em um inversor PWM de baixa potência para diversos tipos de carga, com tensão de referência de inversor senoidal em 60Hz e referência contendo harmônicas.

ABSTRACT

This work presents some control strategies to achieve voltage and current tracking at the AC side of Voltage Source Converters with L or LC output filters. The topology of voltage control is the Multi-loop control with two loops: Voltage (outer loop) and Current Loop (inner loop).

The proposed methodology consists in modeling the control system (plant and controllers), tuning of the controller parameters, simulating the complete system including inverter and controller, implementation of the proposed control strategies on a Digital Signal Processor (DSP) and tests in a power converter. The thesis is initially focused on a state variable continuous time controller with two states and then discrete-time strategies which consider the actuation delay due to the time required to evaluate the control algorithm are studied. In these discrete-time models, predictive controllers in voltage and current loops are analyzed, as well as the use of Proportional- Integral (PI) controllers in the Voltage Loop. These two last control topologies are tested in a low-power inverter for several load conditions with sinusoidal 60Hz inverter reference voltage and with harmonic distortion in the inverter reference voltage.

SUMÁRIO

RESUMO	v
ABSTRACT	vi
SUMÁRIO	vii
LISTA DE ABREVIATURAS	xi
LISTA DE SÍMBOLOS	xiii
LISTA DE FIGURAS	xx
LISTA DE TABELAS	xxv
INTRODUÇÃO	1
1. MODELAGEM DO SISTEMA CONTROLADO	8
1.1. MODELAGEM EM TEMPO CONTÍNUO.....	9
1.2. MODELAGEM EM TEMPO DISCRETO.....	12
1.2.1. MODELO COM MÉTODO APROXIMADO DE DISCRETIZAÇÃO.....	13
1.3. COMENTÁRIOS SOBRE O SISTEMA CONTROLADO.....	14
2. REVISÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	16
2.1. CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI).....	16
2.1.1. ANTI- <i>WINDUP</i>	18
2.1.2. MÉTODOS DE AJUSTE.....	20
2.2. CONTROLADOR DEADBEAT.....	21
2.3. CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO.....	22
2.4. CONTROLE POR HISTERESE.....	24
2.5. CONTROLE EM CASCATA.....	26

3. DISCUSSÕES SOBRE CONTROLADORES ESTUDADOS	28
3.1.CRITÉRIOS DE DESEMPENHO.....	28
3.2.REALIMENTAÇÃO DE DOIS ESTADOS (R2E).....	30
3.2.1. ANÁLISE DA MALHA DE CORRENTE INTERNA.....	32
3.2.2. MALHA DE TENSÃO.....	34
3.2.3. SELEÇÃO DOS PARÂMETROS DE CONTROLE.....	37
3.2.4. INCLUSÃO DO ATRASO E INFLUÊNCIA DA AMOSTRAGEM.....	43
3.3.REALIMENTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS CONSIDERANDO O ATRASO DE ATUAÇÃO (R3EA).....	46
3.3.1. INCLUSÃO DA CARGA NO SISTEMA DE CONTROLE.....	48
3.3.2. INCLUSÃO DO ATRASO DE CÁLCULO NO SISTEMA DE CONTROLE.....	49
3.3.3. COMPENSAÇÃO DE PERTURBAÇÃO NA MALHA DE CORRENTE.....	51
3.3.4. AJUSTE DO CONTROLADOR DE REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS.....	52
3.3.5. OBSERVAÇÕES GERAIS SOBRE CONTROLADORES COM REALIMENTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS COM ATRASO.....	58
3.4.CONTROLE PREDITIVO.....	58
3.4.1. MALHA DE CORRENTE COM ATRASO DE DOIS PERÍODOS DE AMOSTRAGEM.....	60
3.4.2. OBSERVAÇÕES SOBRE OS CONTROLADORES PREDITIVOS PROPOSTOS.....	63
3.5.MALHA DE TENSÃO COM CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MALHA DE CORRENTE DEADBEAT.....	64
3.5.1. SELEÇÃO DOS GANHOS DO CONTROLADOR PI.....	64

3.5.2. COMPENSAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA.....	70
3.5.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	72
3.5.4. OBSERVAÇÕES SOBRE CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MALHA DE CORRENTE DEADBEAT.....	84
4. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	85
APÊNDICE A - INVERSOR DO TIPO FONTE DE TENSÃO CHAVEADO COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM).....	89
APÊNDICE B - DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA DO INVERSOR PWM.....	94
APÊNDICE C - DESENVOLVIMENTO DE EXPONENCIAL DE MATRIZES PARA O SISTEMA CONTROLADO E MODELO COM APROXIMAÇÃO EXATA.....	97
APÊNDICE D - EQUIVALÊNCIA ENTRE SISTEMA DE CONTROLE DE INVERSOR COM DUAS MALHAS EM CASCATA COM GANHOS PROPORCIONAIS E UM SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO DE DOIS ESTADOS.....	100
APÊNDICE E - LIMITAÇÃO DO GANHO PROPORCIONAL DA MALHA DE CORRENTE DO SISTEMA COM REALIMENTAÇÃO DE DOIS ESTADOS.....	101
APÊNDICE F - APROXIMAÇÃO DA FUNÇÃO DERIVADA.....	107

APÊNDICE G - CÁLCULO DE GANHOS DO SISTEMA R2E PELA FÓRMULA DE ACKERMANN.....	108
APÊNDICE H - DESENVOLVIMENTO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA FECHADA – CONTROLADOR PI NA MALHA DE TENSÃO, CONTROLADOR DEADBEAT NA MALHA DE CORRENTE E COMPENSAÇÃO DE PERTURBAÇÃO.....	109
APÊNDICE I – APLICAÇÃO EM COMPENSADOR SÉRIE.....	119
APÊNDICE J – MALHAS AUXILIARES DE CONTROLE DO CONVERSOR.....	123
REFERÊNCIAS.....	127

LISTA DE ABREVIATURAS

C – Capacitor

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

CSI – Current Source Inverter

DFT – Discrete Fourier Transform

DSP – Digital Signal Processor

DVR – Dynamic Voltage Restorer

FACTS - Flexible Alternating Current Transmission Systems

IAE – Integral of Absolute Error

IEEE - The Institute of Electrical and Electronics Engineers

ISA–The Instrumentation, Systems and Automation Society

ISE – Integral of Squared Error

ITAE – Integral of Time multiplied by Absolute Error

HVDC – High-Voltage Direct Current

L – Indutor

P – Proporcional

PI - Proporcional Integral

PID - Proporcional-Integral-Derivativo

PIS - Proporcional-Integral-Senoidal

PLL – Phase Locked Loop

PWM – Pulse Width Modulation

R2E – Realimentação de Dois Estados

R3EA – Realimentação de Três Estados com Atraso

SISO - Single Input – Single Output

THD – Total Harmonic Distortion

UPS – Uninterruptable Power Supply

V – Tensão

VSI – Voltage Source Inverter

VTCD - Variações de Tensão de Curta Duração

ZOH - Zero Order Hold

LISTA DE SÍMBOLOS

$i_{ref}(t)$	corrente instantânea de referência do indutor de filtro
$v_{ref}(t)$	tensão instantânea de referência do capacitor de saída
$i_L(t)$	corrente instantânea de indutor de filtro de saída
$v_{cap}(t)$	tensão instantânea de capacitor do filtro de saída
$v_{refinv}(t)$	tensão instantânea de referência do inversor
$v_{inv}(t)$	tensão instantânea de saída do inversor
C_f	capacitor ou capacitância de filtro de saída
L_f	indutor ou indutância de filtro de saída
$\overline{v_{inv}(t)}$	média local da tensão de saída do inversor
k_{inv}	ganho da fonte vinculada à tensão do inversor
$i_{c\ arg\ a}(t)$	corrente instantânea de carga
$\overline{i_L(t)}$	média local da corrente de indutor de filtro de saída
$\overline{v_{cap}(t)}$	média local da tensão de capacitor de filtro de saída
$\overline{i_{c\ arg\ a}(t)}$	média local da corrente de carga
T_a	período de amostragem
$v_{cap}(k)$	k-ésimo valor de tensão de capacitor de filtro de saída
$i_L(k)$	k-ésimo valor de corrente de indutor de filtro
$i_{c\ arg\ a}(k)$	k-ésimo valor de corrente de carga

f_a	frequência de amostragem
ω_f	frequência de ressonância do filtro de saída
$\mathbb{G}$	matriz de controlabilidade
$H_{PI}(s)$	função de transferência do controlador PI em domínio contínuo
$Y_{PI}(s)$	sinal de saída do controlador PI, domínio contínuo
$E_{PI}(s)$	sinal de entrada do controlado PI, domínio contínuo
k_p	ganho proporcional do PI
k_I	ganho integral do PI
$Y_p(s)$	sinal de saída relativa à ação proporcional do PI, domínio contínuo
$Y_I(s)$	sinal de saída relativa à ação integral do PI, domínio contínuo
$y_I(k)$	k-ésima saída relativa à ação integral do PI
$Y_I(z)$	sinal de saída relativa à ação integral do PI, domínio discreto
$E_{PI}(z)$	sinal de entrada relativa à ação integral do PI, domínio discreto
$e_{PI}(k)$	k-ésima entrada do PI
$y_p(k)$	k-ésima saída relativa à ação proporcional do PI
$y_{PI}(k)$	k-ésima saída relativa do PI
y_{PIMAX}, y_{PMAX}	limites fixos do anti-windup
$L(k)$	limite variável do anti-windup
$H_{PIS}(s)$	função de transferência do controlador PIS em domínio contínuo
$G(s)$	função de transferência do sistema controlado em domínio contínuo

$G_C(s)$	função de transferência do controlador em domínio contínuo
$G_{MF}(s)$	função de transferência do sistema de controle em malha fechada
k_s	ganho do modelo interno senoidal
ω	frequência angular
ω_s	frequência angular de perturbação CA do sistema de controle
ε	erros, desvios
B	faixa de tolerância, controlador por histerese
$\bar{S}, \bar{S}, S1, S4, \bar{S}4, S3, S2, \bar{S}2$	sinais lógicos de chaveamento
k_{MI}	ganho proporcional da malha de corrente, controle R2E
τ_i	constante de tempo da malha de corrente, sistema R2E
k_{MV}	ganho proporcional da malha de tensão, controle R2E
$V_{CAP}(s)$	tensão de capacitor de filtro de saída, domínio contínuo
$V_{REF}(s)$	tensão de referência da malha de tensão, domínio contínuo
$I_{CARGA}(s)$	corrente de carga, domínio contínuo
f_{TRI}	frequência da portadora triangular
$P(s)$	função compensação de perturbação, domínio contínuo
$Y_D(s)$	função derivada, domínio contínuo
k_D	ganho da função derivada, domínio contínuo
ω_D	frequência angular do pólo da função derivada modificada
ξ	coeficiente de amortecimento

ω_n	freqüência natural
τ_t	tempo total de atraso de computação e atuação
$H_{zoh}(s)$	função de transferência de amostrador de ordem zero
$H_d(s)$	função de transferência de atraso de computação e de atuação
$H_{cv}(s)$	função de transferência do controlador de tensão
$H_{ci}(s)$	função de transferência do controlador de corrente
k	ganho da realimentação de tensão do inversor
Σ	modelo genérico de planta
Σ'	modelo fictício de planta
$v_{ref}(k)$	k-ésimo valor de tensão de referência do inversor
$i_{ref}(k)$	corrente de referência do indutor de filtro
α	variação da indutância real em relação à indutância modelada no controlador
	<i>deadbeat</i>
$I_L(z)$	corrente de indutor de filtro, domínio discreto
$I_{ref}(z)$	corrente de referência de indutor de filtro, domínio discreto
$v_{inv}(z)$	tensão de inversor, domínio discreto
$v_{cap}(z)$	tensão de capacitor de filtro, domínio discreto
$v_{ref}(z)$	tensão de referência do inversor, domínio discreto
$i_{carga}(z)$	corrente de carga, domínio discreto
$\Delta i_{carga}(k)$	variação da corrente de carga do k-ésimo instante

R_{Lf}	resistência do indutor de filtro
ESR_{Cf}	resistência série do capacitor de filtro
τ_d	tempo morto entre chaves
L	indutância de carga do inversor
R	resistência de carga do inversor
C	capacitância de carga do inversor
L_{CA}	indutância do lado CA da ponte de diodos
C_{CC}	capacitor de filtro do lado CC da ponte de diodos
R_{CC}	resistência de carga do lado CC da ponte de diodos
$G_D(z)$	função de compensação de perturbação
V_1	componente fundamental de tensão
V_3	componente harmônica de tensão terceira ordem
V_5	componente harmônica de tensão de quinta ordem
V_7	componente harmônica de tensão de sétima ordem
$i_{carga}'(k)$	k-ésimo valor de corrente de carga refletida
$v_{refsat}(k)$	k-ésimo valor de tensão de compensação de saturação
$i_{rede}(k)$	k-ésimo valor de corrente do conversor paralelo, lado CA (rede)
v_{CC}	tensão do barramento CC
ω_f	frequência de ressonância do filtro de saída
$v_L(t)$	queda de tensão instantânea do indutor de filtro

$V_{L\max}$	máxima tensão de pico do indutor de filtro
$V_{c\arg a_nom}$	tensão nominal de pico na carga
k_L	máxima queda de tensão percentual admitida no indutor de filtro
$Z_{L\max}$	máxima impedância do indutor de filtro
$Z_{c\arg a_nom}$	impedância nominal da carga na frequência fundamental
ω_0	frequência angular da componente fundamental
$i_{cap}(t)$	corrente instantânea de capacitor de filtro
$I_{cap\max}$	máxima corrente de pico de capacitor de filtro
$I_{c\arg a_nom}$	corrente de carga nominal (valor de pico)
k_C	máxima corrente percentual admitida no capacitor de filtro
$Z_{cap\min}$	mínima impedância do capacitor de filtro
k_{x1}, k_{x2}	ganhos de equivalência entre sistema de controle de inversor com duas malhas em cascata com ganhos proporcionais e um sistema R2E
$\Delta v_{inv}(t)$	parcela de tensão da tensão do inversor PWM com média nula
$\overline{v_{invref}}(t)$	parcela de tensão do inversor PWM com média local igual à tensão de referência
di_{L+}/dt	derivada (inclinação) positiva da corrente de indutor
di_{L-}/dt	derivada (inclinação) negativa da corrente de indutor
$d\varepsilon_{i_L}/dt$	derivada (inclinação) do erro de corrente
dv_{TRI}/dt	derivada (inclinação) da tensão de portadora triangular

T_{TRI}	período da tensão de portadora triangular
f_{TRI}	frequência da tensão de portadora triangular
$Y'_D(s)$	função derivada modificada
ω_i	frequência amortecida da malha de corrente <i>deadbeat</i>
ω_a	frequência de amostragem
r_{dp}	resistência de dispersão do lado de baixa tensão do transformador série
r_{ds}	resistência de dispersão do lado de alta tensão do transformador série
L_{dp}	indutância de dispersão do lado de baixa tensão do transformador série
L_{ds}	indutância de dispersão do lado de alta tensão do transformador série
L_m	indutância de Magnetização do transformador série
f_{SW}	frequência de chaveamento
DHT_{rede}	distorção harmônica total de tensão de rede CA
DHT_{carga}	distorção harmônica total de tensão de carga

LISTA DE FIGURAS

Figura.IN.1 – Classificação de controladores de corrente.....	3
Figura 1.1 - Diagrama de blocos do controle.....	8
Figura 1.2 – Planta no domínio do tempo.....	9
Figura 1.3 – Modelo médio do conjunto filtro e carga.....	10
Figura 1.4 - Diagrama de blocos da planta - Domínio s.....	11
Figura 1.5 - Diagrama de blocos da planta discretizada – Modelo aproximado.....	14
Figura.2.1 – Controlador Proporcional – Integral – Domínio contínuo.....	16
Figura.2.2 – Controlador Proporcional – Integral – Domínio discreto.....	18
Figura.2.3 – Controlador Proporcional – Integral com anti- <i>windup</i> – <i>Feedback Reset</i>	19
Figura.2.4 – Controlador PI com anti- <i>windup</i>	20
Figura 2.5 – Resposta <i>Deadbeat</i>	22
Figura 2.6 – Controlador PIS.....	23
Figura 2.7 – Controlador por histerese.....	25
Figura 2.8 – Controle em cascata.....	26
Figura 3.1 – Controle em cascata com ganhos proporcionais.....	31
Figura 3.2 – Malha de corrente R2E com controlador P e planta.....	32
Figura 3.3 – Malha de corrente R2E com controlador P e planta com desacoplamento da tensão de saída.....	33
Figura 3.4 – Malha de tensão R2E.....	35
Figura 3.5 – Malha de tensão R2E – Controle por pré-alimentação (<i>feedforward</i>).....	36
Figura 3.6 – Controle de tensão R2E – Caso 1 -Carga resistiva.....	41
Figura 3.7 – Controle de tensão R2E – Caso 2 - Carga resistiva.....	41

Figura 3.8 – Controle de tensão R2E – Caso 1 - Carga não linear.....	42
Figura 3.9 – Controle de tensão R2E – Caso 2 -Carga não linear.....	42
Figura 3.10 – Malha de tensão R2E – Efeito do atraso de atuação e de computação.....	44
Figura 3.11 – Amostragem de Ordem Zero.....	45
Figura 3.12 – Sistema completo no domínio contínuo.....	46
Figura 3.13 - Realimentação de estados com atraso – Representação em realimentação de estados.....	47
Figura 3.14 - Realimentação de estados com atraso – Diagrama de blocos.....	48
Figura 3.15 - Análise da realimentação de estados com atraso.....	50
Figura 3.16 - R3EA - Compensação de perturbação da malha de corrente.....	52
Figura 3.17 - Realimentação de estados com atraso – Simulação em Matlab - Diagrama de Bode.....	54
Figura 3.18 - Realimentação de estados com atraso – Simulação em Matlab - Resposta à entrada senoidal, 60Hz.....	55
Figura 3.19 - Realimentação de estados com atraso – Simulação no PSIM – Malha de corrente (superior) e malha de tensão (inferior).....	56
Figura 3.20 - Realimentação de estados com atraso – Simulação com carga RL variável. Malha de corrente (superior) e malha de tensão (inferior).....	57
Figura.3.21 – Realimentação de estados com atraso com compensação – Simulação com carga resistiva. Malha de corrente (superior) e malha de tensão (inferior).....	57
Figura.3.22 – Controladores preditivos propostos.....	59
Figura 3.22 – Malha de corrente deadbeat, $\alpha = 1$, simulação.....	62
Figura 3.23 – Malha de corrente deadbeat, $\alpha = 1$, experimental.....	63

Figura 3.25 – Modelo Discreto - PI na malha de tensão e deadbeat na malha de corrente, sem compensação de perturbação de corrente de carga.....	64
Figura 3.26 – PI e deadbeat – Seleção de Ganhos. Diagrama de Bode em Malha fechada.....	66
Figura 3.27 – PI e deadbeat – Seleção de Ganhos. Resposta à entrada Senoidal 60Hz.....	66
Figura 3.28 – PI + deadbeat, sem compensação de perturbação, inversor sem carga, simulação.....	68
Figura 3.29 – PI + deadbeat, sem compensação de perturbação, cargas resistiva e indutiva, simulação.....	68
Figura 3.30 – PI + deadbeat, sem compensação de perturbação, cargas RC e não linear, simulação.....	69
Figura 3.31 – PI na malha de tensão e deadbeat na malha de corrente, com compensação de perturbação.....	70
Figura 3.32. Preditor Linear.....	71
Figura 3.33. Rejeição de perturbação.....	72
Figura 3.34. Montagem Experimental.....	73
Figura 3.35 – PI + deadbeat, carga resistiva, com compensação de perturbação.....	75
Figura 3.36 – PI + deadbeat, carga indutiva, com compensação de perturbação.....	76
Figura 3.37 – PI + deadbeat, carga RC série, com compensação de perturbação.....	77
Figura 3.38 – PI + deadbeat, carga RL série e sem carga, com compensação de perturbação.....	78
Figura 3.39 – PI + deadbeat, carga não linear, com compensação de perturbação.....	80
Figura 3.40 – PI + deadbeat, referência com harmônicas, com compensação de perturbação.....	81
Figura 3.41 – PI + deadbeat, carga capacitiva pura, com compensação de perturbação.....	83
Figura APA.1 - Inversor do tipo fonte de tensão em ponte completa.....	89
Figura APA.2 – Classificação de sinais PWM empregados.....	90

Figura APA.3 - Sinal PWM natural, dois níveis.....	92
Figura APA.4 – Espectro do sinal PWM natural, dois níveis.....	92
Figura APA.5 - Sinal PWM natural, três níveis.....	93
Figura APA.6 – Espectro do sinal PWM natural, três níveis.....	93
Figura APB.1 – Inversor PWM com filtro de saída.....	94
Figura APC.1 -Diagrama de blocos da planta discretizada – Modelo Exato.....	99
Figura APD.1 – Controle em cascata com ganhos proporcionais.....	98
Figura APD.2 – Controle em cascata com ganhos proporcionais modificado.....	98
Figura APE.1 – Malha de corrente R2E, limitação de ganho k_I	101
Figura APE.2 – Malha de corrente R2E, simulação.....	104
Figura APE.3 – Malha de corrente R2E – $k_{mi}=300$, com múltiplos chaveamentos.....	105
Figura APE.4 – Malha de corrente R2E com Sample-Hold– $k_{mi}=300$, sem múltiplos chaveamentos.....	105
Figura APE.5 – Malha de corrente R2E com PWM amostrado e PWM natural – $k_{mi}=300$	106
Figura APF.1 – Módulo da função derivada modificada.....	107
Figura APH.1 – Diagrama completo.....	112
Figura APH.2 - Função de transferência discreta do PI.....	112
Figura APH.3 – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/v_{ref}(z)$	113
Figura APH.4 – Função Realimentação.....	114
Figura APH.5 – Diagrama redesenhado para desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$	115
Figura APH.6 – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$	115
Figura API.1 - DVR – Princípio de funcionamento.....	119
Figura API.2 - Diagrama de blocos do DVR e do Sistema de Controle.....	120

Figura API.3 - DVR - Montagem experimental.....	121
Figura API.4 - Resultados experimentais DVR 75kVA/220V.....	122
Figura APJ.1 – Controle de saturação.....	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1. Quadro-Resumo – Controle em cascata e tipos usuais de controladores.....	27
Tabela 3.1 – Malha de Tensão R2E – Parâmetros de simulação.....	39
Tabela 3.2 – Parâmetros de simulação – Realimentação de estados com atraso.....	54
Tabela 3.3 – Malha de corrente <i>deadbeat</i> – Parâmetros de simulação.....	62
Tabela 3.4 – Malha de tensão com PI – Parâmetros de simulação.....	67
Tabela APE.1 – Malha de corrente R2E, Limitação de ganho KI – Parâmetros de simulação.....	103
Tabela API.1 – Parâmetros experimentais – Montagem DVR.....	121

INTRODUÇÃO

Os objetivos do trabalho são aqui destacados e os capítulos a serem apresentados são descritos.

O emprego de dispositivos baseados em eletrônica de potência é cada vez mais freqüente (KASSAKIAN, 2005), (BOSE, 2000). No âmbito das aplicações industriais, pode-se destacar os sistemas de acionamento para controle de velocidade de motores e os Sistemas de Energia Ininterrupta (UPS), estes últimos com a função de garantir a continuidade de fornecimento de energia elétrica nestes ambientes. Como resultado da evolução de dispositivos semicondutores e do custo cada vez menor de microprocessadores e Processadores Digitais de Sinais (DSP), aplicações domésticas de eletrônica de potência, tais como fontes chaveadas para microcomputadores, reatores eletrônicos e eletrodomésticos em geral tornaram-se viáveis. Do ponto de vista de Sistemas de Energia Elétrica de Alta Potência, com a crescente utilização de cargas não lineares e da regulamentação do setor no que diz respeito à Qualidade de Energia Elétrica fornecida (IEEE STD.519, 1992), (IEEE STD.1159, 1995), (ONS - SUBMÓDULO 2.2), dispositivos mitigadores de efeitos de fenômenos como Harmônicas de Tensão ou Variações de Tensão de Curta Duração (VTCD) estão cada vez mais presentes nas redes de Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica. Nos sistemas de Transmissão de Energia Elétrica, pode-se ainda citar aplicações como os dispositivos FACTS - *Flexible Alternating Current Transmission Systems* (HINGORANI;GYUGYI, 2000), que alteram parâmetros da linha de transmissão de modo a otimizar a capacidade de energia transmitida, ou os Sistemas de Transmissão em Corrente Contínua de Alta Tensão (HVDC). Mais recentemente, dispositivos de eletrônica de

potência têm sido amplamente utilizados na interface de Sistemas de Geração Distribuída com o Sistema de Potência.

Um sistema de eletrônica de potência pressupõe a existência de um sistema de controle que adquira sinais por meio de sensores e que, com base em um valor de referência pré-estabelecido, comanda um conversor de potência que realiza a transferência de energia a uma dada carga. Diversas aplicações acima citadas (UPS, interfaces para geradores e armazenadores de energia, acionamento de motores, filtros de perturbações de sistemas elétricos, etc) requerem o rastreamento da tensão e/ou corrente no lado CA do conversor. Em termos de hierarquia, as malhas de controle de corrente e de tensão são as de nível mais baixo. Ao lado delas tem-se o sistema de sincronismo com a rede e proteções. Acima delas tem-se as malhas de cálculo da referência de tensão, sistema de controle de saturação de transformadores e controle de tensão de barramento CC (controle de amplitude e de equalização de tensão de bancos com ponto central).

Uma classificação possível para controladores comumente adotados no controle de inversores é apresentada em (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002) e reproduzida na figura IN.1. Apesar desta subdivisão ser feita para controladores de corrente, alguns deles, tais como PI, *Deadbeat* ou Modelo Interno (não mostrado na figura, mas classificado dentro dos controladores lineares), podem ser empregados também no controle de tensão.

Figura IN.1 – Classificação de controladores de corrente (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002)

Considerando a classificação proposta, os controladores neste trabalho estudados têm bloco PWM separado e são lineares. Dentre os controladores lineares mais empregados nas malhas de corrente e de tensão estão os *Controladores Proporcionais Integrais (PI)* (VENDRUSCULO et al, 2005), (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ,1997), *Controladores baseados em Realimentação de Estados* (LORENZ; LAWSON, 1987), (SILVA, 1999), (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996), (LEE; KIM; SUL, 2004), (VILATHGAMUWA; RANJITH PERERA; CHOI, 2002), *Controladores baseados no Princípio do Modelo Interno* (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2002), (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004), (FUKUDA; IMAMURA, 2005), (ABE; YAMANAKA, 2003) e *Controladores Preditivos* (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998), (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001), (KAWAMURA; HANEYOSHI; HOFT, 1998), (HOLMES; MARTIN, 1996), (KUKRER, 1996).

Este trabalho concentra-se no estudo de algumas estratégias de implementação das malhas de rastreamento de tensão e corrente no lado CA de conversores do tipo fonte de tensão com

filtro L ou LC. A motivação veio da construção de um protótipo de um compensador série - um Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR) com filtro de harmônicas de tensão, descrito em (GALASSI, 2006). Da necessidade de rastrear a tensão dada pelo bloco de Geração de Referência iniciou-se o estudo de controladores que pudessem satisfazer as especificações de desempenho durante a compensação de harmônicas de tensão e na ocorrência de afundamentos de tensão (regime senoidal 60Hz).

Neste trabalho optou-se pela implementação completamente digital, isto é, o processador amostra as tensões e correntes do sistema, processa o algoritmo de controle, supervisão e proteção e fornece os sinais de chaveamento dos transistores. Os DSPs dedicados ao controle de sistemas que envolvem dispositivos de eletrônica de potência disponíveis no mercado (ADSP 21992 – Analog Devices), possuem dentro da pastilha diversos periféricos incluindo conversores A/D, moduladores PWM (com portadora triangular), timers, etc.

A topologia escolhida para o controle de corrente e tensão CA do inversor é a de duas malhas de controle em cascata: malha de tensão e malha de corrente, sendo esta última mais interna no sistema de controle. Analisando as topologias de controladores apresentadas na literatura para cada malha, encontram-se justificativas distintas de escolha de determinado tipo de controlador.

Em geral na malha de corrente utilizam-se controladores do tipo Proporcional (P) (LOH et al., 2003), (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996), (LORENZ; LAWSON, 1987), (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997), (SILVA, 1999). (LOH et al., 2003) justificam o emprego deste tipo de controle num sistema com duas malhas em cascata para controle de uma UPS trifásica, relatando que erros de estado estacionário nesta malha não afetam o desempenho da malha mais externa. (VENDRUSCULO et al, 2005) utilizam um controlador PI na malha mais interna para um UPS com transformador, de modo a proporcionar proteção de sobrecorrente com

a ação proporcional e controle de saturação do transformador com a ação integral. (FUKUDA; FURUKAWA; KAMIYA, 2002) utilizam um controlador PIS (Proporcional-Integral-Senoidal) no controle de corrente de um filtro ativo, justificando que um controlador do tipo PI não é aplicável, já que o sinal de referência varia com o tempo. (LOH; HOLMES, 2003) mostra um sistema de controle com duas malhas empregando um controlador Proporcional-Integral-Derivativo(PID) na malha de corrente.

Na malha mais externa em geral utilizam-se controladores do tipo PI (VENDRUSCULO et al 2005), (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997). Entretanto, de acordo com (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996), um controlador do tipo PI na malha mais externa introduzirá erro de fase, deteriorando o desempenho do sistema de controle, já que a tensão de saída realimentada em grande parte das aplicações varia senoidalmente. Os mesmos autores empregam um controlador proporcional na malha de tensão. (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ,1997) (LORENZ; LAWSON, 1987), (SILVA, 1999), utilizam controle por realimentação de estados e um PI na malha de tensão, não apresentando porém justificativas de emprego deste controlador na malha V. (LOH; HOLMES, 2003) emprega controladores do tipo P-ressonante na malha de tensão de controle de UPS, de modo a anular erros de estado estacionário.

O estudo de um controlador para o sistema do compensador série, ao invés de empregar diretamente as estratégias de controle para as malhas de tensão e corrente descritas nas referências acima, foi iniciado pelos seguintes motivos:

- Nem sempre os critérios de escolha de um determinado tipo de controlador e mesmo de seleção de ganhos são devidamente detalhados nas referências;

- São apresentadas topologias complexas de controladores, especialmente no caso de controle por realimentação de estados, com diversas pré-alimentações (*feedforward*) não justificáveis;
- O tipo de carga modelado nem sempre é o mesmo aplicável ao sistema de controle do compensador série (DVR) que motivou este trabalho;
- Muitas vezes o sistema de controle é modelado em tempo contínuo e implementado em um microprocessador ou em um DSP. Nestes casos, o sistema deve ser discretizado e hipóteses importantes como atraso de cálculo e de atuação, método de discretização, funções de amostradores, etc não são consideradas.

Deste modo, este trabalho investigou passo a passo o encaminhamento dado ao problema de controle de tensão do inversor, partindo de propostas de controle simples e intuitivas, comparando estratégias propostas e descrevendo inclusive propostas de estruturas de controladores e métodos de projeto que resultaram em desempenho insatisfatório. A metodologia de trabalho utilizada consiste na modelagem do sistema (sistema controlado e controladores), seleção de parâmetros do controlador, simulação computacional do modelo e implementação de alguns dos controladores propostos em um sistema real com inversor controlado por DSP. Tal estudo concentrou-se inicialmente na estratégia de realimentação de dois estados no domínio de tempo contínuo, evoluindo para estratégias em tempo discreto considerando o atraso de atuação do inversor. Em tempo discreto foram estudados controladores com resposta *deadbeat* para as malhas de tensão e corrente, bem como o emprego de controladores Proporcional-Integral (PI) na malha de tensão, sendo estes dois últimos controladores testados em um inversor PWM de baixa potência.

O Capítulo 1 apresenta a modelagem do sistema controlado (planta), descrevendo a topologia do conversor, a estratégia de modulação e o filtro de saída. Um modelo em tempo contínuo com base nas equações de estado do sistema é desenvolvido. A partir dele, analisam-se modelos exatos e aproximados de discretização do sistema e o efeito da variação da frequência de amostragem em função dos parâmetros do filtro de saída.

O Capítulo 2 analisa algumas estratégias de controle comumente utilizadas na solução do problema de rastreamento de tensão de referência, tais como o controle com ação Proporcional-Integral (PI), controle Preditivo do tipo *Deadbeat* e alguns métodos de controle baseados no princípio do Modelo Interno. Ao final do capítulo, vantagens do cascadeamento de malhas de controle (*Multi-loop control*) são discutidos.

O Capítulo 3 discorre sobre critérios de desempenho do controlador, tais como valores máximos de erros de fase e amplitude. Analisa-se o problema do tipo de referência de tensão a ser seguido, incluindo os casos de referência com harmônicas e senoidal. Em seguida discutem-se casos particulares ou combinação dos controladores propostos no Capítulo 2 em tempo contínuo e tempo discreto. O projeto de cada controlador é detalhado e aspectos como a influência da perturbação, dos amostradores, da discretização e do atraso de cálculo combinado ao atraso de atuação do controle são abordados. Resultados experimentais das estratégias *Deadbeat* para a malha de corrente e PI na malha de tensão com *Deadbeat* na malha de corrente são apresentadas.

As considerações finais e propostas para trabalhos futuros estão descritas no Capítulo 4 deste trabalho.

CAPÍTULO 1 – MODELAGEM DO SISTEMA CONTROLADO

Neste capítulo o sistema controlado é descrito, modelado em tempo contínuo com base nas equações de estados e posteriormente discretizado.

Um sistema de controle com uma entrada e uma saída (SISO - *Single Input – Single Output*) em malha fechada pode ser visto no diagrama de blocos da figura 1.1. Um sinal de referência fixo ou dado por uma malha de controle externa é comparado à variável de saída realimentada. O erro resultante desta operação é enviado então ao controlador e ao sistema controlado. O controlador tem a função de minimizar ou anular o erro de regime, de modo que o rastreamento da referência possa ser realizado.

Figura 1. 1 - Diagrama de blocos do controle.

Este capítulo detalha o sistema físico controlado ou planta. A variável de entrada para o sistema em questão pode ser a corrente de referência do indutor de filtro $i_{ref}(t)$ ou a tensão de referência do capacitor de saída $v_{ref}(t)$. A variável controlada (saída do sistema) pode ser a corrente de indutor de filtro $i_L(t)$ ou a tensão do capacitor de filtro $v_{cap}(t)$, respectivamente. O sistema controlado é composto por um conversor do tipo fonte de tensão e seu modulador em

Largura de Pulso (PWM) e um filtro passa-baixas ligado à saída do conversor. Neste trabalho emprega-se inversor do tipo fonte de tensão em ponte completa com PWM de portadora triangular, descrito no Apêndice A. O dimensionamento do filtro é detalhado no Apêndice B.

1.1. MODELAGEM EM TEMPO CONTÍNUO

A figura 1.2 ilustra o sistema controlado no domínio de tempo contínuo. O conjunto inversor de tensão e modulador PWM tem a função de sintetizar a tensão de referência $v_{refinv}(t)$ fornecida pelo controlador. A tensão do inversor $v_{inv}(t)$ é um sinal PWM cujo valor médio local¹ é idêntico ao de $v_{refinv}(t)$. A tensão $v_{inv}(t)$ contém, além das componentes harmônicas da tensão de referência, harmônicas de frequência da ordem de alguns kHz (Apêndice A) que devem ser atenuadas por meio de um filtro passa-baixas. Deste modo, um filtro ressonante de segunda ordem, composto pelo capacitor C_f e pelo indutor L_f é conectado à saída do inversor. À saída do filtro LC é ligada uma carga qualquer.

Figura 1. 2 – Planta no domínio do tempo.

¹ Média local é o valor médio entre dois instantes de amostragem consecutivos.

Se a frequência de chaveamento for muito maior que a frequência da harmônica de maior ordem presente no espectro de $v_{refinv}(t)$, o inversor pode ser caracterizado como uma fonte de tensão vinculada $\overline{v_{inv}}(t)$ à tensão de referência, ou seja:

$$\overline{v_{inv}}(t) = k_{inv} \cdot v_{refinv}(t) \quad (1.1)$$

onde $\overline{v_{inv}}(t)$ representa a média local da tensão $v_{inv}(t)$, k_{inv} é o ganho da fonte vinculada e $v_{refinv}(t)$ é a tensão de referência do inversor. Considerando que o inversor reproduz a tensão de referência, o ganho k_{inv} é unitário, ou seja, são utilizados valores reais de tensão e corrente para desenvolvimento de modelos de planta e controladores, sem normalização.

A figura 1.3 mostra o modelo utilizado para o conjunto filtro LC e carga. De modo a simplificar a análise, as resistências do capacitor e indutor de filtro são desprezadas e o inversor PWM é considerado uma fonte ideal de tensão, como descrito anteriormente.

Figura 1. 3 – Modelo médio do conjunto filtro e carga

Da figura 1.3, as equações que representam a planta no domínio contínuo são:

$$v_{inv}(t) = v_{cap}(t) + L_f \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (1.2)$$

$$i_L(t) = C_f \frac{d}{dt} v_{cap}(t) + i_{carga}(t) \quad (1.3)$$

onde $v_{cap}(t)$ é a tensão no capacitor de filtro, $i_L(t)$ é a corrente no indutor de filtro e $i_{carga}(t)$ é a corrente de carga. Considerando como estados do sistema a tensão no capacitor e a corrente no indutor de filtro, como entrada da planta a tensão na saída do inversor e como perturbação do sistema a corrente de carga, tem-se:

$$\frac{d}{dt}x(t) = A \cdot x(t) + B_1 \cdot v_{inv}(t) + B_2 \cdot i_{carga}(t) \quad (1.4)$$

$$y(t) = D \cdot x(t) \quad (1.5)$$

onde :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ -1/L_f & 0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_f \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -1/C_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_{cap}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Se a variável de saída for a tensão do capacitor, $v_{cap}(t)$, a matriz D é dada por $D = [1 \ 0]$ (1.10a). Por outro lado, se a variável de saída for a corrente de indutor, $i_L(t)$, tem-se $D = [0 \ 1]$ (1.10b). O diagrama de blocos correspondente às equações (1.4) a (1.10a) é mostrado na figura 1.4.

Figura 1. 4 - Diagrama de blocos da planta - Domínio s.

Considerando agora apenas o comportamento do sistema devido à média local da tensão do inversor $\overline{v_{inv}(t)} = v_{refinv}(t)$, obtém-se o comportamento das médias locais de $i_L(t)$, $v_{cap}(t)$, ou seja $\overline{i_L(t)}$ e $\overline{v_{cap}(t)}$, respectivamente. Assim, as equações (1.4), (1.5) e (1.9) tornam-se:

$$\frac{d}{dt}\overline{x(t)} = A \cdot \overline{x(t)} + B_1 \cdot \overline{v_{inv}(t)} + B_2 \cdot \overline{i_{carga}(t)} \quad (1.11)$$

$$\overline{y(t)} = D \cdot \overline{x(t)} \quad (1.12) \quad \overline{x(t)} = \begin{bmatrix} \overline{v_{cap}(t)} \\ \overline{i_L(t)} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

1.2. MODELAGEM EM TEMPO DISCRETO

O Capítulo 3 apresentará o projeto e implementação de alguns controladores digitais, o que reitera a necessidade de discretização do sistema em tempo contínuo.

Deste modo, dado o sistema em variáveis de estado descrito pelas equações (1.4) a (1.10) e admitindo-se um segurador de ordem zero (ZOH) sem atraso, ou seja, em um período de amostragem T_a os sinais $v_{refinv}(t)$ e $i_{carga}(t)$ são mantidos constantes, tem-se (FRANKLIN; POWELL, 1980), (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001), (OGATA, 1994):

$$x(k+1) = \Phi \cdot x(k) + \Gamma_1 \cdot v_{inv}(k) + \Gamma_2 \cdot i_{carga}(k) \quad (1.14)$$

$$y(k) = D \cdot x(k) \quad (1.15)$$

$$\Phi = e^{AT_a} \quad (1.16) \quad \Gamma_1 = (e^{AT_a} - I) \cdot A^{-1} B_1 \quad (1.17)$$

$$\Gamma_2 = (e^{AT_a} - I) \cdot A^{-1} B_2 \quad (1.18) \quad x(k) = \begin{bmatrix} v_{cap}(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

onde $v_{cap}(k)$ é a k-ésima tensão no capacitor de filtro, $i_L(k)$ é a k-ésima corrente de indutor de filtro e $i_{carga}(k)$ é a k-ésima corrente de carga.

O desenvolvimento da Exponencial de Matrizes, resultado do processo de discretização pode ser realizado de forma exata, como mostrado no Apêndice C ou de forma aproximada, como no item 1.2.1. Esta distinção é importante nas discussões sobre frequência de amostragem adotada para os casos de controladores com realimentação de estados com atraso (Capítulo 3).

1.2.1. MODELO COM MÉTODO APROXIMADO DE DISCRETIZAÇÃO

Se a frequência de amostragem f_a é muito maior que a frequência de ressonância ω_f do filtro LC de saída, tem-se:

$$\frac{1}{T_a} \gg \omega_f \Rightarrow \omega_f T_a \ll 1 \quad (1.20)$$

O modelo discreto exato das equações (Apêndice C) passa a ser descrito por:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_a/C_f \\ -T_a/L_f & 1 \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ T_a/L_f \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$\Gamma_2 = \begin{bmatrix} -T_a/C_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Substituindo (1.21), (1.22) e (1.23) em (1.14), as equações dinâmicas da planta em tempo discreto são:

$$v_{inv}(k) = \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_a} \cdot L_f + v_{cap}(k) \quad (1.24)$$

$$i_L(k) = \frac{v_{cap}(k+1) - v_{cap}(k)}{T_a} \cdot C_f + i_{carga}(k) \quad (1.25)$$

O diagrama de blocos da figura 1.5 representa as equações (1.24) e (1.25).

Figura 1. 5 - Diagrama de blocos da planta discretizada – Modelo aproximado

1.3. COMENTÁRIOS SOBRE O SISTEMA CONTROLADO

Em relação aos modelos utilizados para a planta, cabem as seguintes considerações:

A) O sistema com o modelo exato é obviamente mais complexo que o sistema aproximado.

O fator determinante da adoção do modelo exato é a relação entre frequências de amostragem e de ressonância do filtro. Na prática, a equação (1.20) é verificada se o capacitor de filtro possui uma impedância desprezível em relação à impedância do indutor de filtro na frequência de interesse (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001). Deve-se lembrar ainda que a escolha da frequência de ressonância do filtro é influenciada pela frequência de chaveamento do inversor, já que existe um limite associado à capacidade do dispositivo semicondutor e às perdas no chaveamento. (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001) consideram que, para aplicações práticas, uma relação entre frequências de amostragem e de ressonância do filtro maior que vinte é aceitável para que a aproximação seja válida. (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002) consideram que para um controlador de corrente, a frequência de amostragem deve ser no mínimo dez vezes maior que a largura de banda do sistema em malha fechada. (FRANKLIN; POWELL, 1980) relatam que capacidade do sistema do controle em rastrear um sinal de entrada é influenciada pela frequência de amostragem, sendo que em

termos de limites de erro de rastreamento e atraso de resposta, valores de frequência de amostragem entre dez a vinte vezes a largura de banda do sistema em malha fechada são recomendáveis. A discrepância entre os valores propostos pelos autores está relacionada ao tipo de aproximação que está sendo feita para cada caso.

- B) Em sistemas reais existe um atraso de atuação do modulador e de cálculo da tensão de referência do inversor, não incluído na modelagem anterior. Esta questão será estudada no Capítulo 3.
- C) Um sistema é dito controlável se, a partir de um dado valor de entrada, é possível transferir o sistema de uma condição inicial a um estado final qualquer. A matriz de controlabilidade do sistema descrito pelas equações (1.6) a (1.10) é dada por (KAILATH, 1980):

$$\mathbb{C} = \begin{bmatrix} A & AB_1 \\ 0 & \frac{1}{L_f \cdot C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

A condição de controlabilidade, $\text{posto}(\mathbb{C}) = 2$, que é equivalente a $\det(\mathbb{C}) \neq 0$ mostra que o sistema é controlável. De qualquer forma, um sistema físico real tem que ser obrigatoriamente controlável.

CAPÍTULO 2 - REVISÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Este capítulo descreve alguns tipos de controladores comumente empregados no controle de inversores de tensão: Controlador Proporcional Integral, Controlador Deadbeat, Controladores baseados no Princípio do Modelo Interno e Controladores por Histerese. Ao final do capítulo, descreve-se brevemente a estratégia de controladores em cascata.

2.1. CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI)

O controlador Proporcional-Integral (PI) é o tipo mais tradicional de controlador adotado para aplicações industriais. A figura 2.1 mostra um tipo de implementação deste controlador (formulação ISA).

Figura 2.1 – Controlador Proporcional – Integral – Domínio contínuo.

A função no domínio contínuo do controlador da figura 2.1 é:

$$H_{PI}(s) = \frac{Y_{PI}(s)}{E_{PI}(s)} = k_p \left(1 + \frac{k_I}{s} \right) \quad (2.1)$$

$$H_{PI}(s) = k_p + \frac{k_p k_I}{s} \quad (2.2)$$

onde $Y_{PI}(s)$ é a saída do PI, $E_{PI}(s)$ é a entrada do PI, k_p é o ganho proporcional e k_I é o ganho integral do controlador. Separando-se as ações integral e proporcional:

$$Y_{PI}(s) = k_p \cdot E_{PI}(s) + \frac{k_p k_I}{s} \cdot E_{PI}(s) \quad (2.3)$$

$$Y_{PI}(s) = Y_p(s) + Y_I(s) \quad (2.4)$$

onde $Y_p(s)$ é saída relativa à ação proporcional e $Y_I(s)$ é a saída relativa à ação integral (figura 2.1). Em geral, a ação proporcional garante um comportamento transitório adequado, podendo ocorrer erro de estado estacionário para este tipo de controlador dependendo da planta. Para anular o erro de estado estacionário, é necessário incluir a ação integral. Neste caso, o controlador irá rejeitar erros (entre o sinal de referência e o sinal realimentado na entrada do PI) constantes, já que há um integrador puro na função de transferência. Para os casos tratados neste trabalho, onde a referência é senoidal, mostra-se que a parcela integral tem pouca influência na capacidade de rastreamento das malhas de corrente ou tensão. Por outro lado aumenta-se significativamente a rejeição a perturbações, como por exemplo no caso da tensão $v_{cap}(t)$ na malha de corrente, justificando seu emprego.

Aplicando a transformação bilinear à parcela integral e isolando a saída discreta $y_I(k)$:

$$Y_I(z) = \frac{T_a}{2} \cdot \frac{(z+1)}{(z-1)} \cdot k_p k_I \cdot E_{PI}(z) \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned}
Y_I(z) \cdot (z-1) &= \frac{T_a}{2} \cdot (z+1) \cdot k_p k_I \cdot E_{PI}(z) \\
z \cdot Y_I(z) &= \frac{T_a \cdot k_p k_I}{2} \cdot [z \cdot E_{PI}(z) + E_{PI}(z)] + Y_I(z) \\
y_I(k) &= \frac{T_a \cdot k_p k_I}{2} \cdot [e_{PI}(k) + e_{PI}(k-1)] + y_I(k-1)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

A ação proporcional é dada por:

$$y_P(k) = k_P \cdot e_{PI}(k) \tag{2.7}$$

Somando as duas parcelas, tem-se a seguinte equação a diferenças (figura 2.2):

$$y_{PI}(k) = k_P \cdot e_{PI}(k) + \frac{T_a \cdot k_p k_I}{2} \cdot [e_{PI}(k) + e_{PI}(k-1)] + y_I(k-1) \tag{2.8}$$

Figura 2.2 – Controlador Proporcional – Integral – Domínio discreto.

2.1.1. ANTI-WINDUP

Durante transitórios ou na ocorrência de saturações internas das malhas de controle, quando o erro assume valores elevados por longo tempo, a saída da parte integral pode atingir valores elevados. Esse fenômeno é conhecido como *windup*. Como consequência, transitórios

longos com elevado sobressinal podem ocorrer, uma vez que o termo integral irá demorar para ser sair da situação de saturação, requerendo ainda que o erro assuma sinal contrário ao existente no início do transitório, causando sobressinal. Isto pode ser evitado prevendo-se um bloco anti-*windup* que restrinja a ação integral quando o erro for muito elevado.

(FERNANDES, 2001) e (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995) discutem a aplicação de diversas estratégias anti-*windup* de controladores PI, destacando a técnica *Feedback Reset* (figura 2.3). O diagrama de blocos da figura 2.1 é redesenhado de modo a obter a figura 2.3. Um limitador fixo é aplicado na saída do PI, de modo que a parte integral será limitada entre $\pm y_{PI\text{MAX}}$.

Figura 2.3 – Controlador Proporcional – Integral com anti-*windup* – *Feedback Reset*.

Um outro algoritmo, denominado *back-calculation*, proposto em (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995) para um PI discreto consiste em variar o limite $L(k)$ da ação integral dinamicamente (figura 2.4). Fixando-se um limite dado pelo máximo valor de leitura do sensor para a ação proporcional $y_{P\text{MAX}}$, o limite da ação integral é dinâmico e é dado por:

$$L(k) = y_{P\text{MAX}} - |k_P \cdot e_{PI}(k)| \quad (2.9)$$

onde $e_{PI}(k)$ é o k -ésimo valor de erro, ou seja, a entrada do PI.

Figura 2.4 – Controlador PI com anti-windup.

Na figura 2.4 a ação integral é limitada à diferença entre o máximo valor de saída permitido do controlador e do valor de atuação da parte proporcional. O limitador fixo da parte proporcional varia entre $\pm y_{P_{MAX}}$, enquanto o limite dinâmico varia entre $\pm L(k)$. Quanto maior o valor de $y_P(k)$, menor o valor de $L(k)$ e portanto menor o valor de parte integral $y_I(k)$. Esta estratégia é adotada para o controlador PI implementado no Capítulo 3.

2.1.2. MÉTODOS DE AJUSTE

Algumas técnicas de ajuste de controladores PI são listadas abaixo:

- Especificação de parâmetros no domínio do tempo (OGATA, 1997): tempo de subida, tempo de pico, tempo de acomodação, sobressinal;
- Alocação de pólos (OGATA, 1997): especificação de frequência natural não amortecida e do coeficiente de amortecimento;
- Método de Ziegler-Nichols e das oscilações sustentadas (OGATA, 1997);

- Critérios de otimização (DORF; BISHOP, 2000): Integral do erro absoluto (IAE), Integral do erro quadrático (ISE), integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto (ITAE), Método do Módulo Ótimo, Método do Ótimo Simétrico (LANDAU; VODA, 1992).

Este trabalho irá utilizar como método de ajuste do controlador PI a alocação de pólos.

2.2. CONTROLADOR DEADBEAT

A estratégia de controle digital preditivo com resposta *deadbeat* consiste em forçar os erros de corrente e de tensão anularem-se após um número pré-determinado de instantes de amostragem, garantindo assim o rastreamento do sinal de referência do controlador. Este tipo de comportamento é conhecido como resposta *deadbeat*. As principais vantagens de controladores *deadbeat* consistem em sua resposta dinâmica rápida, fácil implementação e projeto intuitivo. Tais controladores são muito sensíveis à variação de parâmetros da planta e requerem grandes esforços instantâneos do controlador, resultando em ganhos elevados no processo de especificação, o que não representa um problema para o conversor, cuja saída é filtrada pelo indutor. A figura 2.5 mostra o comportamento de um controlador de corrente com resposta *deadbeat*. No gráfico superior da figura são mostradas a corrente de referência e a corrente real do inversor. Nota-se que em dois instantes de amostragem o erro de rastreamento de corrente ΔI anula-se. Para tanto, é necessário impor a tensão de referência de inversor v_{REFINV} mostrada na figura central. Além disso, no gráfico central da figura 2.5 são mostrados os sinais do modulador PWM (PWM simétrico, portadora triangular centrada) e no gráfico inferior a tensão de inversor. Controladores do tipo *deadbeat* serão utilizados nas malhas de corrente do Capítulo 3.

Figura 2.5 – Resposta *Deadbeat*.

2.3.CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

Em aplicações de conversores de energia conectados à rede CA, geralmente a referência de tensão do controlador é senoidal (fundamental ou múltiplas), como será mostrado no Capítulo 3. Para que ocorra rastreamento de tensão e/ou corrente, comumente utilizam-se controladores baseados no princípio do Modelo Interno (FRANCIS; WONHAM, 1976). Para aplicações do tipo filtro ativo, as ações proporcional e integral dos controladores são combinadas com um termo senoidal ou cossenoidal. Estas controladores são denominadas controladores PIS (FUKUDA, 2001) ou PI-Ressonante (LOH; HOLMES, 2003).

(FUKUDA, 2001) apresenta um controlador que apresenta as ações Proporcional, Integral e um Modelo Interno Senoidal, denominado controlador PIS. O autor implementa o seguinte controlador PIS para o controle de corrente de um filtro ativo:

$$H_{PIS} = \underbrace{k_P}_I + \underbrace{\frac{k_I}{s}}_{II} + \underbrace{k_S \cdot \frac{s}{s + \omega_s^2}}_{III} \quad (2.10)$$

Figura 2.6 – Controlador PIS.

Supondo o sistema de controle da figura 1.1, denominando $G_C(s)$ a função de transferência do controlador e $G(s)$ a função de transferência do sistema controlado, o módulo da função de transferência do sistema completo em malha fechada $G_{MF}(s)$ é:

$$|G_{MF}(\omega)| = \left| \frac{G_C(\omega) \cdot G(\omega)}{1 + G_C(\omega) \cdot G(\omega)} \right| \quad (2.11)$$

Como o objetivo de controle é rastrear o sinal de entrada, $|G_{MF}(\omega)| \rightarrow 1$. Para que isto ocorra, impõe-se $|G_C(\omega)| \rightarrow \infty$ na(s) frequência(s) de interesse, princípio no qual é baseado o PIS.

As vantagens deste controlador em relação aos controladores Proporcionais (P) e Proporcionais-Integrais (PI) são:

- O ganho proporcional k_p não precisa ser alto, já que nas frequências de interesse $\omega = \omega_s$ e $\omega = 0$ o ganho é elevado. Conseqüentemente, a frequência da portadora não é amplificada, como no caso de controladores proporcionais;
- Perturbações CC e CA são rejeitadas. O termo integral (II) rejeita perturbações CC e o termo III rejeita perturbações CA de frequência ω_s ;
- O controle é robusto, já que o erro de estado estacionário é nulo se os parâmetros variarem dentro da banda na qual o sistema em malha fechada é estável. Entretanto, tal observação não é válida se a frequência de sintonia ω_s variar. Como em geral ω_s é a frequência da rede, utiliza-se um PLL para sincronismo e reajuste de ω_s .
- Combinando diversos controladores senoidais sintonizados em frequências de interesse, pode-se filtrar harmônicas como se houvesse diversos filtros LC na saída do conversor sintonizados nas respectivas frequências.

Outra estratégia, adotada por (MATTAVELLI; MARAFAO, 2002) e (MATTAVELLI; MARAFAO, 2004), também baseada no princípio do modelo interno, consiste em empregar o controle repetitivo para compensação seletiva de harmônicas de corrente de um filtro ativo. Os autores ajustam a ordem harmônica a ser compensada e o ângulo de fase por meio de um filtro baseado na Transformada Discreta de Fourier (DFT).

2.4. CONTROLE POR HISTERESE

Uma das estratégias mais simples para o controle de corrente é o controle por histerese, cujo princípio é baseado em uma malha de realimentação não linear com comparadores por histerese de dois níveis (figura 2.7). Os sinais de chaveamento ($S, \bar{S}$) são produzidos diretamente quando o erro ε excede uma determinada banda fixa de tolerância $\pm B$.

Figura 2.7 – Controlador por histerese.

Dentre as vantagens do controle por histerese estão a simplicidade, robustez, erro de rastreamento nulo e dinâmica rápida. Entretanto, a frequência de chaveamento do conversor é altamente dependente dos parâmetros de carga e varia com a tensão da rede, resultando nos seguintes problemas (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998), (BUSO, 1999):

- O filtro de saída do conversor é menos efetivo e seu projeto é mais complicado;
- Ruído audível no caso de acionamentos de motores;
- *Aliasing* na malha de tensão causado por frequências não características geradas pelo conjunto conversor e controlador;

A corrente instantânea é mantida na banda de tolerância, com exceção de sistemas com neutro isolado, nos quais o erro de corrente pode atingir duas vezes o valor da banda de histerese, devido ao acoplamento entre fases. Este problema pode ser solucionado com o uso de controladores por histerese baseados em vetores espaciais ou comparadores de três níveis. No caso de controladores digitais, basta modificar a equação da carga de modo a incluir a tensão de neutro e somar um termo de modo a desacoplar os erros de corrente (BUSO, 2004).

Para resolver o problema da frequência de chaveamento variável, pode-se ainda trabalhar com controladores com bandas variáveis de histerese (BUSO, 2004), perdendo-se porém a vantagem da simplicidade de estrutura do controlador.

2.5.CONTROLE EM CASCATA

O controle em cascata consiste na concatenação de mais de uma malha de controle com realimentação, com o objetivo de melhorar a resposta dinâmica do sistema. Em geral no controle de inversores para UPS são empregadas duas malhas, uma de corrente e uma de tensão (LOH et al, 2003), conforme figura 2.8.

Figura 2.8 – Controle em cascata.

A malha de corrente tem o objetivo de rastrear a corrente de referência dada pela malha mais externa, controlando a corrente de indutor de filtro. É a malha mais interna e tem dinâmica rápida. Para este tipo de aplicação, a grande vantagem da malha de corrente é a proteção intrínseca de sobrecorrente do indutor de filtro e do inversor, obtida através da limitação da amplitude do sinal $i_{ref}(t)$, figura 2.8.

A malha externa rastreia a tensão de referência do inversor, controlando a tensão do capacitor CA. É a malha mais lenta. Deve conter, no mínimo, um termo proporcional e em geral o modo integral é incluído.

A sintonia dos controladores em cascata é usualmente feita primeiramente pelo ajuste da malha mais interna. Uma vez que a malha interna esteja sintonizada, a malha externa enxerga o conjunto malha interna e planta como parte de um processo completo a controlar.

Este trabalho adota a topologia de malhas em cascata, refinando o controle das malhas por meio de compensação de perturbação e analisando qual tipo de controlador é mais adequado à respectiva malha. O quadro resumo abaixo classifica os tipos de controladores estudados neste Capítulo.

TABELA 2.1. QUADRO-RESUMO – CONTROLE EM CASCATA E TIPOS USUAIS DE CONTROLADORES

Descrição	Malha de Tensão	Malha de Corrente
Topologia	Mais externa	Mais interna
Dinâmica	Mais lenta	Mais rápida
Variável de entrada	Tensão de referência do inversor	Corrente de referência do indutor
Variável de saída	Corrente de referência do indutor	Tensão de capacitor CA
Perturbação	Corrente de carga	Tensão de capacitor CA
Tipo usual de controlador	PI, Modelo Interno	Proporcional, Deadbeat, Modelo Interno, Histerese

CAPÍTULO 3 – DISCUSSÕES SOBRE CONTROLADORES ESTUDADOS

Este capítulo apresenta a modelagem completa do sistema controlador e planta baseada em alguns tipos de controladores apresentados no Capítulo 2. Inicialmente critérios de desempenho do sistema em malha fechada são discutidos. Detalha-se então o projeto dos controladores com duas malhas de controle em cascata. No domínio contínuo a estratégia de controladores com ganhos proporcionais e com Realimentação de Dois Estados (R2E) da planta é estudada. No domínio discreto, analisam-se as estratégias Deadbeat, Realimentação de Três Estados com Atraso (R3EA) e a combinação de um controlador Proporcional – Integral na malha mais externa e de um controlador Deadbeat na malha mais interna. Para cada caso estudado compara-se o desempenho do controlador com o critério adotado no início do capítulo. A influência da inclusão de atraso de cálculo e de atuação, da escolha da frequência de amostragem, da estimação da corrente de carga e do método de discretização adotado no desempenho do sistema de controle é analisada. Ao final, resultados experimentais do controlador PI+ Deadbeat para um inversor com carga resistiva, indutiva, capacitiva e não linear são apresentados para uma montagem de potência reduzida.

3.1. CRITÉRIOS DE DESEMPENHO

Os critérios de desempenho do controlador são estabelecidos de forma a respeitar os seguintes aspectos:

- Valores de erros máximo toleráveis de rastreamento de corrente e tensão para fase e amplitude. (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001) atingem atrasos com a estratégia *deadbeat* de aproximadamente dois e quatro períodos de amostragem na

malha de corrente e de tensão, respectivamente. Geralmente adota-se uma porcentagem máxima da frequência de amostragem, uma vez que o cálculo de novos parâmetros para as malhas de controle é atualizado com base neste valor. Para amplitude, pode-se fixar valores da ordem de ± 2 a $\pm 5\%$ de variação em regime;

- Resposta dinâmica rápida. Depende da banda do sistema ajustada com base nos valores de amortecimento e frequência natural, como detalhado no item 3.2.3. Ressalta-se que o projeto do controlador no que diz respeito à banda está ligado ao projeto do filtro de saída e à frequência de chaveamento do conversor;
- Baixo conteúdo harmônico na tensão (corrente) de carga (rede) para o caso de filtros ativos de tensão (corrente). Para o caso de inversor isolado e carga não linear, o sinal injetado irá conter algumas harmônicas, como será visto em simulações do item 3.2.3. Quando a referência de tensão a ser injetada contém harmônicas, como é o caso de filtros ativos de tensão, a banda do controlador deve ser suficientemente elevada de modo a não atenuar ou mesmo amplificar algumas componentes. Em ambos os casos há limitações de conteúdo harmônico injetado na rede CA, dadas por normas de qualidade de energia;

Além disso, a tensão de referência para o controlador deve ser analisada. Apesar da maior parte das análises deste trabalho ser baseada na referência senoidal de tensão para um inversor isolado com carga arbitrária, a aplicação como filtro ativo de tensão requer referência contendo harmônicas e portanto o controlador também será simulado para este caso.

3.2. REALIMENTAÇÃO DE DOIS ESTADOS (R2E)

Como foi ressaltado no Capítulo 2, os controladores a serem estudados são baseados no controle em cascata de duas malhas, já que é desejável a limitação de corrente pela malha mais interna. Em geral, na malha de corrente utilizam-se controladores proporcionais (LOH, PC et al., 2003), (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996), (LORENZ; LAWSON, 1987), (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997), (SILVA, 1999) em função do tempo de resposta da mesma. Na malha de tensão, mais externa, costuma-se utilizar controladores PI (VENDRUSCULO et al, 2005), (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997). No entanto, o emprego de tais controladores na malha de tensão aumenta a complexidade do sistema em malha fechada e conseqüentemente o projeto dos controladores. Se, por outro lado, forem adotados controladores proporcionais no passo direto das malhas de corrente e de tensão, a ordem do sistema é mantida e o projeto dos controladores para o sistema de segunda ordem resultante em malha fechada é extremamente simples. Porém, ao incluir o atraso de cálculo e de atuação do inversor (item 3.2.4), o controlador deve ser alterado, uma vez que o sistema irá aumentar em complexidade e não irá funcionar para os ajustes do sistema (R2E). Além disso, dependendo da relação entre a largura de banda do sistema em malha fechada e a frequência de amostragem, deve-se levar em conta as funções de transferência dos amostradores de ordem zero (item 3.2.4), o que pode aumentar ainda mais a complexidade do sistema. Entretanto, o desenvolvimento do sistema R2E é importante porque destaca aspectos muitas vezes não comentados na literatura, tais como:

- Limitação de ganho proporcional da malha de corrente imposta pelo modulador PWM;
- Análise da rejeição de perturbação representada pela tensão de capacitor na malha de corrente;
- Análise da rejeição de perturbação de corrente de carga na malha de tensão, de modo a implementar um controlador para uma carga qualquer;

- Influência da frequência de amostragem.

A figura 3.1 mostra o esquema de controle proposto, onde k_{MI} e k_{MV} são os ganhos proporcionais das malhas de corrente e de tensão, respectivamente.

Figura 3.1 – Controle em cascata com ganhos proporcionais.

A planta foi modelada no Capítulo 1 como um sistema com duas variáveis de estado: tensão no capacitor de filtro (v_{cap}) e corrente de indutor (i_L). Como, de acordo com o item 1.3, o sistema é controlável, é possível alocar os pólos de malha fechada em qualquer lugar do plano s por meio da realimentação destas variáveis de estado. O sistema da Figura 3.1 pode ser visto como um sistema de realimentação de duas variáveis de estado, como detalhado no Apêndice D, de modo que é possível alocar os pólos do sistema detalhado no Capítulo 1 empregando apenas ganhos proporcionais. Este tipo de estratégia de controle é denominada Realimentação de Dois Estados (R2E) neste trabalho. Os ganhos proporcionais desta estratégia são escolhidos de modo que os dois pólos de malha fechada tenham amortecimento e frequência natural desejados. No Apêndice G, apoiado pela análise do Apêndice D, a seleção de ganhos é tratada como um problema de realocação de pólos por realimentação de estados usando a fórmula de Ackermann considerando que as perturbações do sistema foram canceladas. Nos itens 3.2.1 e 3.2.2 a realocação de pólos é feita pela análise dos polinômios

característicos das funções de transferência, tentando-se anular o efeito das perturbações via realimentação.

3.2.1. ANÁLISE DA MALHA DE CORRENTE INTERNA

A figura 3.2 mostra o diagrama de blocos da malha de corrente com o controlador proporcional e com o sistema controlado no domínio s , baseado no diagrama da planta da figura 1.3.

Figura 3.2 – Malha de corrente R2E com controlador P e planta. (a) Diagrama completo. (b) Diagrama simplificado.

Como o objetivo de controle é fazer com que a corrente do indutor rastreie a corrente de referência, a figura 3.2a pode ser simplificada para a figura 3.2b, de modo a exibir as variáveis de interesse. Considerando-se a tensão de capacitor como uma perturbação mensurável, a função de transferência em malha fechada do diagrama de blocos da figura 3.3b é:

$$I_L(s) = \frac{k_{MI}}{sL_f + k_{MI}} \cdot I_{REF}(s) - \frac{1}{sL_f + k_{MI}} V_{CAP}(s) \quad (3.1)$$

Uma realimentação da tensão do capacitor na malha de corrente conforme a figura 3.3a desacopla a tensão de saída da corrente de indutor (LORENZ; LAWSON, 1987), cancelando idealmente a perturbação. A nova função de transferência em malha fechada considerando a realimentação da tensão do capacitor, de acordo com a figura 3.3b é :

$$I_L(s) = \frac{k_{MI}}{sL_f + k_{MI}} \cdot I_{REF}(s) = \frac{1}{s \frac{L_f}{k_{MI}} + 1} \cdot I_{REF}(s) \quad (3.2)$$

Figura 3.3 – Malha de corrente R2E com controlador P e planta com desacoplamento da tensão de saída.

A seleção do ganho k_{MI} é mostrada no item 3.2.3. Este ganho é limitado pelo valor máximo de inclinação de erro de corrente em comparação com a inclinação da portadora triangular, como deduzido no Apêndice E:

$$k_{MI} < 2 \cdot f_{TRI} \cdot L_f \quad (3.3)$$

onde f_{TRI} é a frequência da portadora triangular do bloco PWM. Valores de ganho proporcional que violem a condição (3.3) fazem com que a derivada do erro de corrente, multiplicada pelo ganho tenha inclinação maior do que a da portadora triangular, ocasionando múltiplos chaveamentos (Apêndice E), seja com bloco PWM natural ou amostrado.

3.2.2. MALHA DE TENSÃO

A figura 3.4 mostra a malha de tensão com controle de realimentação de dois estados em tempo contínuo. A corrente de carga é vista como uma perturbação no sistema de controle que pode ser medida ou estimada em tempo real. A variável realimentada na malha mais interna é a corrente de indutor. Pode-se, porém, realimentar a corrente do capacitor (LOH; HOLMES, 2003). Uma das diferenças entre realimentar, nesta malha, a corrente de indutor ou de capacitor de filtro é a capacidade do sistema em malha fechada em rejeitar perturbações. Em uma abordagem intuitiva, pode-se dizer que como a corrente de capacitor é proporcional à taxa de variação da tensão de saída, alterações da tensão de saída causadas pela corrente de carga são percebidas instantaneamente, de modo que a malha interna compense tal efeito imediatamente. A resposta do sistema com realimentação da corrente de indutor inclui um atraso de constante de tempo do filtro (LOH et al, 1996), o que ocasiona desempenho inferior de rejeição de perturbação se comparada à realimentação de corrente de capacitor. Deve-se notar porém que, ao realimentar a corrente de capacitor perde-se a vantagem de proteção de sobrecorrente na malha mais interna. Portanto, adota-se neste trabalho para o projeto dos controladores a realimentação da corrente de indutor.

Figura 3.4 – Malha de tensão R2E.

Nas simulações a serem apresentadas todas as variáveis realimentadas (v_{cap} e i_L) e perturbação (v_{cap} e i_{carga}) são grandezas medidas. Na prática, de modo a minimizar o número de sensores, a corrente de carga pode ser estimada. Se um modelo da carga é disponibilizado, pode-se calcular esta corrente a partir da Lei de Ohm. Um outro modo seria através da subtração das correntes de indutor e de capacitor. Como a corrente de indutor é medida e a corrente de capacitor pode ser calculada a partir da derivada da tensão de capacitor de filtro, a corrente de carga é automaticamente determinada. Neste caso, porém, deve-se lembrar funções do tipo derivada requerem muito cuidado na implementação, uma vez que ocorre amplificação de frequências mais altas, o que é altamente indesejável.

Quando a perturbação é medida, pode-se aplicar o controle por pré-alimentação (*disturbance feedforward control*). O controle por pré-alimentação da perturbação, ao contrário do controle por realimentação, compensa as perturbações de maneira aproximada antes que elas afetem a saída do sistema de controle (OGATA,1997).

Na maioria das aplicações, o controle por pré-alimentação é utilizado em conjunto com o controle por realimentação. Nestes casos, o controle por pré-alimentação minimiza o erro de *set point* causados por perturbações mensuráveis, enquanto o controle por realimentação corrige eventuais imperfeições do controle por pré-alimentação e efeitos de perturbações não mensuráveis no sistema. Aplicando o controle por pré-alimentação ao diagrama de blocos da figura 3.4, tem-se a figura 3.5.

Figura 3.5 – Malha de tensão R2E – Controle por pré-alimentação (*feedforward*).

A saída do sistema em malha fechada da figura 3.5 é:

$$V_{CAP}(s) = \frac{1}{s^2 + s \frac{k_{MI}}{L_f} + \frac{k_{MV}k_{MI}}{L_f C_f}} \left\{ \frac{k_{MV}k_{MI}}{L_f C_f} \cdot V_{REF}(s) + \frac{1}{C_f} \cdot I_{CARGA}(s) \cdot \left[P(s) \cdot \frac{k_{MI}}{L_f} - \left(s + \frac{k_{MI}}{L_f} \right) \right] \right\} \quad (3.4)$$

A saída do sistema em malha fechada possui duas parcelas:

$$Y(s) = H_1(s) \cdot V_{REF}(s) + H_2(s) \cdot I_{CARGA}(s) \quad (3.5)$$

Idealmente deseja-se que ao aplicar apenas $V_{REF}(s)$ ao sistema em malha fechada, seja possível obter $Y(s) = V_{REF}(s)$. Da mesma forma, ao aplicar a perturbação $I_{CARGA}(s)$ ao sistema, deseja-se obter $Y(s) = 0$. Assim, para anular a perturbação:

$$\frac{1}{C_f} \cdot \left[P(s) \cdot \frac{k_{MI}}{L_f} - \left(s + \frac{k_{MI}}{L_f} \right) \right] = 0$$

$$P(s) = s \cdot \frac{L_f}{k_{MI}} + 1 \quad (3.6)$$

A expressão (3.6) apresenta uma função do tipo derivada. Como esta função $Y_D(s) = k_D \cdot s$ implica em $|Y_D(\omega)| = k_D \cdot \omega$, onde ω é a frequência angular em rad/s, sinais de alta frequência serão amplificados. Para limitar a amplificação em alta frequência, combina-se a ação derivativa com um filtro passa-baixas, ou seja, inclui-se um pólo na função de transferência, conforme descrito no Apêndice F. Obviamente, ao fazer isso, a

partir da frequência deste pólo, a função deixa de ser representada pela derivada, limitando a compensação de perturbação às correntes com frequências abaixo deste valor.

A função de compensação de distúrbio aplicando-se a aproximação do Apêndice F é:

$$P(s) = k_T \cdot \frac{\left(s + \frac{\omega_D}{k_T}\right)}{s + \omega_D} \quad (3.7)$$

$$k_T = \frac{L_f}{k_{MI}} \cdot \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_D^2}}{\omega_0} + 1 \quad (3.8)$$

onde ω_0 é a frequência de interesse, geralmente igual à frequência fundamental e ω_D é a frequência angular do pólo da nova função derivada.

A estratégia de cancelamento da perturbação nem sempre é a melhor opção. Em específico, para o caso R2E estudado, fazer isto representa incluir uma função do tipo derivada no sistema de controle, o que é altamente indesejável. Uma outra solução é especificar parâmetros de controle (amortecimento, frequência amortecida, etc) para a função de transferência da perturbação em malha fechada (TRUXAL, 1955).

3.2.3. SELEÇÃO DOS PARÂMETROS DE CONTROLE

Ressalta-se que a seleção dos parâmetros de controle da função de transferência $V_{CAP}(s)/V_{REF}(s)$ apresentada nesta seção não é feita pelo método de cálculo da matriz de ganhos adotada no método de Ackermann, mas impondo os pólos adotando os critérios de especificação de frequência natural e do coeficiente de amortecimento de um sistema em malha fechada. A equivalência de projeto entre os dois sistemas é mostrada no Apêndice G.

Considerando que a perturbação é cancelada na equação (3.5) ao substituir a função de compensação de (3.6), a função de transferência do sistema em malha fechada é:

$$V_{CAP}(s) = \frac{\frac{k_{MV}k_{MI}}{L_f C_f}}{s^2 + s \frac{k_{MI}}{L_f} + \frac{k_{MV}k_{MI}}{L_f C_f}} \cdot V_{REF}(s) \quad (3.9)$$

A equação (3.9) pode ser reescrita na forma padrão de um sistema de segunda ordem:

$$V_{CAP}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \cdot V_{REF}(s) \quad (3.10)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{MV}k_{MI}}{L_f C_f} \quad (3.11)$$

$$\xi = \frac{k_{MI}}{2 \cdot L_f \cdot \omega_n} \quad (3.12)$$

onde ξ é o coeficiente de amortecimento e ω_n a frequência natural em rad/s . A especificação destes dois parâmetros para o sistema em malha fechada é suficiente para a determinação dos ganhos k_{MI} e k_{MV} .

Um dos métodos de seleção é mostrado em (LEE; KIM; SUL, 2004). De acordo com os autores, se o objetivo de controle é $V_{CAP}(s) = V_{REF}(s)$, a tensão de saída do inversor tem que ser grande o suficiente para compensar a atenuação de 40dB/dec do filtro passa-baixas. Como isto implica em sobredimensionamento do inversor, os autores limitam a banda do controlador pela banda do filtro de saída, ou seja $\omega_n \leq \omega_f$, onde ω_f é a frequência de ressonância do filtro. (LEE; KIM; SUL, 2004) relatam ainda que para o caso de um inversor de um dispositivo Restaurador Dinâmico de Tensão, o melhor desempenho do sistema de controle em malha fechada é obtido para $\xi = 1$, não apresentando porém maiores justificativas.

O método utilizado neste trabalho ajusta primeiramente os parâmetros da malha de corrente, como detalhado no item 2.5. O ganho k_{MI} é determinado com base no modelo da malha de corrente (equação 3.2), fixando-se o atraso desejado do sistema em malha fechada

para o sistema de primeira ordem e respeitando-se o critério de máximo valor de ganho (item 3.2.1 e Apêndice E). A seguir, como k_{MI} passa a ser conhecido, o ganho k_{MV} pode ser determinado fixando-se o valor do coeficiente de amortecimento (equação 3.12) e aplicando o resultado à equação (3.11), como é feito no caso 1 da tabela 3.1 ou estabelecendo-se diretamente o valor da banda do sistema em malha fechada (equação 3.11), como no caso 2 da tabela 3.1.

O sistema de controle da figura 3.5 foi simulado com os parâmetros da tabela 3.1 no software PSIM 5.01 utilizando $\tau_i = L_f / k_{MI} = 100\mu s$ para a malha de corrente, com cargas resistiva (linear) e não linear, com PWM natural. O filtro LC é dimensionado de acordo com o Apêndice B, no qual adota-se uma impedância de 0,15 pu para o indutor de filtro. O capacitor de saída é escolhido de modo a obter frequência de ressonância do filtro em torno de 1kHz e a frequência de amostragem é fixada no mínimo uma década acima da frequência de corte do filtro.

TABELA 3.1 – MALHA DE TENSÃO R2E – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{REF}	Tensão de referência	27Vpico, senoidal 60Hz
v_{CC}	Tensão do barramento CC	30V
f_{SW}	Frequência de chaveamento	10kHz
L_f	Indutância de filtro	12mH, $I_L(0) = 0$
C_f	Capacitância de filtro	2,2μF, $V_{CAP}(0) = 27V$
Time Step	Passo de integração	$10^{-7}s$
Caso 1	Frequência Natural	$\omega_n = \omega_f$
	Coeficiente de amortecimento	$\xi = 1$
	Ganhos	$k_{MI} = 119,9431; k_{MV} = 0,0055$
Caso 2	Frequência Natural	$\omega_n = \sqrt{2} \cdot \omega_f$
	Coeficiente de amortecimento	$\xi = 0,57$
	Ganhos	$k_{MI} = 119,9431; k_{MV} = 0,0167$
Carga	Carga Resistiva	30Ω
	Carga não linear, retificador em ponte de diodos, transformador de isolamento ideal, relação de transformação unitária	Resistência CA = 30Ω
		Indutância CA = 0.1mH,
		Cap.CC = 1mF, $V_{CC}(0) = 27V$
		RCC = 250Ω

As figuras 3.6 e 3.7 mostram o desempenho das malhas de corrente e de tensão para carga resistiva e para os casos 1 ($\omega_n = \omega_f$) e 2 da tabela 3.1, respectivamente, com um degrau de corrente de carga aplicado em 54ms. Para o caso de carga não linear (figuras 3.8 e 3.9), obviamente, a tensão na carga é distorcida e não atinge a tensão de pico da referência devido à limitação na amplitude da tensão no barramento CC e ao valor da indutância, que limitam a derivada de corrente no indutor, e conseqüentemente a corrente no capacitor. Como a carga requer uma corrente de elevada amplitude e inclinação, que não pode ser fornecida pelo “inversor + indutor”, há uma deformação no pico da tensão v_{cap} .

Em ambos os casos, o rastreamento de corrente e tensão ocorre adequadamente. Ainda, mostra-se que é possível melhorar o desempenho em malha fechada aumentando a banda do sistema pouco além da frequência de corte do filtro passa-baixas, como mostrado nas figuras 3.6 a 3.9, apesar do critério que considera o máximo valor da banda do sistema em malha fechada $\omega_n = \omega_f$ descrito por (LEE; KIM; SUL, 2004). Para o caso de carga resistiva, o atraso da malha de tensão cai de aproximadamente 700 μ s para 400 μ s ao reajustar os ganhos proporcionais das malhas. Entretanto, como o amortecimento passa a ser pequeno para valores elevados de banda em malha fechada, o sistema começa a ficar instável, em específico para o caso de carga não linear da tabela 3.1.

Figura 3.6 – Controle de tensão R2E – Caso 1 -Carga resistiva. Malha de corrente (superior) - corrente de referência (azul) e corrente de indutor (vermelho). Malha de Tensão - tensão de referência (azul) e tensão de capacitor (vermelho).

Figura 3.7 – Controle de tensão R2E – Caso 2 - Carga resistiva. Malha de corrente (superior) - corrente de referência (azul) e corrente de indutor (vermelho). Malha de Tensão - tensão de referência (azul) e tensão de capacitor (vermelho).

Figura 3.8 – Controle de tensão R2E – Caso 1 - Carga não linear. Malha de corrente (superior) - corrente de referência (azul) e corrente de indutor (vermelho). Malha de Tensão - tensão de referência (azul) e tensão de capacitor (vermelho).

Figura 3.9 – Controle de tensão R2E – Caso 2 -Carga não linear. Malha de corrente (superior) - corrente de referência (azul) e corrente de indutor (vermelho). Malha de Tensão - tensão de referência (azul) e tensão de capacitor (vermelho).

Apesar do desempenho do sistema de controle R2E em malha fechada para o projeto dos controladores em domínio contínuo mostrar-se adequado, algumas simplificações adotadas na simulação e discutidas a seguir podem inviabilizar esta modelagem.

3.2.4. INCLUSÃO DO ATRASO E INFLUÊNCIA DA AMOSTRAGEM

Em sistemas controlados por computador, há sempre a inclusão de atrasos que tendem a levar o sistema à instabilidade. O próprio processo de amostragem com retenção inclui um atraso. Deve-se considerar também o tempo finito de cálculo do algoritmo e a impossibilidade de se atualizar o modulador PWM instantaneamente, durante o ciclo de chaveamento. Tem-se assim um atraso de atuação de pelo menos um período de amostragem.

Para verificar a implementação digital do controlador e o efeito do atraso de um período de amostragem, o mesmo tipo de controlador com ganhos proporcionais, sem a inclusão da compensação da perturbação da malha de corrente, é simulado no PSIM 5.01 por meio da inclusão de um amostrador de ordem zero na saída do controlador e nos sinais realimentados. A simulação é feita sem carga, de modo a não incluir os efeitos de perturbação da malha de tensão, e com atraso de atuação igual a um período de amostragem (100 μ s). O resultado, para o caso 2 é mostrado na figura 3.10. Como visto, com a inclusão do atraso, o sistema passa a ser oscilatório (figura 3.10b) e o rastreamento é insatisfatório, mesmo que os ganhos sejam reajustados, pois o sistema aumentou em complexidade. De fato, isto mostra que o atraso de atuação e de cálculo deve ser incluído e compensado no sistema em malha fechada.

(a)

(b)

Figura 3.10 – Malha de tensão R2E – Efeito do tempo de atuação e de computação. (a) Sem inclusão (b) Com inclusão.

Após a inclusão do tempo de cálculo e atuação, o projeto do controlador pode ser feito dos seguintes modos:

1. *Projeto no domínio contínuo, incluindo o atraso e efetuando a compensação do mesmo.* A transformada de Laplace da função atraso no tempo é:

$$\mathcal{L} \{f(t - \tau_t)\} = e^{-s\tau_t} \cdot F(s) \quad (3.13)$$

Aproximando a função exponencial pela série de McLaurin e truncando a série no segundo termo, a função de um atraso puro pode ser aproximada por:

$$H_d(s) = \frac{1}{1 + s\tau_t} \quad (3.14)$$

Ao incluir a função atraso, o sistema irá aumentar em complexidade e o tipo de controlador irá mudar. Como a implementação será feita em um Processador Digital de Sinais, após o projeto em domínio contínuo é necessário discretizar o sistema utilizando um dos métodos descritos em (FRANKLIN; POWELL, 1980). Como é feita uma aproximação para o tempo discreto, os pólos resultantes da discretização não serão os mesmos do projeto no domínio contínuo.

2. *Projeto no domínio discreto, incluindo o atraso e efetuando a compensação do mesmo.* Neste caso, deve-se escolher um método de discretização do conjunto planta e controlador ou adotar o modelo discreto da planta apresentado no Capítulo 1.

Figura 3.11 – Amostragem de Ordem Zero.

Em ambas opções de projeto descritas acima, é necessário ainda amostrar os sinais de realimentação, entradas e perturbações. Em geral, utilizam-se amostradores de ordem zero (ZOH), cuja função de transferência é:

$$H_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-sT_a}}{s} \quad (3.15)$$

Pode-se aproximar esta função por um atraso puro $H_{zoh}(s) \cong e^{-sT_a/2}$ (3.16), já que este é o valor no ponto médio dos degraus da figura 3.11. Como a função anterior não é racional, pode-se utilizar a aproximação de Padé (equação 3.17) ou a expansão em série de McLaurin (equação 3.18). A aproximação de Padé tem como vantagens ganho unitário e defasagem de 180 graus, introduzindo porém um zero na aproximação.

$$H_{zoh}(s) \cong \frac{1 - s \cdot T_a/4}{1 + s \cdot T_a/4} \quad (3.17)$$

$$H_{zoh}(s) \cong \frac{T_a}{1 + s \cdot T_a/2} \quad (3.18)$$

O amostrador de ordem zero pode ser desprezado nos casos em que a frequência de amostragem é aproximadamente de vinte a trinta vezes maior que a maior frequência da

dinâmica do sistema (FRANKLIN; POWELL, 1980). No caso do sistema apresentado, a frequência de amostragem está relacionada à frequência de chaveamento, a qual é limitada pelos transistores de potência utilizados. Para os dados da tabela 2 e com a frequência de amostragem igual à frequência de chaveamento, é necessário incluir a função de transferência do ZOH, já que a relação entre a frequência de amostragem e a maior frequência do sistema é aproximadamente igual a dez. O diagrama completo de controle incluindo as funções de transferência de atraso $H_d(s)$, de amostradores de ordem zero $H_{zoh}(s)$, de compensação de distúrbio na planta $P(s)$, de controle de tensão $H_{cv}(s)$ e de controle de corrente $H_{ci}(s)$ é mostrado na figura 3.12. Como dito anteriormente, a complexidade do sistema em malha fechada aumenta, de modo que se adota como opção o projeto dos controladores no domínio discreto, como será descrito no item 3.3.

Figura 3.12 – Sistema completo no domínio contínuo.

3.3 REALIMENTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS CONSIDERANDO O ATRASO DE ATUAÇÃO (R3EA)

Para o projeto no domínio discreto, deve-se incluir a função de amostrador de ordem zero e discretizar a planta e o controlador. A discretização da planta é realizada com base nas equações 1.14 a 1.18 com método exato de cálculo da exponencial de matrizes (descrito no Apêndice C).

O controlador proposto neste item é realizado por realimentação de três estados da planta $i_L(k)$, $v_{cap}(k)$ e $i_{CARGA}(k)$ e da tensão de inversor $v_{inv}(k)$, conforme figura 3.13. Na figura 3.13, da mesma forma que no item 3.2.1, a tensão de saída é realimentada de modo a anular perturbações na malha de corrente mais interna. De modo semelhante ao item 3.2.2, a realimentação da corrente $i_{CARGA}(k)$ tem como função tornar o sistema de controle insensível à variações de corrente de carga. Entretanto, no sistema da figura 3.13 a corrente de carga é multiplicada por um ganho k_{icarga} ao invés de uma função do tipo ganho com derivada. Finalmente, a tensão de inversor é realimentada e multiplicada pelo ganho k com o intuito de compensar o atraso de cálculo, uma vez que a resposta do controlador R2E digitalizado com inclusão de atraso apresenta comportamento oscilatório, como mostrado no item 3.2.4.

Figura 3.13 - Realimentação de estados com atraso – Representação em realimentação de estados.

A figura 3.14 mostra a representação equivalente do sistema de controle da figura 3.13 com os ganhos das malhas de tensão k_{MV} e de corrente k_{MI} no passo direto. Para que haja equivalência entre os sistemas das figuras 3.13 e 3.14, deve-se aplicar a equação 3.19:

$$v_{ref}(k) = \frac{v_{ref}'(k)}{k_{MI} \cdot k_{MV}} \quad (3.19)$$

Figura 3.14- Realimentação de estados com atraso – Diagrama de blocos.

3.3.1. INCLUSÃO DA CARGA NO SISTEMA DE CONTROLE

Se a impedância de carga é conhecida, pode-se inserir mais uma variável de estado (i_{carga}) no sistema controlado. Isto é feito antes do processo de discretização da planta. Para o sistema controlado deste trabalho será adotada carga RL série, de maneira semelhante à descrita em (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996).

O novo sistema composto por inversor, filtro LC e carga RL série, descrito por variáveis de estado em tempo contínuo é dado pelas equações 3.20 a 3.22.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} v_{cap}(t) \\ \frac{d}{dt} i_{carga}(t) \\ \frac{d}{dt} i_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cap}(t) \\ i_{carga}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \cdot v_{inv}(t) \quad (3.20)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_{cap}(t) \\ i_{carga}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$y(t) = [1 \ 0 \ 0] \cdot x(t) \quad (3.22)$$

onde R e L são a resistência e a indutância de carga, respectivamente.

3.3.2. INCLUSÃO DO ATRASO DE CÁLCULO NO SISTEMA DE CONTROLE

No diagrama da figura 3.13, nota-se que o atraso de atuação e computação é representado pelo atraso de um instante de amostragem, ou seja, o mínimo tempo realizável na prática. A idéia da realimentação da tensão de inversor é considerar o atraso de atuação para que seja possível rastrear a tensão de referência adequadamente.

Ao observar a figura 3.13 e relembrando a abordagem utilizada para o sistema R2E, pode-se intuitivamente considerar que a tensão $v_{inv}(k)$ é um estado da planta a ser realimentado com ganho k . No entanto, este conceito deve ser melhor analisado, pois:

- De acordo com a figura 3.13, $v_{inv}(k)$ não é disponível, mas apenas $v_{inv}(k-1)$;
- O atraso não faz parte da planta que se deseja controlar. O atraso é intrínseco ao controle;
- A tensão $v_{inv}(k)$ não é um estado da planta, mas a saída do sistema de controle.

Deste modo, supondo uma planta Σ , pode-se solucionar esta questão com base na figura 3.15 das seguintes formas:

- Deseja-se controlar a planta de modo que a resposta seja instantânea, mas isto é impossível (figura 3.15, caso A), já que na implementação digital mostrada neste trabalho o tempo de atuação e computação não é desprezível em relação ao período de amostragem. As simulações do sistema contínuo de realimentação de dois estados apresentam resposta instantânea.
- Pode-se porém considerar um atraso no sistema de controle (figura 3.15, caso B) e trabalhar com o controlador projetado no caso do sistema de realimentação de dois estados. Como visto, ao simular o sistema R2E digitalizado e incluir o atraso de

cálculo, ocorrem problemas no rastreamento, mesmo que os ganhos das malhas de corrente e de tensão sejam reajustados;

Figura 3.15 - Análise da realimentação de estados com atraso

- Supondo uma planta fictícia Σ' (figura 3.15, caso C) que inclui um atraso z^{-1} , o controlador deve ser projetado para a entrada $u'(k)$. Este controlador não teria desempenho tão bom quanto os dos casos (A) e (B) da figura 3.15 se os dois últimos fossem realizáveis. Isto porque o controlador projetado para Σ' na verdade atua com atraso na planta Σ . Na prática, o sistema da figura 3.15, caso C é equivalente à figura 3.15, caso D, na qual a planta Σ recebe uma entrada atrasada $u'(k-1)$. Isto pode ser crítico no caso de grandes variações na referência de tensão e quando há perturbações não compensadas envolvidas no sistema de controle.

Como será mostrado no item 3.3.4, o controlador proposto na figura 3.13 funciona sem comportamento oscilatório para as condições nominais de carga, adotando-se a

aproximação do caso C com o atraso na planta fictícia. Ao projetar o novo sistema pelo método de realimentação de estados, o sistema deve ser reescrito de modo a considerar esta hipótese. No sistema controlado discretizado, ao incluir a nova variável $v_{inv}(k)$, as matrizes de estado passam a ser dadas por:

$$x'(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ v_{inv}(k) \end{bmatrix} \quad (3.23) \quad u'(k) = [v_{invref}(k)] \quad (3.24)$$

Deseja-se escrever o novo sistema na forma:

$$x'(k+1) = \Phi' \cdot x'(k) + \Gamma'_1 \cdot u'(k) \quad (3.25)$$

Como $v_{inv}(k+1) = v_{invref}(k)$, tem-se:

$$x'(k+1) = \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_1 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\Phi'} \cdot x'(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\Gamma'_1} \cdot u'(k) \quad (3.26)$$

Desta forma, pode-se ajustar os ganhos do sistema realimentado de modo que o atraso seja considerado no sistema controlado.

3.3.3.COMPENSAÇÃO DE PERTURBAÇÃO NA MALHA DE CORRENTE

Deseja-se obter as novas matrizes de estado após a inclusão da realimentação da tensão de saída na malha de corrente e do atraso de cálculo (figura 3.16), para o modelo discreto do sistema de controle descrito pelas equações 3.23 a 3.26.

Para tal, deve-se incluir a seguinte equação no sistema de controle:

$$v_x(k) = v_{inv}(k+1) = v_y(k) + v_{CAP}(k) \quad (3.27)$$

Figura 3.16 – R3EA - Compensação de perturbação da malha de corrente.

Incluindo a equação (3.27) no sistema controlado das equações 3.23 a 3.26, tem-se:

$$x'(k+1) = \begin{bmatrix} v_{CAP}(k+1) \\ i_{CARGA}(k+1) \\ i_L(k+1) \\ v_{inv}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_1 \\ 1 & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\Phi''} \cdot x'(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\Gamma_1'} \cdot u'(k) \quad (3.28)$$

3.3.4. AJUSTE DO CONTROLADOR DE REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

Considerando o sistema de realimentação de estados mostrado na figura 3.13, a matriz de ganhos do sistema realimentado pode ser obtida pela fórmula de Ackermann (OGATA, 1999):

$$K = [k_{11} \quad k_{12} \quad k_{13} \quad k_{14}] \quad (3.29)$$

onde $k_{11} = k$ (3.29a), $k_{12} = k_{MI}$ (3.29b), $k_{13} = -k_{ICARGA}k_{MI}$ (3.29c) e $k_{14} = k_{MV}k_{MI}$ (3.29d). As equações (3.29a), (3.29b), (3.29c) e (3.29d) permitem determinar facilmente os ganhos k , k_{MI} , k_{MV} e k_{ICARGA} da figura 3.14.

Os pólos do sistema em malha fechada podem ser alocados no plano z das seguintes formas:

- *Na origem.* A resposta em z passa a ser do tipo *deadbeat*. O controlador atua rapidamente de forma a anular o erro, mas o ganho resultante no sistema em malha fechada é alto. Os controladores com resposta *deadbeat* serão estudados no item 3.4.

- *Realocação de pólos por tentativa e erro.* No domínio contínuo, basta selecionar dois pólos complexos conjugados tendo por base ξ e ω_n . O terceiro pólo pode ser um pólo real com três a quatro vezes a parte real dos pólos complexos conjugados. Como existem zeros no sistema em malha aberta, o quarto pólo pode ser ajustado de modo a realizar cancelamento de zeros. Feito isso, basta mapear os pólos em z por $z = e^{s_{1,2,3,4} \cdot T_a}$.

O sistema de realimentação de estados com atraso foi simulado no Matlab e no PSIM 5.01 para um inversor representado por uma fonte vinculada, sem levar em conta o chaveamento, com carga RL série e com os parâmetros da tabela 3.2 para alocação de pólos no plano z , de modo a representar o caso 2 do item 3.2.3, ou seja, $\xi = 0,707$ e $\omega_n = \sqrt{2} \cdot \omega_f$ para os pólos dominantes e o terceiro pólo com parte real 3,4 vezes maior que a parte real destes dois pólos. A função de transferência discreta em malha aberta possui zeros em $z_1 = 1$ (*zero no infinito*) e em $z_1 = 0,963$. Assim, o quarto pólo é ajustado de modo a cancelar um zero do sistema em malha aberta. O modelo com método exato de discretização foi utilizado, uma vez que para o valor de frequência de amostragem de 10kHz e para frequência de corte do filtro LC aproximadamente igual a 1kHz (tabela 3.2), o modelo método aproximado de discretização não é válido, já que a relação entre frequências é menor que vinte. Se os pólos forem alocados no plano z em $z_1 = 0.4590 + 0.3966i$, $z_2 = 0.4590 - 0.3966i$, $z_3 = 0.1828$ e $z_4 = 0.963$, os ganhos de realimentação são iguais a $K = [0,4584 \quad 50,4357 \quad -44,1187 \quad 0,2527]$ e obtém-se o diagrama de Bode da figura 3.17. Para os parâmetros da tabela 3.2, a tensão de saída do inversor em regime é mostrada na figura 3.18.

TABELA 3.2 – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO – REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS COM ATRASO

<i>Símbolo</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
v_{refinv}	Tensão de referência	27Vpico, senoidal 60Hz
v_{CC}	Tensão do barramento CC	30V
f_{sw}	Frequência de chaveamento	10kHz
L_f	Indutância de filtro	12mH
C_f	Capacitância de filtro	2,2 μ F
$Z_{CARGA}@60Hz$	Impedância de carga	(30 $\angle$ 45°) Ω
Time Step	Passo de integração	10 ⁻⁷ s

Figura 3.17 - Realimentação de estados com atraso – Simulação em Matlab - Diagrama de Bode

Figura 3.18 - Realimentação de estados com atraso – Simulação em Matlab - Resposta à entrada senoidal, 60Hz.

A figura 3.19 mostra a simulação no PSIM com os ganhos do sistema equivalente da figura 3.14, ou seja, $k = 0,4584$, $k_{MI} = 50,4357$, $k_{ICARGA} = 0,8748$ e $k_{MV} = 0,005$, com a tensão de referência da tabela 3.2. multiplicada por $1/k_{14} = 3,9577$. O módulo da corrente nominal de carga é igual a 0,9 A e na entrada da malha de corrente é incluído um limitador fixo ajustado com $\pm 1,2 A$. O resultado de rastreamento de tensão é o mesmo que o da simulação em Matlab (figura 3.18), mostrando a equivalência entre os sistemas. No entanto, deve-se notar que o rastreamento de corrente não é adequado, ocorrendo erros consideráveis em amplitude e fase.

Figura 3.19 - Realimentação de estados com atraso – Simulação no PSIM – Malha de corrente (superior) e malha de tensão (inferior).

A figura 3.20 mostra a simulação em PSIM 5.01 do sistema realimentado para impedância de carga RL em 50% do valor nominal, seguida de um chaveamento de carga para o valor nominal de impedância. Há problemas no rastreamento de corrente e de tensão quando impedância de carga é variada.

A figura 3.21 mostra que o ajuste do sistema de controle é válido apenas para um tipo de carga, uma vez que para este caso, ou seja, carga puramente resistiva igual a 30Ω , não há rastreamento de corrente e de tensão. Isto mostra que a proposta de implementação de um controlador que utilize apenas ganhos proporcionais para as malhas de corrente e de tensão, incluindo as devidas compensações de perturbação nas malhas e a compensação de atraso de cálculo, não resolve o problema de controlar tensão e corrente em um inversor isolado para impedância de carga diferentes daquela considerada no projeto do controlador. Para o caso de carga resistiva em particular, foi considerada planta com carga resistiva e ajustado o controlador para este caso, mas ao substituir o tipo de carga, novamente o controlador não rastreia a tensão de referência do inversor.

Figura 3.20 - Realimentação de estados com atraso – Simulação com carga RL variável. Malha de corrente (superior) e malha de tensão (inferior).

Figura 3.21 - Realimentação de estados com atraso com compensação – Simulação com carga resistiva. Malha de corrente (superior) e malha de tensão (inferior).

3.3.5. OBSERVAÇÕES GERAIS SOBRE CONTROLADORES COM REALIMENTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS COM ATRASO

- O sistema proposto soluciona o problema do atraso de computação, não resolvido na realimentação de dois estados, uma vez que não ocorrem as instabilidades anteriormente verificadas (item 3.2.4);
- O sistema proposto não compensa variações de corrente de carga, a não ser que os ganhos sejam reajustados dinamicamente. Obviamente, a complexidade de implementação seria aumentada significativamente, inviabilizando a utilização deste controlador neste trabalho.

3.4. CONTROLE PREDITIVO

Mantendo a estrutura de duas malhas de controle cascadeadas, pode-se utilizar controladores digitais preditivos. Foram estudadas duas estratégias, aplicadas apenas para a malha de corrente deste trabalho: controlador preditivo com horizonte de um passo de amostragem na malha de tensão e na de corrente (figura 3.22a) e com dois passos de amostragem na malha de corrente (figura 3.22b). No primeiro caso, demonstra-se (MARTINZ et al., 2005) que, apesar de ser um controlador extremamente intuitivo, para o sistema controlado descrito pelo método aproximado de discretização descrito no Capítulo 1, não é possível obter resposta *deadbeat* (MARTINZ et al., 2005). A resposta apresenta oscilações pouco amortecidas a $1/6$ da frequência de amostragem, exigindo que os parâmetros do controlador sejam alterados (dessintonizados) em relação ao valor projetado. Para o segundo caso, considera-se o atraso de atuação no projeto da malha de corrente, obtendo-se resposta *deadbeat* em dois passos, eliminando-se a resposta com oscilações de baixo amortecimento. Este caso foi analisado no item 3.4.1.

Considerando k a k -ésima amostra, a tensão de referência do inversor $v_{ref}(k)$ é comparada com a tensão do capacitor de filtro, de modo que a saída do controlador de tensão forneça a corrente de referência $i_{ref}(k)$ do indutor de filtro. O controlador de corrente rastreia a corrente de referência, forçando o erro a ser zero após um ou dois instantes de amostragem. A saída da malha de corrente $v_{inv}(k)$ é a tensão de referência do modulador PWM. Nas simulações foi incluído ainda o atraso de computação do sistema de controle.

Figura 3.22 – Controladores preditivos propostos. (A) Horizonte de um passo de amostragem (B) Horizonte de dois passos de amostragem.

Deve-se observar que a estrutura de controle na figura 3.22b é semelhante à de realimentação de estados com atraso proposta no item 3.3, na qual a tensão do inversor é realimentada na malha de corrente e a corrente de carga é realimentada na malha de tensão.

3.4.1. MALHA DE CORRENTE COM ATRASO DE DOIS PERÍODOS DE AMOSTRAGEM (MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999), (MATTAVELLI; BUSO, 1999)

Para o sistema controlado, adota-se o método aproximado de discretização descrito no Capítulo 1. Isso significa dizer que a dinâmica de segunda ordem do filtro de saída pode ser desprezada para simplificar a análise. Portanto, um sistema de primeira ordem que leva em conta apenas o indutor de filtro é considerado na malha de corrente. Esta aproximação é verdadeira se a impedância do indutor for muito maior que a impedância do capacitor na frequência de controle. Deste modo, a tensão do capacitor de saída $v_{cap}(k)$ é independente da corrente $i_L(k)$ injetada na malha (MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999), (MATTAVELLI; BUSO, 1999), (HOLMES; MARTIN, 1996). Como este é um desvio conhecido na modelagem da malha de corrente que faz com que a resposta não seja exatamente *deadbeat*, uma solução possível é aumentar o valor do capacitor de saída (MATTAVELLI; BUSO, 1999).

Deste modo, do modelo discreto da planta apresentado no Capítulo 1 tem-se (eq.1.24, $k_{inv} = 1$):

$$v_{inv}(k) = \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_a} \cdot L_f + v_{cap}(k) \quad (3.30)$$

Desenvolvendo esta equação para o instante $T_a \cdot (k+1)$, tem-se:

$$v_{inv}(k+1) = \frac{i_L(k+2) - i_L(k+1)}{T_a} \cdot L_f + v_{cap}(k+1) \quad (3.31)$$

Somando as equações (3.31) e (3.30):

$$v_{inv}(k+1) = \frac{L_f}{T_a} \cdot [i_L(k+2) - i_L(k+1) + i_L(k+1) - i_L(k)] + v_{cap}(k) + v_{cap}(k+1) - v_{inv}(k)$$

$$v_{inv}(k+1) = \frac{i_L(k+2) - i_L(k)}{T_a} \cdot L_f + v_{cap}(k) + v_{cap}(k+1) - v_{inv}(k) \quad (3.32)$$

Como controladores preditivos do tipo *deadbeat* são extremamente sensíveis à variação de parâmetros, a equação (3.32) é melhor escrita em função da variação da indutância de filtro:

$$v_{inv}(k+1) = \frac{i_L(k+2) - i_L(k)}{T_a} \cdot \alpha \cdot L_f + v_{cap}(k) + v_{cap}(k+1) - v_{inv}(k) \quad (3.33)$$

onde α representa a variação da indutância real em relação à indutância modelada no controlador. Quando $\alpha = 1$ a indutância modelada é igual à indutância real.

Considerando que o erro de rastreamento será nulo em dois instantes de amostragem, ou seja, $i_L(k+2) = i_{ref}(k)$ (3.34), a equação de controle é dada por:

$$v_{inv}(k+1) = \frac{i_{ref}(k) - i_L(k)}{T_a} \cdot \alpha \cdot L_f + v_{cap}(k) + v_{cap}(k+1) - v_{inv}(k) \quad (3.35)$$

Aplicando a transformada z à equação de controle (3.35):

$$V_{inv}(z) = \frac{\alpha \cdot L_f}{(z+1) \cdot T_a} \cdot [I_{ref}(z) - I_L(z)] + V_{cap}(z) \quad (3.36)$$

A equação da planta no domínio z é:

$$z \cdot I_L(z) = I_L(z) + \frac{T_a}{L_f} \cdot V_{inv}(z) - \frac{T_a}{L_f} \cdot V_{cap}(z) \quad (3.37)$$

Substituindo (3.37) em (3.36), os pólos em malha fechada da função de transferência discreta $I_L(z)/I_{ref}(z)$ são:

$$z_{1,2} = \pm \sqrt{1 - \alpha} \quad (3.38)$$

Neste caso, os pólos estarão na origem (resposta *deadbeat*) se o desvio da indutância de filtro for nulo, ou seja, $\alpha=1$.

Na equação (3.35), a tensão do capacitor no instante $T_a \cdot (k+1)$ é desconhecida. Entretanto, para frequência de chaveamento elevada em relação à frequência do sinal de saída,

pode-se assumir $v_{cap}(k+1) = v_{cap}(k)$ (3.39). Substituindo (3.39) em (3.35), a tensão a ser sintetizada pelo inversor que assegura resposta *deadbeat* é :

$$v_{inv}(k+1) = \frac{\alpha \cdot L_f}{T_a} \cdot [i_{ref}(k) - i_L(k)] + 2v_{cap}(k) - v_{inv}(k) \quad (3.40)$$

As figuras 3.23a e 3.23b mostram a simulação do controlador de corrente com atraso de duas amostras com os parâmetros da tabela 3.3. Os resultados experimentais são mostrados nas figuras 3.24a e 3.24b. É obtida resposta *deadbeat* e o espectro contém apenas a fundamental e múltiplas da frequência de chaveamento.

TABELA 3. 3 – MALHA DE CORRENTE *DEADBEAT* – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

<i>Símbolo</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
i_{ref}	Corrente de referência	0,74V _{pico} , senoidal 60Hz
v_{CC}	Tensão do barramento CC	30V
f_{sw}	Frequência de chaveamento	10kHz
f_a	Frequência de amostragem	10kHz
L_f	Indutância de filtro	12mH
C_f	Capacitância de filtro	4,4μF
Time Step	Passo de integração	10^{-7} s
Carga	Carga Indutiva	Resistência = 25Ω, indutância = 12mH

Figura 3.23 – Malha de corrente *deadbeat*, $\alpha = 1$, simulação. (A) Corrente de Referência (azul) e corrente de indutor (vermelho). (B) Espectro da corrente de indutor.

Figura 3.24 – Malha de corrente *deadbeat*, $\alpha = 1$, experimental. (A) Corrente de Referência (azul) e corrente de indutor (vermelho). (B) Espectro da corrente de indutor.

3.4.3. OBSERVAÇÕES SOBRE OS CONTROLADORES PREDITIVOS PROPOSTOS

Da análise dos controladores anteriormente preditivos propostos, conclui-se:

- A malha de corrente *deadbeat* apresentada será utilizada na implementação final do controlador deste trabalho por apresentar resposta dinâmica rápida e característica de rastreamento adequada ao sistema de controle proposto.
- Pode-se trabalhar com controladores de resposta *deadbeat* na malha de tensão, como descrito em (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001). Neste caso, o período de amostragem da malha de tensão é o dobro do período da malha de corrente. Entretanto, esta estratégia não será utilizada para a malha de tensão deste trabalho.
- O item 3.5 avalia o desempenho do controle de tensão do inversor empregando controladores do tipo Proporcional Integral na malha de tensão.

3.5. MALHA DE TENSÃO COM CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MALHA DE CORRENTE DEADBEAT

A figura 3.25 mostra a malha de tensão com o controlador PI discretizado com anti-*windup* descrito no capítulo 2 associado à malha de corrente utilizando o controlador *deadbeat* com dois atrasos de amostragem descrito no item 3.4.1.

Figura 3.25 – Modelo Discreto - PI na malha de tensão e *deadbeat* na malha de corrente, sem compensação de perturbação de corrente de carga.

3.5.1. SELEÇÃO DOS GANHOS DO CONTROLADOR PI

Com base na figura 3.25, a função de transferência em malha fechada $v_{cap}(z)/v_{ref}(z)$ para rastreamento de tensão é dada por:

$$\frac{v_{cap}(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{z \cdot (T_a^2 k_p k_i L_f + 2k_p L_f T_a) + (T_a^2 k_p k_i L_f - 2k_p L_f T_a)}{2C_f L_f} \cdot \frac{1}{z^4 - 2z^3 + z^2 \cdot \left(1 + \frac{T_a^2}{C_f L_f}\right) + z \cdot \frac{(T_a^2 k_p k_i L_f + 2k_p L_f T_a - 4T_a^2)}{2C_f L_f} + \frac{(T_a^2 k_p k_i L_f - 2k_p L_f T_a + 2T_a^2)}{2C_f L_f}} \quad (3.44)$$

O desenvolvimento desta função a partir do diagrama de blocos da figura 3.25 é mostrado no Apêndice H. O ajuste dos ganhos proporcional e integral da malha de tensão é realizado com

base na função de transferência $v_{cap}(z)/v_{ref}(z)$ considerando que a perturbação na malha de tensão é cancelada. A análise da compensação de perturbação é mostrada no item 3.5.2. A partir dos parâmetros do filtro de saída e da frequência de amostragem, os valores de k_p e k_i são determinados com base na equação 3.44 e no Diagrama de Bode em malha fechada. Os critérios de ajuste têm como diretriz obter a maior largura de banda possível do sistema em malha fechada. Dentro desta faixa de frequência, buscam-se ganho unitário e a defasagem nula. Além disso, é interessante atenuar o pico de ressonância próximo à frequência de corte do filtro de saída.

Obviamente, a seleção de ganhos está relacionada ao tipo de referência a ser seguido. Quando se sabe que a referência irá conter sinais senoidais de baixa frequência (60Hz) é interessante aumentar o valor de k_i , de modo a obter menor erro de amplitude na tensão de saída. Quando a tensão de referência do inversor possuir harmônicas, melhor diminuir o valor do ganho integral, uma vez que a banda em malha fechada aumenta. Em ambos os casos, deve-se lembrar que quanto menor o valor do ganho proporcional, menor o pico de ressonância próximo à frequência de corte do filtro LC.

A partir do procedimento de tentativa e erro para seleção de ganhos considerando os critérios anteriores, com os parâmetros do filtro $L_f = 12mH$ e $C_f = 2,2\mu F$ e frequência de amostragem igual a 20kHz, obtém-se o diagrama de Bode em malha fechada da figura 3.26 para $k_p = 0.011 A/V$ e $k_i = 2222,22 s^{-1}$. Como pode ser visto pela figura 3.26, um dos problemas deste tipo de controlador é que o ganho em altas frequências, apesar de pequeno, não se anula. Deste modo, o desempenho com referência de tensão contendo harmônicas de ordem elevada pode ser afetado. A resposta à entrada senoidal em 60Hz é mostrada na figura 3.27.

Figura 3.26 – PI e *deadbeat* – Seleção de Ganhos. Diagrama de Bode em Malha fechada.

Figura 3.27 – PI e *deadbeat* – Seleção de Ganhos. Resposta à entrada Senoidal 60Hz.

O sistema da figura 3.25 foi simulado no PSIM 5.01 com os parâmetros da tabela 3.4. A planta é representada por um inversor PWM de três níveis em ponte completa e as perdas no conversor são modeladas pela queda de tensão no diodo e pela tensão de condução do MOSFET. O modulador PWM é um comparador com portadora triangular centrada de 20kHz e o tempo morto (ver Apêndice A) é incluído na simulação.

As figuras 3.28 a 3.30 mostram os resultados de simulação para os casos de carga resistiva, indutiva, capacitiva, não linear e inversor em vazio. No instante 50ms a impedância de carga é variada de modo a aumentar a corrente de carga de 50% para 100% do valor nominal.

TABELA 3.4 – MALHA DE TENSÃO COM PI – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

<i>Símbolo</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
V_{refinv}	Tensão de referência	25Vpico, senoidal 60Hz, ângulo inicial 90°
V_{CC}	Tensão do barramento CC	30V
f_{SW}	Frequência de chaveamento	20kHz
f_a	Frequência de amostragem	20kHz
k_I	Ganho integral do PI	2222s ⁻¹
k_P	Ganho proporcional do PI	0.011Ω ⁻¹
y_{MAX}	Limite fixo do anti-windup	1.2A
L_f	Indutância de filtro	12mH
R_{Lf}	Resistência do indutor de filtro	0,5Ω
C_f	Capacitância de filtro	2,2μF
ESR_{Cf}	Resistência série do capacitor de filtro	40mΩ
Time Step	Passo de integração	10 ⁻⁸ s
τ_d	Tempo morto	150ns
MOSFET	Resistência no estado ON	0,85Ω
	Queda de tensão do diodo	1,6V
Carga	Carga Resistiva	R=50Ω, 25Ω (50ms)
	Carga Indutiva	L=132mH, 66mH (50ms)
	Carga RC série	R=16Ω e C=83μF; R=8Ω e C=166μF (50ms)
	Carga não linear, retificador em ponte de diodo	Capacitor CC (Ccc) = 470μF, ESR _{CC} = 40mΩ
		Resistência CC(Rcc) = 110Ω, 55Ω (50ms)
		Indutância CA (Lca) = 2mH

Figura 3.28 – PI + *deadbeat*, sem compensação de perturbação, inversor sem carga, simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho).

Figura 3.29 – PI + *deadbeat*, sem compensação de perturbação, cargas resistiva e indutiva, simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (A) Carga Resistiva (B) Carga Indutiva.

Figura 3.30 – PI + *deadbeat*, sem compensação de perturbação, cargas RC e não linear, simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (A) Carga RC série (B) Não Linear.

Em relação ao desempenho do controlador sem compensação da corrente de carga, as seguintes observações são válidas:

- Com o inversor sem carga, o desempenho do controlador está de acordo com o esperado com base na figura 3.27;
- Para todos os demais casos simulados, há erro de rastreamento de amplitude para a condição de corrente nominal. Ao aumentar a corrente de carga, o rastreamento piora em amplitude e fase;
- Com cargas resistiva e predominantemente indutiva, a tensão injetada é menor que a tensão de referência para a condição de corrente nominal;
- Com carga RC, a tensão injetada é maior que a tensão de referência para a condição de corrente nominal.
- Portanto, há necessidade de efetuar compensação de perturbação, de modo a tornar o sistema insensível a variações de corrente de carga.

3.5.2. COMPENSAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA

Tomando por base o desenvolvimento de funções de transferência para compensação de perturbações realizado no item 3.2.2, deseja-se encontrar uma função de compensação $G_D(z)$ que cancele ou minimize a influência da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$ no sistema em malha fechada (figura 3.31).

Figura 3.31 – PI na malha de tensão e *deadbeat* na malha de corrente, com compensação de perturbação.

A função de transferência em malha fechada $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$ para compensação de perturbação corrente de carga, desenvolvida no Apêndice H, é dada por:

$$\frac{v_{cap}(z)}{i_{carga}(z)} = \frac{2T_a L_f (z-1) \cdot [G_D(z) - z^2]}{(z-1)^2 \cdot (2z^2 C_f L_f + 2T_a^2) + 2L_f k_p T_a (z-1) + L_f k_I k_p T_a^2 (z+1)} \quad (3.45)$$

Para anular a perturbação, tem-se que $G_D(z) = z^2$ (3.46). Ou seja, deve-se pré-alimentar a corrente de carga da amostra $i_{carga}(k+2)$. Como o valor de corrente dois instantes à frente não é conhecido, a função da equação 3.46 é aproximada por um preditor com interpolação linear que estime a corrente de carga no instante $T_a \cdot (k+2)$, tomando por base as amostras anteriores de corrente (figura 3.32a). Deste modo:

$$\begin{aligned}
i_{carga}(k+2) &= i_{carga}(k+1) + \Delta i_{carga}(k) \\
i_{carga}(k+1) &= i_{carga}(k) + \Delta i_{carga}(k) \\
i_{carga}(k+2) &= i_{carga}(k) + 2 \cdot \Delta i_{carga}(k) \\
i_{carga}(k+2) &= i_{carga}(k) + 2 \cdot [i_{carga}(k) - i_{carga}(k-1)] \\
i_{carga}(k+2) &= 3 \cdot i_{carga}(k) - 2 \cdot i_{carga}(k-1)
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Figura 3.32. Preditor Linear. (A) Interpolação de amostras.(B) Resposta em frequência, amostragem 20kHz.

A figura 3.32b mostra a resposta em frequência do preditor da equação 3.46 amostrado em 20kHz. Nota-se que para sinais senoidais em 60Hz não há problema em utilizar diretamente a corrente de carga ao invés da função do preditor, já que o ganho é unitário e a defasagem é pequena (em torno de dois graus). Como um preditor linear em geral representa atuações bruscas, pois a atuação é baseada na derivada do sinal, a opção de não utiliza-lo para este caso torna-se interessante. Entretanto, quando a corrente de carga possuir harmônicas de ordem elevada, começam a ocorrer problemas no sistema de compensação de perturbação. Nestes casos, pode-se aumentar a frequência de amostragem do preditor.

A figura 3.33 mostra a resposta em frequência da função de transferência em malha fechada $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$ para os parâmetros da tabela 3.4 relimentando-se a corrente de carga sem

a utilização do preditor linear. Observa-se que em malha fechada a perturbação é rejeitada, principalmente em torno de 60Hz, como desejado.

Figura 3.33. Rejeição de perturbação.

3.5.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

O sistema da figura 3.31 foi simulado no PSIM 5.01 e implementado na montagem da figura 3.34 com os parâmetros da tabela 3.4 para diferentes tipos de carga. Um inversor monofásico em ponte, utilizando PWM amostrado e simétrico de três níveis é controlado pelo DSP de ponto fixo 16 bits 21992 da Analog Devices. As variáveis de controle corrente de indutor, corrente de carga, tensão de capacitor de filtro e tensão de barramento CC são obtidas por meio de sensores de Efeito Hall. O barramento CC é representado pela fonte de tensão contínua da figura 3.34, mantida em $34V_{CC}$.

Os resultados de simulação e experimentais são mostrados nas figuras 3.35 a 3.40

Figura 3.34. Montagem Experimental.

As figuras 3.35 a 3.37 mostram três situações de teste do algoritmo de controle, para carga resistiva, indutiva e carga RC série, respectivamente:

- Nos quadros (A) e (B), chaveamento de carga (aumento da corrente de carga). Para carga RC, altera-se apenas a resistência série;
- Nos quadros (C), corrente de carga em aproximadamente 50% do valor nominal;
- Nos quadros (D), corrente de carga ultrapassando o valor nominal e atingindo os limites de saturação do controlador.

Para todos os casos, o rastreamento de corrente e de tensão ocorre adequadamente se os limites de corrente das malhas não são atingidos. Nota-se, pela comparação dos quadros (A) e (B) de cada caso, que os resultados experimentais são condizentes com os resultados de simulação. Para os quadros (B) e (C) das figuras 3.35 a 3.37, mostra-se que a tensão não se altera em função da corrente de carga, ou seja, a perturbação de corrente é compensada, como esperado.

Obviamente, quando a corrente de carga atinge o valor máximo admitido (1,2 A), a potência de saída do inversor é limitada de modo que a tensão não irá atingir o valor da tensão de referência. Esta situação é crítica no caso de carga predominante indutiva (figura 3.36d), no qual a distorção de forma de onda de tensão é acentuada. É o caso de partida de motores de indução, nos quais a corrente excede a faixa de leitura do sensor.

Para todos os casos de chaveamento de carga, verifica-se que a resposta dinâmica do controlador é bastante rápida. Ressalta-se que para carga indutiva pura, dependendo do instante de chaveamento, a corrente de indutor pode conter componentes DC durante alguns ciclos, em função do tipo de carga com o qual se está operando, como mostrado na figura 3.36b.

Na figura 3.38b mostra-se que o controlador funciona de forma correta durante variação do ângulo da impedância para cargas do tipo RL série. Na figura 3.38d, o inversor é testado sem carga e os mesmos resultados da figura 3.28 são obtidos. Para ambos os casos, os resultados experimentais são compatíveis com os de simulação.

(A) Simulação, Chaveamento de $R=23$ para 16Ω .

(B) Chaveamento de $R=23$ para 16Ω . CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,6A/div; Tempo:10ms/div.

(C) $R=53\Omega$. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,6A/div; Tempo:4ms/div.

(D) $R=13\Omega$. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,6A/div; Tempo:4ms/div.

Figura 3.35 – PI + *deadbeat*, carga resistiva, com compensação de perturbação. (A) Simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (B), (C) e (D) Experimental. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior preto) e tensão de saída (inferior verde).

(A) Simulação, Chaveamento de $L=100\text{mH}$ para 50mH .

(B) Chaveamento de $L=100\text{mH}$ para 50mH .
CH1,CH2- $15,3\text{V/div}$; CH3, CH4: $0,6\text{A/div}$;
Tempo: 20ms/div .

(C) $L=60\text{mH}$. CH1,CH2- $15,3\text{V/div}$; CH3, CH4:
 $0,6\text{A/div}$; Tempo: 4ms/div .

(D) $L=40\text{mH}$. CH1,CH2- $15,3\text{V/div}$; CH3, CH4:
 $0,6\text{A/div}$; Tempo: 4ms/div .

Figura 3.36 – PI + *deadbeat*, carga indutiva, com compensação de perturbação. (A) Simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (B), (C) e (D) Experimental. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior preto) e tensão de saída (inferior verde).

(A) Simulação, $C=164\mu\text{F}$, chaveamento de $R=24\Omega$ para $R=16\Omega$.

(B) $C=164\mu\text{F}$, chaveamento de $R=24\Omega$ para $R=16\Omega$.
CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,6A/div;
Tempo:20ms/div.

(C) $C=164\mu\text{F}$, $R=24\Omega$. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3,
CH4: 0,6A/div; Tempo:4ms/div.

(D) $C=164\mu\text{F}$, $R=13\Omega$. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3,
CH4: 0,6A/div; Tempo:4ms/div.

Figura 3.37 – PI + *deadbeat*, carga RC série, com compensação de perturbação. (A) Simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (B), (C) e (D) Experimental. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior preto) e tensão de saída (inferior verde).

(A) Simulação, $L=40\text{mH}$, chaveamento de $R=16\Omega$ para $R=13\Omega$.

(B) $L=40\text{mH}$, chaveamento de $R=16\Omega$ para $R=13\Omega$. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,6A/div; Tempo:20ms/div.

(C) Simulação, Inversor sem carga.

(D) Inversor sem carga. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,6A/div; Tempo:4ms/div.

Figura 3.38 – PI + *deadbeat*, carga RL série e sem carga, com compensação de perturbação. (A), (C) Simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (B), (D) Experimental. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior preto) e tensão de saída (inferior verde).

Na figura 3.39 o algoritmo de controle é testado para uma carga não linear composta por uma ponte de diodos, com e sem o preditor linear na compensação de perturbação. As figuras 3.39a e 3.39b mostram que ocorre rastreamento de tensão e de corrente nas malhas com resposta dinâmica rápida para um aumento de corrente de carga de 50%. Como dito anteriormente no item 3.2.3, a tensão na carga é distorcida e não atinge a tensão de pico da referência. As figuras 3.39c e 3.39d comparam os casos de carga não linear *sem* e *com* a utilização de preditor linear no controle, respectivamente. O resultado com preditor é pouco melhor, como nota-se da comparação das tensões de saída das figuras. Este resultado é condizente com a análise desenvolvida anteriormente tendo por base a resposta em frequência das figuras 3.32b e 3.33.

Na figura 3.40, observam-se resultados de simulação e experimentais para os casos de tensão de referência contendo harmônicas. A componente fundamental da tensão (V1) tem amplitude igual a 5V e as demais componentes de terceira (V3), quinta (V5) e sétima (V7) ordem têm amplitude igual a 4% do valor de V1. Em todos os casos irá ocorrer rastreamento de forma adequada, pois para estas componentes harmônicas (até 420Hz) os ganhos em amplitude e a defasagem angular ainda são pequenos, conforme pode ser visto no diagrama de Bode da figura 3.27a. Estes resultados são relevantes para a aplicação do algoritmo de controle em conversores série que funcionem como filtro ativo de tensão, nos quais em regime a amplitude da tensão de referência é pequena e contém harmônicas (ver apêndice I).

Em relação à compensação de perturbação, as figuras 3.40a e 3.40b mostram a simulação e o resultado experimental quando a carga é um indutor de 60mH. Neste caso, o rastreamento irá ocorrer independentemente da utilização do preditor, já que a corrente de carga não é muito distorcida. No entanto, quando a carga é resistiva (figuras 3.40c e 3.40d), a distorção de corrente de carga passa a ser significativa e portanto há uma pequena melhora na aplicação do preditor.

(A) Simulação, $L_{ca}=2\text{mH}$, $C_{cc}=470\mu\text{F}$, chaveamento de $R_{cc}=270\Omega$ para $R_{cc}=135\Omega$, sem preditor.

(B) $L_{ca}=2\text{mH}$, $C_{cc}=470\mu\text{F}$, chaveamento de $R_{cc}=270\Omega$ para $R_{cc}=135\Omega$, sem preditor. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,24 A/div; Tempo:10ms/div.

(C) $L_{ca}=2\text{mH}$, $C_{cc}=470\mu\text{F}$, $R_{cc}=270\Omega$, sem preditor. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,24 A/div; Tempo:4ms/div.

(D) $L_{ca}=2\text{mH}$, $C_{cc}=470\mu\text{F}$, $R_{cc}=270\Omega$, com preditor. CH1,CH2- 15,3V/div;CH3, CH4: 0,24 A/div; Tempo:4ms/div.

Figura 3.39 – PI + *deadbeat*, carga não linear, com compensação de perturbação. (A) Simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (B), (C), (D) Experimental. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior preto) e tensão de saída (inferior verde).

(A) Simulação, carga indutiva $L=60\text{mH}$, sem preditor. $V_1=5\text{V}$, $V_3=4\%$, $V_5=4\%$, $V_7=4\%$

(B) $V_1=5\text{V}$, $V_3=4\%$, $V_5=4\%$, $V_7=4\%$, sem preditor, carga indutiva $L=60\text{mH}$. CH1,CH2- 6V/div;CH3, CH4: 0,24 A/div; Tempo:4ms/div.

(C) $V_1=5\text{V}$, $V_3=4\%$, $V_5=4\%$, $V_7=4\%$, sem preditor, carga resistiva $R=24\Omega$. CH1,CH2- 6V/div;CH3, CH4: 0,24 A/div; Tempo:4ms/div.

(D) $V_1=5\text{V}$, $V_3=4\%$, $V_5=4\%$, $V_7=4\%$, com preditor, carga resistiva $R=24\Omega$. CH1,CH2- 6V/div;CH3, CH4: 0,24 A/div; Tempo:4ms/div.

Figura 3.40 – PI + *deadbeat*, referência com harmônicas, com compensação de perturbação. (A) Simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho). (B), (C), (D) Experimental. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior preto) e tensão de saída (inferior verde).

Na figura 3.41 o algoritmo de controle é simulado no PSIM 5.01 para carga puramente capacitiva, sem o preditor linear na compensação de perturbação da malha de tensão. A figura 3.41a mostra que, mantendo os valores de ganhos integral e proporcional empregados em todos os tipos de carga anteriores, para a corrente nominal do inversor (impedância nominal de carga), não ocorre rastreamento de tensão. Além disso, aparece uma oscilação da ordem de 170Hz, que é aproximadamente a frequência de ressonância do conjunto filtro LC e carga. Mesmo reajustando o controlador e aumentando o ganho integral em dez vezes (figura 3.41b), ainda não ocorre rastreamento de tensão.

Aumentando o valor da impedância de carga e mantendo os ajustes de ganhos do item 3.5.1, o controlador passa a rastrear tensão e corrente de forma adequada, como pode ser visto nos casos da figuras 3.41c e 3.41d.

(A) Carga Capacitiva, 123uF, $k_p=0.011$, $k_i=0.00045$, sem predictor.

(B) Carga Capacitiva, 123uF, $k_p=0.011$, $k_i=0.0045$, sem predictor.

(C) Carga Capacitiva, 8uF, $k_p=0.011$, $k_i=0.0045$, sem predictor.

(D) Carga Capacitiva, 4uF, $k_p=0.011$, $k_i=0.0045$, sem predictor.

Figura 3.41 – PI + *deadbeat*, carga capacitiva pura, com compensação de perturbação, simulação. Corrente de referência (superior azul) e de indutor (superior vermelho). Tensão de referência (inferior azul) e tensão de saída (inferior vermelho).

3.5.4. OBSERVAÇÕES SOBRE CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MALHA DE CORRENTE DEADBEAT

Da análise dos controladores estudados no item 3.5, conclui-se:

- Estes controladores são aplicáveis a cargas do tipo resistiva, puramente indutiva, RC, RL, e não linear, desde que seja efetuada compensação de corrente de carga. Funcionam para carga capacitiva pura de alta impedância;
- A seleção dos ganhos do controlador PI da malha de tensão está relacionada ao tipo de tensão de referência que o controlador irá seguir. Da mesma forma, a decisão de utilização do preditor linear na malha de compensação de perturbação está relacionada ao tipo de corrente de carga na saída do inversor;
- Portanto, é ideal, mas não imprescindível, conhecer as condições de trabalho (referência e carga) do inversor para decidir sobre ajustes do controlador. Este trabalho propôs uma solução para cargas genéricas, mas nem sempre obteve-se o melhor resultado.
- Deve-se lembrar que o inversor irá trabalhar em conjunto com as malhas auxiliares descritas nos Apêndice H e I. Algumas destas malhas de controle são críticas e devem atualizadas a cada período de amostragem. Trabalhando com frequência de amostragem igual a 20kHz, tem-se apenas 50 μ s para atualizar a maior parte das variáveis de controle. Ou seja, há possibilidade de diminuição da frequência de amostragem na implementação dos algoritmos de controle. Nestes casos deve-se sempre considerar valores que não afetem a validade do método de discretização aproximado adotado na modelagem da planta.

CAPÍTULO 4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta comentários finais sobre os controladores estudados e as aplicações em eletrônica de potência, trazendo propostas de melhorias para trabalhos futuros.

Este trabalho apresentou de forma didática e desenvolveu passo a passo modelos do sistema controlado e de controladores de um inversor PWM tipo fonte de tensão e filtro de saída LC. A motivação, como relatado na Introdução, é o grande número de autores que não apresentam detalhamento de estratégias de controle adotadas em seus trabalhos, muitas vezes não justificando critérios de escolha e/ou ajuste de controladores. Ao final do estudo de cada estratégia de controle, as observações mostram as contribuições do trabalho, também relatadas a seguir.

O Capítulo 1 mostrou que o conhecimento da planta é essencial para a determinação das variáveis controladas e das perturbações das malhas de controle. Mais ainda, que existem dificuldades no projeto de controladores as quais envolvem limitações de hardware, tais como:

- A escolha de um modelo da planta em tempo discreto é um compromisso entre frequência de amostragem e frequência de ressonância do filtro LC;
- A frequência de amostragem está relacionada à frequência de chaveamento, em função do tipo de bloco PWM da implementação, e é limitada pelo tipo de dispositivo semicondutor empregado e conseqüentemente pelas perdas no mesmo. Deve-se ainda lembrar que quanto maior a frequência de amostragem, menor será o tempo para computação do algoritmo e atualização das variáveis de controle.

- Para os controladores apresentados, o projeto do filtro LC está relacionado à aplicação do conversor (inversor isolado, filtro ativo, UPS, etc). A frequência de corte deve ser maior que a frequência de maior ordem harmônica a ser reproduzida e menor que a frequência de amostragem;

Por questão de familiaridade, optou-se por desenvolver inicialmente estudos em tempo contínuo, mesmo sabendo-se que a implementação ocorre em tempo discreto. Pode-se assim, de maneira intuitiva, obter informações sobre o comportamento do sistema, as quais são também aplicáveis em controladores em tempo discreto.

A primeira proposta de controlador foi um sistema de duas malhas em cascata utilizando apenas controladores proporcionais, de modo a conseguir simplicidade na etapa de projeto, uma vez que o sistema representado por controlador e planta resultante é de ordem dois. Foi mostrado que este sistema é equivalente a um sistema de realimentação de variáveis de estado, motivo da denominação Realimentação de Dois Estados (R2E). Um dos problemas com este controlador é que ele não incorpora o atraso de computação e atuação presente em inversores, igual a um período de amostragem. Quando este controlador é digitalizado e o atraso é incluído, mesmo reajustando os ganhos proporcionais, não ocorre rastreamento de corrente e de tensão, inviabilizando a implementação do mesmo neste trabalho.

Entretanto, durante a análise da malha de corrente do controlador R2E, concluiu-se que uma realimentação positiva da tensão do capacitor de filtro CA faz com que a perturbação desta malha, representada pela tensão de saída, seja cancelada. Além disso, foi mostrado que existe um limite do ganho proporcional na malha de corrente, a partir do qual não se deve operar o inversor, já que o desempenho do rastreamento de corrente é afetado. Observando a topologia e os critérios

de projeto do controlador *deadbeat* utilizado na malha de corrente adotada no final deste trabalho, nota-se que estes dois resultados são aplicados neste controlador preditivo digital.

Além disso, na malha de tensão, o controle R2E mostrou a necessidade de compensar a perturbação nesta malha, representada pela corrente de carga, por meio da realimentação positiva da corrente de carga multiplicada por uma função de transferência. Cancelando-se a perturbação na malha de tensão, esta função é representada por uma derivada no domínio contínuo. Este resultado é empregado na compensação de perturbação da malha de tensão do controlador digital PI com *deadbeat*, no qual a função do preditor é similar à função derivada.

O controlador de Realimentação de Dois Estados com Atraso (R3EA) soluciona a questão da compensação do atraso de computação e atuação do inversor por meio da realimentação da tensão do inversor, uma vez que as oscilações presentes com a inclusão do atraso no sistema R2E desaparecem. No entanto, há problemas com rastreamento de corrente e com robustez frente à variação da carga, o que inviabiliza a aplicação desta estratégia. Deve-se observar no entanto que esta realimentação é utilizada na malha de corrente *deadbeat*.

A estratégia que foi implementada em um inversor de baixa potência empregou um controlador PI na malha de tensão associado a uma malha de corrente com resposta *deadbeat*. Esta estratégia pode ser adotada para os casos em que a de referência de tensão de inversor é senoidal (inversor isolado, UPS) e ou que contenha harmônicas (filtro ativo de tensão), apresentando bom desempenho para diversos tipos de carga. É importante notar que conceitos tais como realimentações das malhas, limites de ganho, etc, analisados nos controladores deste trabalho, os quais nem sempre apresentaram desempenho satisfatório de rastreamento, são empregados na estratégia final de controle.

Há ainda que considerar outros efeitos no sistema de controle, os quais não foram discutidos amplamente no trabalho, tais como a compensação de tempo morto (não implementada em

montagens experimentais), *offset* dos sensores e modelos da planta nos quais as resistências do filtro não sejam desprezíveis.

Para estudos futuros, deve-se lembrar que as malhas de rastreamento de tensão funcionam simultaneamente com malhas auxiliares, tais como malha de controle de saturação de transformadores, e que as malhas auxiliares não devem influenciar os ajustes da malha de rastreamento. Além disso, estratégias de limitação de corrente do inversor devem ser melhor analisadas, uma vez que são de extrema importância para a proteção do mesmo e podem comprometer a função de rastreamento de tensão de inversor.

É possível ainda melhorar o critério de projeto do filtro de saída, trabalhando com filtros de ordem mais elevada, de modo a possibilitar aumento da banda de passagem para aplicações do tipo filtro ativo de tensão e maior atenuação de harmônicas de ordem elevada.

Finalmente, em relação à malha de tensão dos controladores apresentados, ideal seria empregar controlador do tipo PIS na malha de tensão, de modo a compensar erros de tensão senoidais ou mesmo harmônicas características. Na malha de corrente, pode-se adotar controladores PI, cujos ganhos sejam menores do que aqueles do controlador do tipo *deadbeat*.

APÊNDICE A

INVERSOR DO TIPO FONTE DE TENSÃO CHAVEADO COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)

Um conversor de potência tem a função de transferir energia a uma dada carga por meio de chaveamento de dispositivos semicondutores. Em particular, um inversor de potência efetua a conversão de um sinal contínuo (CC) para um sinal alternado (CA). Inversores podem ser classificados com base no tipo de fonte CC utilizada: inversores do tipo fonte de corrente (CSI) ou fonte de tensão (VSI), sendo os últimos mais comumente utilizados. A figura APA.1 mostra um inversor do tipo fonte de tensão monofásico em configuração de ponte completa. É importante notar que para esta topologia de conversor a tensão de saída está compreendida entre $\pm v_{CC}$, onde v_{CC} é a amplitude da tensão contínua.

Figura APA. 1 - Inversor do tipo fonte de tensão em ponte completa

De modo a prevenir um curto-circuito da fonte de tensão CC quando uma chave é ligada e a outra do mesmo braço ainda não foi completamente desligada, o acionamento é atrasado de

alguns microssegundos. Este tempo, que representa uma não linearidade no circuito, é conhecido como tempo morto (*deadtime*) da chave. Técnicas de compensação do *deadtime* são descritas em (LIU et al., 2005) e (URASAKI et al, 2002).

O sinal de referência do inversor de tensão é geralmente um sinal de baixa frequência que contém a fundamental (60Hz, por exemplo) e, dependendo da aplicação, componentes harmônicas de baixa ordem. Um dos modos de obter este sinal de baixa frequência é através da Modulação em Largura de Pulso (PWM – Pulse Width Modulation, em inglês).

A figura APA.2 classifica os tipos de sinais PWM adotados em simulação e implementação neste trabalho. O PWM analógico (natural) é baseado na comparação de um sinal de portadora de alta frequência, da ordem de dezenas de *kHz*, com uma referência da ordem de *Hz*, resultando nos sinais lógicos que irão determinar os instantes de chaveamento dos transistores de potência (BOOST; ZIOGAS, 1988). Na implementação em DSP, o PWM utilizado é digital, amostrado em períodos regulares de tempo e também baseado em portadora (BOWES, 1995). Em ambos os casos, utiliza-se portadora com forma de onda triangular. Os pulsos gerados estão sempre centrados em relação à portadora em um período de chaveamento (figura APA.3).

Figura APA.2 – Classificação de sinais PWM empregados

Os sinais PWM digitais podem ser amostrados de forma simétrica ou assimétrica. Na amostragem simétrica, o período de amostragem coincide com o período de chaveamento. Ou seja, é possível atualizar o controlador uma vez a cada ciclo de chaveamento. Na amostragem assimétrica, o sinal de referência do PWM é amostrado duas vezes em um período de chaveamento, de modo que é possível atualizar o controlador duas vezes por ciclo de chaveamento. O instante de amostragem coincide com os picos da portadora triangular.

A figura APA.3 mostra um sinal PWM natural com referência senoidal em 50Hz, portadora triangular de 1kHz (20 vezes a fundamental) e tensão de barramento CC de 1V . Impondo-se as condições de sinais lógicos $S1 = S4$, $S3 = S2$ e $S1 = \overline{S2}$, o sinal gerado na saída do conversor é um sinal PWM de dois níveis ($\pm v_{CC}$). Deve-se notar que a largura do pulso do sinal lógico de disparo varia de acordo com a amplitude do sinal de referência em comparação com a amplitude da portadora: quanto maior o sinal de referência, mais tempo os transistores S1 e S4 devem permanecer fechados, de modo que a média local¹ do sinal PWM seja maior. Para o PWM de dois níveis, a operação com frequência de portadora constante concentra as harmônicas de tensão ao redor da frequência de chaveamento e múltiplos desta frequência (figura APA.4).

Impondo-se as condições de sinais lógicos $S1 = \overline{S2}$, $S3 = \overline{S4}$ e $v_{REF-S1} = -v_{REF-S3}$, o sinal gerado na saída do conversor é um sinal PWM de três níveis ($\pm v_{CC}$ e zero), conforme figura APA.5. Para o PWM de três níveis, a operação com frequência de portadora constante concentra as harmônicas de tensão ao redor de duas vezes a frequência de chaveamento e múltiplas desta frequência (figura APA.6). A vantagem em relação ao PWM de dois níveis é que as frequências características são de ordem elevada e de amplitude mais baixa.

¹ Média local é o valor médio entre dois instantes de amostragem consecutivos.

Figura APA. 3 - Sinal PWM natural, dois níveis

Figura APA. 4 – Espectro do sinal PWM natural, dois níveis

Figura APA. 5 - Sinal PWM natural, três níveis

Figura APA. 6 – Espectro do sinal PWM natural, três níveis

APÊNDICE B

DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA DO INVERSOR PWM

Como o espectro do sinal de saída do inversor é composto pela frequência do sinal de referência e pelas múltiplas da frequência da portadora triangular do sinal PWM, é necessário um filtro passa-baixas para recuperar o sinal de referência. Utilizando um filtro de segunda ordem com componentes passivos e desprezando as resistências série do indutor L_f e do capacitor C_f , a frequência de corte do filtro sem amortecimento é igual à frequência de ressonância, dada por:

$$\omega_f = \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}} \quad (\text{APB.1})$$

A escolha da frequência de corte mantém um compromisso entre a maior frequência do sinal de referência a ser sintetizado e a frequência de chaveamento do inversor, de modo que idealmente o filtro garanta ganho unitário na banda de passagem e defasagem nula na frequência fundamental.

Figura APB. 1 – Inversor PWM com filtro de saída

Na figura APB.1, a tensão do inversor é dada por:

$$v_{inv}(t) = v_L(t) + v_{cap}(t) \quad (\text{APB.2})$$

onde $v_L(t)$ é a queda de tensão no indutor de filtro. Admitindo o pico da tensão nominal na carga como V_{carga_nom} , o pico da máxima queda de tensão no indutor V_{Lmax} , é definido pela eq. APB.3:

$$V_{Lmax} = k_L \cdot V_{carga_nom} \quad (APB.3)$$

onde k_L é a máxima queda de tensão admitida no indutor em relação à tensão nominal de carga.

Dividindo ambos lados da equação (APB.3) pelo pico da corrente nominal da carga:

$$\frac{V_{Lmax}}{I_{carga_nom}} = k_L \cdot \frac{V_{carga_nom}}{I_{carga_nom}}$$

$$Z_{Lmax} = k_L \cdot Z_{carga_nom} \quad (APB.4)$$

onde Z_{Lmax} é a máxima impedância do indutor de filtro e Z_{carga_nom} é a impedância nominal da carga na frequência fundamental. De (APB.4), a indutância do filtro na frequência fundamental ω_0 é igual a:

$$L_f = \frac{k_L \cdot Z_{carga_nom}}{\omega_0} \quad (APB.5)$$

A corrente de saída do inversor $i_L(t)$ é dada por:

$$i_L(t) = i_{cap}(t) + i_{carga}(t) \quad (APB.6)$$

onde $i_{cap}(t)$ é a corrente do capacitor de filtro e $i_{carga}(t)$ é a corrente de carga. Admitindo a máxima corrente de capacitor definida pela equação APB.7, tem-se:

$$I_{capmax} = k_C \cdot I_{carga_nom} \quad (APB.7)$$

onde k_C é a máxima corrente de capacitor de filtro admitida em relação à corrente de carga.

Desprezando a queda de tensão no indutor de filtro e dividindo ambos os lados de (APB.7) pela tensão de saída do inversor, tem-se:

$$\frac{V_{c \arg a_nom}}{I_{cap \max}} = \frac{1}{k_C} \cdot \frac{V_{c \arg a_nom}}{I_{c \arg a_nom}}$$

$$Z_{cap \min} = \frac{1}{k_C} \cdot Z_{c \arg a_nom} \quad (\text{APB.8})$$

onde $Z_{cap \min}$ é a mínima impedância do capacitor de filtro. De (APB.8), a capacitância do filtro na frequência fundamental ω_0 é igual a:

$$C_f = \frac{k_C}{Z_{c \arg a_nom} \cdot \omega_0} \quad (\text{APB.9})$$

Substituindo (APB.5) e (APB.9) em (APB.1):

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{\frac{k_L \cdot Z_{c \arg a_nom}}{\omega_0} \cdot \frac{k_C}{Z_{c \arg a_nom} \cdot \omega_0}}}$$

$$\frac{\omega_f}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{k_L \cdot k_C}} \quad (\text{APB.10})$$

Valores típicos de k_L e k_C situam-se na faixa entre 0,1 e 0,2. Valores elevados de k_L implicam em aumento na tensão nominal do inversor, requerendo operação com maior valor de tensão $v_{CC}(t)$ e chaves com maior suportabilidade de tensão. Valores elevados de k_C implicam em maiores correntes no inversor, exigindo chaves e indutores com maior capacidade de corrente. Resumindo, a utilização de elevados valores de k_L e k_C requerem um inversor com maior potência aparente e maior custo.

Adotando-se $k_L = 0,1$ e $k_C = 0,1$ a frequência de corte do filtro está uma década acima da frequência fundamental. Para a escolha dos parâmetros do filtro, determina-se a indutância de filtro de acordo com (APB.4) e (APB.5) e a capacitância de filtro com base em (APB.1), desde que a condição imposta por (APB.8) seja respeitada.

APÊNDICE C

DESENVOLVIMENTO DE EXPONENCIAL DE MATRIZES PARA O SISTEMA CONTROLADO E MODELO COM APROXIMAÇÃO EXATA

Um dos métodos de desenvolvimento da exponencial de matriz e^{AT_a} emprega a transformada de Laplace. Por definição, tem-se (OGATA, 1997):

$$e^{AT_a} = \mathbb{L}^{-1}[(sI - A)^{-1}] \quad (\text{APC.1})$$

A matriz A do sistema controlado modelado por variáveis de estado é (Capítulo 1):

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ -1/L_f & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{APC.2})$$

Desenvolvendo (APC.1):

$$(sI - A)^{-1} = \begin{bmatrix} s & -1/C_f \\ 1/L_f & s \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{APC.3})$$

$$(sI - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s & 1/C_f \\ -1/L_f & s \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (\text{APC.4})$$

Definindo $\omega_f^2 = \frac{1}{L_f C_f}$:

$$(sI - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s & \omega_f^2 L_f \\ \omega_f^2 C_f & s \end{bmatrix}}{s^2 + \omega_f^2} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{APC.5})$$

Obtendo a transformada inversa de Laplace dos termos em (APC.5):

$$\mathbb{L}^{-1}[a_{11}] = \mathbb{L}^{-1}[a_{22}] = \mathbb{L}^{-1}\left[\frac{s}{s^2 + \omega_f^2}\right] = \cos(\omega_f t) \quad (\text{APC.6})$$

$$\mathbb{L}^{-1}[a_{12}] = \mathbb{L}^{-1}\left[\frac{\omega_f^2 \cdot L_f}{s^2 + \omega_f^2}\right] = \omega_f \cdot L_f \cdot \text{sen}(\omega_f t) = \frac{\text{sen}(\omega_f t)}{\omega_f \cdot C_f} \quad (\text{APC.7})$$

$$\mathbb{L}^{-1}[a_{21}] = \mathbb{L}^{-1}\left[\frac{-\omega_f^2 \cdot C_f}{s^2 + \omega_f^2}\right] = -\omega_f \cdot C_f \cdot \text{sen}(\omega_f t) = -\frac{\text{sen}(\omega_f t)}{\omega_f \cdot L_f} \quad (\text{APC.8})$$

Substituindo (APC.6), (APC.7), (APC.8) em (APC.5):

$$\Phi = e^{AT_a} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_f T_a) & \frac{1}{\omega_f C_f} \cdot \text{sen}(\omega_f T_a) \\ -\frac{1}{\omega_f L_f} \cdot \text{sen}(\omega_f T_a) & \cos(\omega_f T_a) \end{bmatrix} \quad (\text{APC.9})$$

Substituindo a equação (APC.9) em (1.17) e (1.18), tem-se:

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 1 - \cos(\omega_f T_a) \\ \frac{1}{\omega_f L_f} \cdot \text{sen}(\omega_f T_a) \end{bmatrix} \quad (\text{APC.10})$$

$$\Gamma_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\omega_f C_f} \cdot \text{sen}(\omega_f T_a) \\ 1 - \cos(\omega_f T_a) \end{bmatrix} \quad (\text{APC.11}).$$

A figura APC.1 mostra o diagrama de blocos com o modelo discreto exato, onde:

$$k_1 = \frac{\text{sen}(\omega_f T_a)}{\omega_f L_f} \quad (\text{APC.12})$$

$$k_2 = \cos(\omega_f T_a) \quad (\text{APC.13})$$

$$k_3 = 1 - \cos(\omega_f T_a) \quad (\text{APC.14})$$

$$k_4 = \frac{\text{sen}(\omega_f T_a)}{\omega_f C_f} \quad (\text{APC.15})$$

Figura APC.1 -Diagrama de blocos da planta discretizada – Modelo Exato

APÊNDICE D

EQUIVALÊNCIA ENTRE SISTEMA DE CONTROLE DE INVERSOR COM DUAS MALHAS EM CASCATA COM GANHOS PROPORCIONAIS E UM SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO DE DOIS ESTADOS

A figura 3.1 abaixo reproduzida como APD.1 pode ser redesenhada de modo a ficar com a mesma estrutura de um sistema de alocação de pólos por realimentação de dois estados (OGATA, 1997), conforme figura APD.2.

Figura APD.1 – Controle em cascata com ganhos proporcionais

Figura APD.2 – Controle em cascata com ganhos proporcionais modificado

As equações APD1 e APD2 descrevem a equivalência entre ganhos dos sistemas realimentados:

$$k_{x1} = k_{MI} \cdot k_{MV}$$

(APD.1)

$$k_{x2} = k_{MI}$$

(APD.2)

APÊNDICE E

LIMITAÇÃO DO GANHO PROPORCIONAL DA MALHA DE CORRENTE DO SISTEMA COM REALIMENTAÇÃO DE DOIS ESTADOS

A tensão PWM $v_{inv}(t)$ imposta pelo conversor (figura APE.1a) é composta por uma parcela de média nula $\Delta v_{inv}(t)$ (figura APE.1b) e por uma parcela $\overline{v_{inv\,ef}}(t)$ cuja média local é igual à tensão de referência (figura APE.1c). A tensão no indutor é dada por :

$$\begin{aligned} v_L(t) &= v_{inv}(t) - v_{cap}(t) \\ L_f \frac{di_L}{dt}(t) &= v_{inv}(t) - v_{cap}(t) \end{aligned} \quad (\text{APE.1})$$

Considerando-se apenas o *ripple* da corrente de indutor, pode-se escrever:

$$\frac{di_L}{dt}(t) = \frac{v_{inv}(t) - v_{refinv}(t)}{L_f} \quad (\text{APE.2})$$

Figura APE.1 – Malha de corrente R2E, limitação de ganho k_I – (a) Tensão do inversor (b) Tensão de ripple do inversor (c) Tensão de referência do inversor

Admitindo a configuração de inversor em ponte completa descrita no Apêndice A, a tensão do inversor pode assumir valores entre $\pm v_{cc}$, onde v_{cc} é a tensão do barramento CC:

$$\frac{di_{L+}}{dt}(t) = \frac{v_{cc} - v_{refinv}(t)}{L_f} \quad (\text{APE.3})$$

$$\frac{di_{L-}}{dt}(t) = \frac{-v_{cc} - v_{refinv}(t)}{L_f} \quad (\text{APE.4})$$

O valor máximo da inclinação positiva da corrente de indutor ocorre para $v_{refinv}(t) = -v_{cc}$:

$$\frac{di_{L+}}{dt}(t) = \frac{2 \cdot v_{cc}}{L_f} \quad (\text{APE.5})$$

O valor máximo da inclinação negativa da corrente de indutor ocorre para $v_{refinv}(t) = v_{cc}$:

$$\frac{di_{L-}}{dt}(t) = -\frac{2 \cdot v_{cc}}{L_f} \quad (\text{APE.6})$$

Portanto, em malha fechada, o módulo da máxima inclinação do erro de corrente é:

$$\left| \frac{d\varepsilon_{i_L}}{dt}(t) \right| = \frac{2 \cdot v_{cc}(t)}{L_f} \quad (\text{APE.7})$$

A inclinação da portadora triangular para um PWM com pulso centrado é:

$$\frac{dv_{TRI}}{dt}(t) = \frac{2 \cdot v_{cc}(t)}{T_{TRI}/2} \quad (\text{APE.8})$$

A condição que fornece o limite de ganho proporcional da malha de corrente deve impor que a inclinação do erro multiplicado pelo ganho proporcional deve ser menor que a inclinação da portadora triangular:

$$\left| k_{MI} \cdot \frac{d\varepsilon_{i_L}(t)}{dt} \right| < \left| \frac{dv_{TRI}(t)}{dt} \right|$$

$$k_{MI} \cdot \frac{2 \cdot v_{cc}(t)}{L_f} < \frac{2 \cdot v_{cc}(t)}{T_{TRI}/2}$$

$$k_{MI} < 2 \cdot f_{TRI} \cdot L_f \quad (\text{APE.9})$$

A figura APE.2 mostra os resultados de simulação da malha de corrente para $k_{MI} = 120$ e $k_{MI} = 300$ utilizando o software PSIM 5.01. O sinal PWM é obtido da comparação de uma portadora triangular com o sinal de referência (PWM natural) e as perdas no conversor são desprezadas. Os parâmetros de simulação são apresentados na tabela APE.1.

TABELA APE.1 – MALHA DE CORRENTE R2E, LIMITAÇÃO DE GANHO K_I – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

<i>Símbolo</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
i_{ref}	Corrente de referência	0,9 Apico, senoidal 60Hz
v_{CC}	Tensão do barramento CC	30V
f_{SW}	Frequência de chaveamento	10kHz
L_f	Indutância de filtro	12mH
C_f	Capacitância de filtro	2,2μF
Time Step	Passo de integração	10^{-7} s

Figura APE.2 – Malha de corrente R2E, simulação. Superior: corrente de Referência (verde), corrente de indutor para $k_{MI}=120$ (azul) e para $k_{MI}=300$ (vermelho). Inferior: tensão de referência de inversor para $k_{MI}=120$ (azul) e para $k_{MI}=300$ (vermelho)

Na figura APE.2 nota-se que o rastreamento ocorre adequadamente, já que a corrente do indutor segue a corrente de referência. A corrente de indutor contém a componente fundamental e múltiplas da frequência de chaveamento, como esperado. Aumentando-se o ganho para o caso de $k_{MI} = 300$, a tensão de referência do inversor atinge valores acima da tensão de barramento CC e conseqüentemente ocorrem saturações devido à limitação do valor de tensão de saída. Além disso, múltiplos chaveamentos ocorrem no inversor, como pode ser visto na figura APE.3. Entretanto, os blocos PWM separados em geral incluem um circuito Sample-Hold que mantém o valor de referência do sinal PWM constante em um período de amostragem, eliminando múltiplos chaveamentos (figura APE.4). Entretanto, mesmo empregando PWM amostrado, como mostrado na figura APE.5, na qual mostram-se as tensões de referência do inversor para PWM natural e PWM amostrado com $k_{MI} = 300$, ao violar a condição de ganho máximo ocorrem oscilações de alta frequência na malha de corrente.

Figura APE.3 – Malha de corrente R2E – $k_{mi}=300$, com múltiplos chaveamentos.

Figura APE.4 – Malha de corrente R2E com Sample-Hold– $k_{mi}=300$, sem múltiplos chaveamentos

Figura APE.5 – Malha de corrente R2E com PWM amostrado (azul) e PWM natural (vermelho) – $k_{mi}=300$

Resumindo, o valor limite do ganho é válido também para os moduladores amostrados (simétrico e assimétrico). Em controladores do tipo PI, é aplicável também à parcela proporcional.

APÊNDICE F

APROXIMAÇÃO DA FUNÇÃO DERIVADA

Considerando uma função derivada no domínio s dada por $Y_D(s) = k_D \cdot s$, deseja-se que o diagrama de Bode da função seja de acordo com o da figura APF.1.

Figura APF.1 – Módulo da função derivada modificada

Para isto, adota-se a função derivada modificada, dada por:

$$Y'_D(s) = k_D \cdot \frac{s}{s + \omega_D} \quad (\text{APF.1})$$

onde k é o ganho da função e ω_D é a frequência angular do pólo da nova função derivada. Deseja-se que na frequência de interesse ω_0 a derivada tenha ganho unitário, ou seja:

$$\begin{aligned} |Y'_D(\omega_0)| &= k_D \cdot \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_D^2}} = 1 \\ k_D &= \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_D^2}}{\omega_0} \end{aligned} \quad (\text{APF.2})$$

Substituindo (APF.2) em (APF.1):

$$Y'_D(s) = \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_D^2}}{\omega_0} \cdot \frac{s}{s + \omega_D} \quad (\text{APF.3})$$

APÊNDICE G

CÁLCULO DE GANHOS DO SISTEMA R2E PELA FÓRMULA DE ACKERMANN

A seleção de ganhos pela realimentação de estados é realizada com o objetivo de encontrar a matriz de ganhos do sistema realimentado pela fórmula de Ackermann (OGATA, 1999):

$$K = [k_{x1} \quad k_{x2}] \quad (\text{APG1})$$

onde k_{x1} e k_{x2} são definidos no Apêndice D. Os pólos do sistema em malha fechada são obtidos da função de transferência de um sistema de segunda ordem (equação 3.10). No exemplo apresentado para seleção dos ganhos, definem-se no caso 2 ($\omega_n = \sqrt{2} \cdot \omega_f$, $\xi = 0,57$). Para este caso, os pólos em malha fechada são dados por $p_{1,2} = -\xi \cdot \omega_n \pm j \cdot \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = (-4.9978 \pm j7.1260) \cdot 10^3$.

As matrizes de estado do sistema são dadas no Capítulo 1 pelas equações 1.6 a 1.9. Se o cancelamento da tensão do capacitor de filtro é feito na malha de corrente, conforme item 3.2.1, as matrizes do sistema de variáveis de estado são mesmas, com exceção da equação 1.6, a qual é dada por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{APG.2})$$

Empregando os parâmetros do filtro da tabela 3.1, a matriz de ganhos obtida no Matlab através do comando *acker* é igual a $K = [k_{x1} \quad k_{x2}] = [2 \quad 119,9465]$, resultando $k_{MI} = 119,9465$ e $k_{MV} = 0,0167$, que são os mesmos valores obtidos no item 3.2.3.

APÊNDICE H

DESENVOLVIMENTO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA FECHADA – CONTROLADOR PI NA MALHA DE TENSÃO, CONTROLADOR DEADBEAT NA MALHA DE CORRENTE E COMPENSAÇÃO DE PERTURBAÇÃO

A figura APH.1 mostra o diagrama completo do controle em tempo discreto, no qual é empregado um controlador Proporcional Integral na malha de tensão, um controlador com resposta *deadbeat* na malha de corrente. É efetuada ainda a compensação da perturbação da corrente de carga na saída da malha de tensão. O desenvolvimento das funções de transferência é realizada por manipulação dos diagramas de bloco apresentados.

Do diagrama de blocos da figura APH.2, a função de transferência do controlador PI é:

$$G_2(z) = \frac{T_a k_p k_I}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} + k_p \quad (\text{APH.1})$$

$$G_2(z) = \frac{T_a k_p k_I \cdot (z + 1) + 2k_p \cdot (z - 1)}{2 \cdot (z - 1)} \quad (\text{APH.2})$$

Para encontrar a função $v_{cap}(z)/v_{ref}(z)$, considera-se a entrada $i_{carga}(z) = 0$ na figura APH.1. O desenvolvimento passo a passo é mostrado nas etapas de (1) a (7) da figura APH.3. Algumas observações sobre os passos (1) a (7):

- $G_1(z) = \frac{T_a^2 \cdot (z + 1)}{(z - 1)} \cdot \frac{1}{(C_f L_f z^2 + T_a^2)} \quad (\text{APH.3});$
- Propriedade (figura APH.4): Se uma função de transferência $G(s) = \frac{num(s)}{den(s)}$ (APH.4) tem

realimentação negativa com ganho unitário, a função de transferência realimentada é dada

por $G'(s) = \frac{num(s)}{num(s) + den(s)}$ (APH.5), onde $num(s)$ é o numerador de $G(s)$ e $den(s)$ é o denominador de $G(s)$;

- Aplicando-se a propriedade anterior no passo (7) da figura APH.3, tem-se:

$$G_2(z) \cdot \frac{L_f}{T_a} \cdot \frac{1}{(z+1)} \cdot G_1(z) = \frac{num(z)}{den(z)} \quad (\text{APH.6})$$

$$num(z) = z \cdot (T_a^2 k_p k_I L_f + 2k_p L_f T_a) + (T_a^2 k_p k_I L_f - 2k_p L_f T_a) \quad (\text{APH.7})$$

$$den(z) = 2z^4 C_f L_f - 4z^3 C_f L_f + z^2 (2C_f L_f + 2T_a^2) - 4z T_a^2 + 2T_a^2 \quad (\text{APH.8})$$

$$\begin{aligned} num(z) + den(z) &= 2z^4 C_f L_f - 4z^3 C_f L_f + z^2 \cdot (2C_f L_f + 2T_a^2) + \\ &+ z \cdot (T_a^2 k_p k_I L_f + 2k_p L_f T_a - 4T_a^2) + (T_a^2 k_p k_I L_f - 2k_p L_f T_a + 2T_a^2) \end{aligned} \quad (\text{APH.9})$$

A função de transferência em malha fechada para rastreamento de tensão é dada por:

$$\frac{v_{cap}(z)}{v_{ref}(z)} = \frac{num(z)}{num(z) + den(z)} \quad (\text{APH.10})$$

$$\begin{aligned} \frac{v_{cap}(z)}{v_{ref}(z)} &= \frac{\frac{z \cdot (T_a^2 k_p k_I L_f + 2k_p L_f T_a) + (T_a^2 k_p k_I L_f - 2k_p L_f T_a)}{2C_f L_f}}{z^4 - 2z^3 + z^2 \cdot \left(1 + \frac{T_a^2}{C_f L_f}\right) + z \cdot \frac{(T_a^2 k_p k_I L_f + 2k_p L_f T_a - 4T_a^2)}{2C_f L_f} + \frac{(T_a^2 k_p k_I L_f - 2k_p L_f T_a + 2T_a^2)}{2C_f L_f}} \end{aligned} \quad (\text{APH.11})$$

Da mesma forma, para encontrar a função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$, considera-se a entrada $v_{ref}(z) = 0$ na figura APH.1. O diagrama de blocos é então redesenhado conforme figura APH.5. O

desenvolvimento passo a passo é mostrado nas etapas de (1) a (8) da figura APH.6. Algumas observações sobre os passos (1) a (8):

- $$G_3(z) = \left(2 - G_2(z) \cdot \frac{L_f}{T_a} \right) \cdot \left(\frac{1}{z+1} \right) - 1$$

$$G_3(z) = \frac{2T_a - G_2(z)L_f - T_a \cdot (z+1)}{T_a \cdot (z+1)} \quad (\text{APH.13})$$

- $$G_4(z) = -G_3(z) \cdot \frac{T_a}{L_f} \cdot \left(\frac{z+1}{z^2} \right) = \frac{G_2(z)L_f + T_a \cdot (z-1)}{L_f \cdot z^2}$$

$$G_4(z) = \frac{L_f k_p k_I T_a (z+1) + 2k_p (z-1)L_f + 2T_a (z-1)^2}{2z^2 (z-1)L_f} \quad (\text{APH.14})$$

- $$G_5(z) = \frac{2z^2 T_a L_f (z-1)}{(z-1)^2 \cdot (2z^2 C_f L_f + 2T_a^2) + 2L_f k_p T_a (z-1) + L_f k_I k_p T_a^2 (z+1)} \quad (\text{APH.15})$$

A função de transferência em malha fechada para perturbação é dada por:

$$\frac{v_{cap}(z)}{i_{carga}(z)} = \left(\frac{G_D(z)}{z^2} - 1 \right) \cdot G_5(z)$$

$$\frac{v_{cap}(z)}{i_{carga}(z)} = \frac{2T_a L_f (z-1) \cdot [G_D(z) - z^2]}{(z-1)^2 \cdot (2z^2 C_f L_f + 2T_a^2) + 2L_f k_p T_a (z-1) + L_f k_I k_p T_a^2 (z+1)}, \quad (\text{APH.16})$$

onde $G_D(z)$ é a função de compensação de distúrbio, a ser determinada no capítulo 3.

Figura APH.1 - Diagrama completo

Figura APH.2 - Função de transferência discreta do PI

Figura APH.3 – Desenvolvimento da função $v_{c,ap}(z)/v_{ref}(z)$

(6)

Figura APH.3 (cont) – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/v_{ref}(z)$

Figura APH.4 – Função Realimentação

Figura APH.5 – Diagrama redesenhado para desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$

Figura APH.6 – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$

Figura APh.6 (cont.) – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carg a}(z)$

Figura APH.6 (cont.) – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$

(7)

(8)

Figura APH.6 (cont.) – Desenvolvimento da função $v_{cap}(z)/i_{carga}(z)$

APÊNDICE I – APLICAÇÃO EM COMPENSADOR SÉRIE

Uma das soluções comumente adotadas para mitigar afundamentos de tensão (decrêscimos na amplitude da tensão eficaz entre 0,1–0,9 pu na frequência fundamental, com duração de 0,5 ciclo a 1 minuto) é o Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR em inglês), o qual é conectado em série com a carga, geralmente por meio de um transformador de injeção (figura API1). Esse tipo de compensador série soma à tensão da rede uma tensão pré-calculada sintetizada por um inversor de potência, de modo a manter a tensão da carga em valores aceitáveis.

Figura API.1. DVR – Princípio de funcionamento

O sistema de controle do DVR (figura API.2) é representado pelos blocos de Geração de Referência, *Phase-Locked-Loop* (PLL) e Controle de Tensão do Inversor. O bloco de geração de referência tem por objetivo fornecer ao controlador de tensão a referência de tensão a ser sintetizada pelo conversor. O controlador de tensão, estudado neste trabalho, rastreia a tensão de referência, garantindo a injeção correta de tensão. O PLL é responsável pelo sincronismo da tensão injetada com a tensão de rede CA.

Figura API.2. Diagrama de blocos do DVR e do Sistema de Controle

Um protótipo de Restaurador Dinâmico de Tensão 75kVA/220V foi testado com o PLL descrito em (MATAKAS JR., L., MARTINZ, F.O., GIARETTA, A.R., GALASSI, M., KOMATSU, W., 2006), o algoritmo de Geração de Referência de (GALASSI, M., GIARETTA, A.R., OLIVEIRA, M.A., MARTINZ, F.O., MASUDA, M., AHN, S.U., JARDINI, J.A., MATAKAS JR., L., KOMATSU, W., CAMARGO, J., 2006) e os parâmetros da tabela API1, para a montagem da figura API3.

Na figura API3, os afundamentos de tensão são gerados por meio de uma montagem com indutores de modo a alterar a impedância equivalente de rede durante poucos ciclos de tensão quando o indutor ligado ao neutro é momentaneamente conectado. Para gerar harmônicas de tensão, um retificador em ponte é conectado à entrada do DVR. O barramento CC é constituído por uma fonte CC de tensão. As correntes de indutor de filtro e de carga e as tensões do capacitor CC, do capacitor de filtro e da rede são medidas por sensores de efeito Hall.

Fig. API3. DVR - Montagem experimental

TABELA API1 – PARÂMETROS EXPERIMENTAIS – MONTAGEM DVR

<i>Símbolo</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
r_{dp}	Resistência de dispersão do lado de baixa tensão	0.0304 Ω
r_{ds}	Resistência de dispersão do lado de alta tensão	0.0692 Ω
L_{dp}	Indutância de dispersão do lado de baixa tensão	0.1512 mH
L_{ds}	Indutância de dispersão do lado de alta tensão	0.3037 mH
L_m	Indutância de Magnetização Região Linear	122,6 mH
	Indutância de Magnetização Joelho	79,7 mH
	Indutância de Magnetização Saturação	33,7 mH
f_a	Frequência de amostragem	16kHz
f_{sw}	Frequência de chaveamento	8kHz
k_p	Ganho Proporcional da malha de tensão	0,8232 Ω^{-1}
k_i	Ganho Integral da malha de tensão	2222s $^{-1}$

O controlador de tensão é composto por um PI na malha de tensão e uma malha de corrente com resposta *deadbeat* descritos no Capítulo 3, com os parâmetros da tabela API1. Não é realizada a compensação de corrente de carga na malha de tensão. O inversor é chaveado com sinais de PWM assimétricos gerados no kit de desenvolvimento ADDS-21992 da Analog Devices. Além disso, é implementado um algoritmo de controle de saturação do transformador de

injeção, detalhado no Apêndice J.

Na figura API4a os dados experimentais são processados no Matlab para o dispositivo funcionando como filtro ativo de tensão. A tensão de rede apresenta distorção harmônica total (IEEE STD. 519-1992) igual a $DHT_{rede} = 10,44\%$. A distorção harmônica de tensão na carga é $DHT_{carga} = 3,27\%$.

Fig. API4. Resultados experimentais DVR75kVA/220V. (A) Filtro Ativo de Tensão. (B) Afundamento de tensão para 50%, carga RL. Fase A – Tensão de Rede (superior), Tensão Injetada (centro) e Tensão de Carga (inferior).

Na figura API4b os dados experimentais são processados no Matlab para um afundamento monofásico de 50% com duração de 12 ciclos, compensado pelo DVR. A tensão de carga permanece aproximadamente constante durante o afundamento de tensão, mostrando que o dispositivo funciona corretamente.

APÊNDICE J – MALHAS AUXILIARES DE CONTROLE DO CONVERSOR

1. CONVERSOR COM TRANSFORMADOR

Para aplicações do controlador proposto em dispositivos UPS ou DVR, há um transformador de isolamento, cujos parâmetros devem ser considerados. Há dois efeitos a serem estudados: saturação e queda de tensão no transformador série em regime.

1.1. COMPENSAÇÃO DE SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR

O transformador pode saturar em dois casos: durante o transitório de inicialização do compensador no sistema elétrico ou devido a nível DC ocasionados por sensores, atrasos no sinal de disparo do conversor PWM e/ou desbalanços de tensão no barramento CC (regime). Os dois casos são descritos nos itens 1.1.1 e 1.1.2.

1.1.1. SATURAÇÃO DEVIDO AO TRANSITÓRIO DE ENERGIZAÇÃO

Durante transitórios de entrada do dispositivo em operação, caso a energização do transformador seja realizada próximo ao instante em que a tensão da rede CA é zero, o fluxo magnético pode atingir até duas vezes o valor nominal, como demonstrado em (FITZER et al, 2002). Algumas soluções comumente utilizadas são:

- Compensador sem transformador (LI; CHOI; VILATHGAMUWA, 2001);
- Monitoração do instante de conexão do dispositivo à rede CA, de modo que o compensador seja energizado em instante diferente do cruzamento por zero da tensão de rede CA;

- Sobredimensionamento do transformador, de modo a admitir até duas vezes o valor de densidade nominal de fluxo (MATAKAS JR et al, 2005);
- Inserção de entreferro no transformador (NAKAJIMA et al, 1996);
- Controle de saturação por meio da limitação de tensão injetada pelo dispositivo durante entrada do equipamento (FITZER et al, 2002);

Para o compensador apresentado no Apêndice I, o transformador é dimensionado para operar com fluxo igual a duas vezes o valor de operação nominal.

1.1.2. SATURAÇÃO DEVIDO À TENSÃO CC RESIDUAL

Para a saturação em regime, (NAKAJIMA et al, 1996) mede a corrente no lado primário e no secundário do transformador, obtendo a diferença entre elas, ou seja, a corrente de magnetização. Após a detecção do nível CC da corrente de magnetização por meio da obtenção do valor médio da corrente, é possível cancelar os efeitos de saturação do transformador em regime.

Um método de controle é mostrado na figura 4.1, no qual a diferença entre as correntes primária e secundária do transformador é a variável de entrada de um controlador Proporcional Integral cuja resposta dinâmica deve ser extremamente lenta, de modo a não influenciar a dinâmica da malha de tensão. A saída do controlador $v_{refsat}(k)$ é somada à tensão de dada pelo bloco de Geração de Referência, resultando na tensão de referência do inversor (entrada da malha de tensão).

dispositivo (URASAKI et al, 2002). Além disso, deve-se considerar ainda o sentido da corrente no indutor de filtro durante o desenvolvimento da tensão de compensação e na implementação do algoritmo de controle. A tensão de compensação de tempo morto é somada à saída da malha de corrente, como uma pré-alimentação.

REFERÊNCIAS

ABDEL-RAHIM, N.M. e QUAICOE, J.E. Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 1996, vol. 11, pp. 532-541.

ABE, N. e YAMANAKA, K. Smith Predictor Control and Internal Model Control – A Tutorial. In *Proceedings of The SICE Annual Conference*, August, 04-06, 2003. Fukui University, vol. 2, pp 1383-1387.

ÅSTRÖM, K.J. e HÄGGLUND, T. *PID controllers - Theory, design, and tuning*. 2nd ed. International Society for Measurement and Control, 1995. 343 pp. ISBN 1-55617-516-7.

BOOST, M.A. e ZIOGAS, P.D. State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation. In *IEEE Transactions on Industry Applications*., vol. 24, Issue 2, pp.271-280, 1988.

BOSE, B.K. Energy, environment, and advances in power electronics. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, Issue 4, pp. 688 – 701, 2000.

BOWES, S.R., Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, Issue 4, pp.367– 373, 1995.

BUSO, S., MALESANI, L. e MATTAVELLI, P. Comparison of Current Control Techniques

for Active Filter Applications. In *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, October 1998, vol. 45, no. 5, pp.722-729.

BUSO, S., FASOLO, S. e MATTAVELLI, P. Uninterruptible Power Supply Multi-Loop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, November/December 2001, vol.37, no.6, pp.1846-1854.

BUSO, S. DSP and Microcontrollers Applications in Power Electronics. *Seminários apresentados na UNICAMP*, 2004. Disponível em <
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/simone/Seminario3.pdf>>. Acesso em
 02/06/2006.

BUSO, S. Digital Control of Power Converters. *Seminários apresentados na UNICAMP*, 1999. Disponível em <
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/simone/lez5.pdf>>. Acesso em
 02/06/2006.

DORF, R.C. e BISHOP, R.H. *Modern Control Systems*. 9th ed. New Jersey: Prentice Hall, 2000. 828 pp. ISBN 0-13-030660-6.

DUAN, Y. e JIN, H. Digital controller design for switchmode power converters. In *Proceedings of the Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999. APEC '99, vol. 2, pp.:967 – 973.

FERNANDES, L.A.P. Técnicas “anti-windup”, 2001. 63p Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

FITZER, C *et al.* R. Mitigation of Saturation in Dynamic Voltage Restorer Connection Transformers. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 6, Nov 2002, pp. 1058 – 1066.

FRANCIS, B.A. e WONHAM, W.M. The Internal Model Principle of Control Theory. *Automatica*, 1976, vol.12, pp.1846-1854.

FRANKLIN, G.F. e POWELL, J.D. *Digital Control of Dynamic Systems*. 1st ed. Addison Wesley Publishing Company, 1980. 335 pp. ISBN 0-201-02891-3.

FUKUDA, S.; FURUKAWA, Y.; KAMIYA, H., A Novel Current-Tracking Method for Active Filters. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, May/June 2001, pp. 888 – 895.

FUKUDA, S. e IMAMURA, R. Application of a Sinusoidal Internal Model to Current Control of Three Phase Utility-Interface-Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2005, vol. 52, no. 2, pp. 420–426.

GALASSI, M. Projeto e Construção de um Restaurador Dinâmico de Tensão, 2006. 116p Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

GALASSI, M *et al.* Reference Generation and PLL in a Dynamic Voltage Restorer Prototype: Implementation and Tests. In *12th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2006.

HANG, C.C. The choice of controller zeros. *IEEE Control Systems Magazine*, January 1989, vol.9, Issue 1, pp. 72 – 75.

HINGORANI, N.G. e GYUGYI, L. *Understanding FACTS – Concepts and technology of Flexible AC Transmission Systems*. 1st ed. IEEE Press, 2000. 432pp. ISBN 0-7803-3455-8.

HOLMES, D.G. e MARTIN, D.A. Implementation of a Direct Digital Predictive Current Controller for Single and Three Phase Voltage Source Inverters. In *Proceedings of The 35th Industry Applications Annual Meeting*, October, 06-10, 1996. vol.2, pp.906-913., 1996.

HOLTZ, J. Pulsewidth Modulation – A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, December 1992, vol.39, no.5, pp.410-420.

IEEE STD.519-1992 – “IEEE Recommended Practices for Harmonic Control in Electrical Power Systems”

IEEE STD.1159-1995 - “IEEE recommended practices for monitoring electric power quality”.

JARDINI, JA *et al.* Implementação e Testes alfa da Geração de Referência e Controle em um Protótipo de Restaurador Dinâmico de Tensão, In *Sexto Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica (SBQEE)*, pp. 205 – 212, 2005.

JUNQUEIRA, A.D. *Retificador Trifásico com Alto Fator de Potência*. São Paulo: Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Energia e Automação Elétricas; Universidade de São Paulo, 2004. 121p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.

KAILATH, T. *Linear systems*. 2nd ed. Englewood Cliffs, N.J. : Prentice-Hall, c1980, 682 pp. ISBN 0-13-536961-4.

KASSAKIAN, J.G. Innovation, Technology and Power Electronics. In *Proceedings of the 2005 International Power Electronics Conference*, Japan – 2005 – Keynote Speech.

KAWAMURA, A., HANEYOSHI, T., HOFT, R.G. Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only one Voltage Sensor. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, October 1998, vol.45, no.5, pp.691-703.

KAZMIERKOWSKI, M.P. e MALESANI, L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, October 1998, vol.45, no.5, pp.691-703.

KAZMIERKOWSKI, M.P., KRISHNAN, R. e BLAABJERG, F. *Control in Power Electronics – Selected Problems*. 1st ed. Academic Press, 2002. 518 pp. ISBN 0-12-402772-5.

KUKRER, O. Discrete-time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Mar-1996, vol.11, no.2, pp.260-269.

LANDAU, I.D. e VODA, A. An Analytical Method for the Auto-Calibration of PID controllers. In *Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control*, 1992, pp. 3237-3242.

LEE, S-L., KIM, H. e SUL, S-K. A Novel Control Method for the Compensation Voltages in Dynamic Voltage Restorers. In *Proceedings of The 19th Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2004. vol. 01 , pp. 614 - 620.

LI, B.H., CHOI, S.S., e VILATHGAMUWA D.M., On some crucial technologies for dynamic voltage restoration. In *Proceedings of the 5th International Power Engineering Conference (IPEC)*, 2001, pp. 426–431.

LIU, YD *et al.* Digital controlled UPS inverter with deadtime and output current compensation. In *Proceedings of The 2005 International Power Electronics Conference*, April, 04-08, 2005. Niigata: The Institute of Electrical Engineers of Japan, 2005.

LOH, PC *et al.* A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, September 2003, vol. 18, no.5, pp. 1176-1185.

LOH, P.C. e HOLMES, D.G. Analysis of multi-loop control strategies for power conversion applications. In *Proceedings of the 38th Industry Applications Conference*, 2003, vol.3, pp(s):1778 – 1785.

LORENZ, R.D. e LAWSON, D. Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers. In *IEEE Transactions On Industry Applications*, July/August 1987, vol. IA-23, no.4, pp. 597-602.

MALESANI, L., MATTAVELLI, P. e BUSO, S. Robust Deadbeat Current Control for PWM rectifiers and Active Filters. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, May-Jun- 1999, vol.35, no.3, pp.613-620.

MARAFÃO, F.P., DECKMANN, S.M., POMILHO, J.A. e MACHADO, R.Q. A Software-Based PLL Model: Analysis and Applications, In *Proceedings of the 11th Brazilian Automatic Control Conference (CBA)*, Vol. I, São Paulo, pp. 067-072.

MARTINZ, FO *et al.* Stability Analysis of a digital Predictive Current Controller for PWM Converters. In *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP*, Junho, 14-17, 2005. Recife, vol. 01, pp 146-150.

MATAKAS JR, L *et al.* A Low Power Dynamic Voltage Restorer with Voltage Harmonic Compensation. In *Proceedings of The 2005 International Power Electronics Conference*, April, 04-08, 2005. Niigata: The Institute of Electrical Engineers of Japan, 2005, pp 475-481.

MATAKAS JR, L., MARTINZ, F.O., GIARETTA, A.R., GALASSI, M., KOMATSU, W. Uma Abordagem Gráfica para um Algoritmo de PLL baseado em Sequência Positiva. In *XVI Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2006.

MATTAVELLI, P. e BUSO, S. Interactions Between Dead-beat Controlled High-Quality Rectifiers and Input Filters. In *Proceedings of The 8th European Conference on Power Electronics And Applications (EPE)*, September, 07-09, 1999. Lousanne, Switzerland.

MATTAVELLI, P. e MARAFAO, F.P. Selective active filters using repetitive control techniques. In *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 8-11 July 2002. vol. pp.1223 – 1228.

MATTAVELLI, P. e MARAFAO, F.P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, Issue 5, Oct. 2004, pp. 1018 – 1024.

NAKAJIMA, T *et al.* A new control method preventing transformer DC magnetization for voltage source self-commutated converters.. In *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 3, Jul 1996, pp. 1522 – 1528.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 3rd ed. New Jersey: Prentice Hall, 1997. 997 pp. ISBN 0-13-227307-1.

OGATA, K. *Discrete-time control systems*. 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall, 1994. ISBN 00-13-216227-X.

ONS (OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA) - SUBMÓDULO 2.2 - Padrões de Desempenho da Rede Básica - 24/12/2002

RYAN, M.J., BRUMSICKLE, W.E. e LORENZ, R.D. Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters. In *IEEE Transactions On Industry Applications*, March/April 1997, vol. 33, no.2, pp. 493-501.

SEGER, T. e WACHTER, M. Direct Digital Control of four quadrant power converter, In *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 124-128, 1987.

SILVA, S.M. Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão. Minas Gerais, 1999. 196p. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Minas Gerais.

LEE, S-J., KIM, H. e SUL, S-K. A novel Control Method for the Compensation Voltages in Dynamic Voltage Restorers Control. In *Proceedings of The 19th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp.614 – 620, vol.1. February 22-26, California, 2004.

TEXAS INSTRUMENTS. Unitrode Products. *Datasheet UC3524A - Advanced Regulating Pulse Width Modulators*, 2005

TRUXAL, J.G. *Automatic Feedback Control System Synthesis*. 6th ed. New Jersey: Prentice Hall, 1955.

URASAKI, N *et al.* On-line dead-time compensation method for permanent magnet synchronous motor drive. In *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2002, vol.1, pp. 268-273

VENDRUSCULO, E.A., MARAFÃO, F.P., POMILIO, J.A. e MACHADO, R.Q. Digital Control of single-phase VSI in Transformer-based UPS. In *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP*, Junho, 14-17, 2005. Recife, vol. 01, pp 463-468.

VILATHGAMUWA, M., RANJITH PERERA, A.A.D., CHOI, S.S. Performance Improvement of the Dynamic Voltage Restorer With Closed-Loop Load Voltage and Current-Mode Control. In *IEEE Transactions On Power Electronics*, September 2002, vol. 17, no.5, pp. 824-834.

ZAHN, C *et al.* Software Phase Locked Loop Applied to Dynamic Voltage Restorer (DVR), In *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 3, pp. 431-438, 2001.

ZMOOD, D.N., HOLMES, D.G. e BODE, G.H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, Issue 2, pp. 601 – 610, 2001.