

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

André Gutierrez Andreta

**ESTRATÉGIA HÍBRIDA DE CONTROLE PARA
INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS À REDE
BASEADA EM CONTROLADORES DEADBEAT E
PROPORCIONAL+RESSONANTE**

Florianópolis

2014

André Gutierrez Andreta

**ESTRATÉGIA HÍBRIDA DE CONTROLE PARA
INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS À REDE
BASEADA EM CONTROLADORES DEADBEAT E
PROPORCIONAL+RESSONANTE**

Dissertação submetida ao Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
para a obtenção do Grau de Mestre
em Engenharia Elétrica.

Florianópolis

2014

Catálogo na fonte elaborada pela biblioteca da
Universidade Federal de Santa Catarina

A ficha catalográfica é confeccionada pela Biblioteca Central.

Tamanho: 7cm x 12 cm

Fonte: Times New Roman 9,5

Maiores informações em:

<http://www.bu.ufsc.br/design/Catalogacao.html>

André Gutierrez Andreta

**ESTRATÉGIA HÍBRIDA DE CONTROLE PARA
INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS À REDE
BASEADA EM CONTROLADORES DEADBEAT E
PROPORCIONAL+RESSONANTE**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 17 de Dezembro 2014.

Carlos Galup Montoro, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH
Presidente

Prof. Humberto Pinheiro, Ph.D.

Prof. Daniel Ferreira Coutinho, Dr.

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Dedico este trabalho aos meus pais, José Antonio e Barbara, e ao meu irmão, Pedro.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer ao professor Marcelo Heldwein por todo conhecimento transmitido ao longo da orientação deste trabalho. Seu vasto conhecimento em eletrônica de potência me motivou a realizar este trabalho.

Agradeço também a coorientação do Dr. Márcio Ortmann, de grandes discussões surgiram várias ideias aplicadas no trabalho e sua grande experiência de bancada facilitou muito a realização dos testes práticos.

Aos membros da banca: Prof. Humberto Pinheiro, Prof. Daniel Coutinho, Prof. Roberto Coelho e Prof. Telles Lazzarin por terem aceito o convite para participar da banca e pelas pertinentes correções da dissertação.

Agradeço os professores do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Prof. Ivo Barbi, pela exemplar didática, capaz de ensinar assuntos complexos de forma muito clara. Prof. Arnaldo Perin quem me inseriu na área de eletrônica de potência, orientando meu TCC. Aos demais professores e ex-professores: Denizar Martins, Samir Mussa, Enio Kassick e Gierr Waltrich.

Aos amigos da minha primeira turma de mestrado: Delvanei Jr., Jefferson Zanotti, Marcos Jacoboski, Rodrigo Piontkewicz, Rômulo Schweitzer, Rafael Faust.

Aos colegas de laboratório, que tornaram esses anos de trabalho no INEP muito agradáveis: Maurício, Henrique, Diego, Alex, Adriano Alemão, Nuno, Ronny, Walbermark, Franciéli, Rodrigo, Daniel Flores, Daniel Collier, Joabel, Eduardo, Roberto, Marcelo, Jackson e Pedro. Especialmente os amigos que contribuíram também com questões técnicas que envolveram este trabalho: Gean Maia, Tiago Jappe, Alan Calegari, Lisandra Ries, Leonardo dos Santos, Luis Juarez e Lenon Schmitz.

Aos grandes amigos da graduação: Guido Moraes, Igor Khairalla, Jean Petry, José Stieven, Luis Baran, Luiz Calegari, Luiz Henrique Rafael, Luiz Piucco, Marcelo Borb, Marcus Bicalho, Marcus Koe-rich, Rafael Eckstein, Sara Einsfeld, Tiago Fernandes, Thiago Novaes, Thiago Lopes e Valter de Lorenzi.

Aos amigos que me acompanharam todos esses anos na ilha: Alice e Cristina Fusinato, Antonio Marques, Gustavo Rugoni, Ivan Takahashi, João Bertoli, Natália Castro, Renan Pereira, Vitor Versore, Vaner Versore, Felipe Noryuki, Bruno Urata, Juliano Teixeira, João Fregonesi, Paulo Zanetti e Divry Neto.

A todos os membros da minha família, especialmente meu primo Rafael Curi, que acompanhou 5 anos da minha vida em Florianópolis, tornando esta experiência muito mais divertida. Rodrigo Curi, pelos grandes momentos que vivemos juntos nos últimos anos. Por último e mais importante, meus pais Barbara e José, e meu irmão Pedro, que sempre me apoiaram e deram forças para seguir em frente.

“Be the change you wish to see in the world.”

Mahatma Gandhi

Resumo

Neste trabalho apresentam-se metodologias de projeto de controladores de corrente para inversores conectados à rede, incluindo um controlador proporcional+ressonante, um controlador preditivo do tipo *deadbeat* e uma estratégia híbrida utilizando ambos controladores. Os controladores são aplicados em um sistema inversor trifásico, dois níveis, conectado à rede elétrica por meio de um filtro indutivo-capacitivo-indutivo (LCL).

As seguintes análises são realizadas: modelagem do sistema completo, efeitos de variações paramétricas, avaliação de problemas relacionado à perturbações e o comportamento do sistema para grandes variações da impedância presente na rede elétrica.

Os controladores projetados são testados em um protótipo de 10 kW, no qual avaliam-se seus comportamentos dinâmicos e a distorção harmônica total resultante. Além disso, verificam-se suas estabilidades quando conectados à uma rede elétrica com comportamento altamente indutivo.

Palavras-chave: inversor conectado à rede, controle de corrente, controlador ressonante, controlador *deadbeat*

Abstract

This work presents design procedures for current controllers in grid-tied inverter applications including a proportional+resonant controller, a predictive deadbeat controller and a hybrid strategy using both concepts. The controllers are applied in a two-level three phase voltage source inverter system connected to the grid via an inductive-capacitive-inductive (LCL) filter. The following analyzes are performed: overall system modeling, effects of parametric variations, evaluation of disturbance related issues and the system behavior for large grid impedance variations. The design controllers are implemented in a 10 kW prototype. The dynamical responses are tested, the total harmonic distortion is evaluated and the performance with a highly inductive grid impedance is proven.

Keywords: grid-tied inverters, current control, resonant controller, deadbeat controller

Lista de Figuras

2.1	Inversor fonte de tensão com interruptores ideais.	40
2.2	Inversor fonte de tensão com modelo de interruptores binários.	40
2.3	Modelo médio dos interruptores do VSI.	41
2.4	Diagramas de Bode dos filtro L, LCL e LCL com ramo de amortecimento RC. (a) Função de transferência da corrente do conversor para a tensão do conversor $\frac{i_{Lc}(s)}{v_i(s)}$ (b) Função de transferência da corrente do conversor para a tensão da rede $\frac{i_{Lc}(s)}{v_g(s)}$. . .	43
2.5	Diagrama de Bode da relação entre a corrente no indutor do conversor e a tensão gerada pelo conversor $\frac{i_{Lc}(s)}{v_i(s)}$, para diferentes valores de indutância da rede.	45
2.6	Modelo médio do VSI com o filtro LCL conectado à rede.	46
2.7	Simulação do modelo médio.	48
2.8	Simulação no modelo matemático.	49
2.9	Circuito elétrico voltado à simulação do modelo comutado.	50
2.10	Comparação por simulação do modelo matemático com o circuito comutado.	50
3.1	Diagrama de blocos genérico, C(s) Controlador; M(s) Modulador; P(s) Planta; H(s) Sensor; W(s) Perturbação.	54
3.2	Representação do controle por histerese no plano $\alpha\beta$	55
3.3	Representação do controle por histerese no plano $\alpha\beta$	56
3.4	(a) Ação proporcional; (b) Ação Proporcional+Integral; (c) Ação Proporcional+Integral+Derivativa.	57
3.5	Diagrama de blocos de uma malha genérica.	58
3.6	(a) Controlador ressonante; (b) Controlador proporcional+ressonante.	60
3.7	(a) Controlador Repetitivo Convencional; (b) Controlador repetitivo aperfeiçoado.	61
3.8	(a) Resposta em frequência de um controlador repetitivo convencional com $T_s = 5 \cdot 10^{-5}$ e $M = 333$; (b) controlador repetitivo aperfeiçoado.	62
3.9	Estratégias de controle utilizando o controlador repetitivo.	63
3.10	Diagrama de blocos de uma malha genérica.	65
3.11	Modelo monofásico nte de um inversor monofásico conectado à rede.	66

3.12 Diagrama de blocos com o controlador <i>deadbeat</i>	67
3.13 Possíveis vetores a serem aplicados no VSI dois níveis.....	70
3.14 Resposta no tempo e predição de um estado aos possíveis vetores a serem aplicados ao sistema.....	71
3.15 (a) Estrutura 1; (b) Estrutura 2.....	73
3.16 (a) Plano de fase referente a estrutura 1; (b) Estrutura 2....	74
3.17 (a) Plano de fase com a superfície de deslizamento σ ; (b) Exemplo de um caminho para um ponto "P" genérico.....	75
3.18 Estrutura de uma rede neural 2-3-2.....	76
3.19 Modelo de um neurônio.....	77
3.20 Funções de ativação (a) Sigmoidal; (b) Hiperbólica.....	77
3.21 Estratégia de treinamento para a Rede Neural.....	78
3.22 Aplicação de uma rede neural como controlador.....	78
3.23 Fases da vida de um ser humano em função da idade, definido por funções de pertinência (adaptado de [122]).....	79
3.24 Estrutura de um sistema <i>fuzzy</i>	80
3.25 Processo de "fuzzyficação", onde MN: Muito Negativo, PN: Pouco Negativo, PP: Pouco Positivo e MP: Muito Positivo.....	80
3.26 Tabela com a definição das regras com as regras em atuação circuladas para o exemplo da figura 3.25.....	81
3.27 Processo de Interferência.....	81
3.28 Resultado do processo de inferência e desfuzzyficação pelo método do centro de gravidade.....	82
4.1 Processo de modulação.....	85
4.2 Diagrama de blocos da malha para controle da corrente de saída do conversor.....	87
4.3 Modelo do circuito em $\alpha\beta$	88
4.4 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c =$ $0,85 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 0,70 \cdot L_c^*$, (d) $L_c = 0,55 \cdot L_c^*$	96
4.5 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c =$ $1,15 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 1,30 \cdot L_c^*$, (d) $L_c = 1,40 \cdot L_c^*$	97
4.6 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do indutor L_r . (a) $L_r = L_r^*$, (b) $L_r =$ $1,44 \cdot L_r^*$; (c) $L_r = 3,60 \cdot L_r^*$, (d) $L_r = 5,78 \cdot L_r^*$	98

4.7 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do capacitor C_f . (a) $C_f = 0,8 \cdot C_f^*$, (b) $C_f = C_f^*$, (c) $C_f = 1,2 \cdot C_f^*$	99
4.8 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem, para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c = 0,80 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 0,60 \cdot L_c^*$, (d) $L = 0,40 \cdot L_c^*$	100
4.9 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem, para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c = 1,15 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 1,30 \cdot L_c^*$, (d) $L = 1,40 \cdot L_c^*$	101
4.10 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem, para variação do indutor L_r . (a) $L_r = L_r^*$, (b) $L_r = 1,44 \cdot L_r^*$, (c) $L_r = 3,60 \cdot L_r^*$, (d) $L_r = 5,78 \cdot L_r^*$	102
4.11 Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem, para variação do capacitor C_f . (a) $C_f = 0,8 \cdot C_f^*$, (b) $C_f = C_f^*$, (c) $C_f = 1,2 \cdot C_f^*$, (d) $C_f = 1,8 \cdot C_f^*$	103
4.12 Diagrama de Bode da função de transferência que relaciona a corrente na rede com a tensão da rede $\frac{i_{Lr}(w)}{v_g(w)}$ do sistema em malha fechada, com controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem, para diferentes valores de indutância da rede.....	104
4.13 Rotação do vetor de tensão em tempo discreto no plano $\alpha\beta$.	106
4.14 Resultado de simulação do inversor operando em malha fechada, com o controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem: (a) tensão teoricamente gerada pelo conversor, tensão de fato gerada e diferença entre elas (b) detalhe da diferença entre as tensões.	109
4.15 Resultado de simulação da corrente de referência e do valor médio quase instantâneo da corrente do inversor operando em malha fechada, com o controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem: (a) sem a compensação da perda de tensão e (b) com compensação da perda de tensão.	109
4.16 Resultados práticos da corrente $i_{Lr\alpha}$ e $i_{Lr\beta}$ do inversor operando em malha fechada, com o controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^ª ordem: (a) sem a compensação da perda de tensão e (b) com compensação da perda de tensão.	110
4.17 Diagramas de Bode da função de transferência de laço	111

4.18 Diagramas de Bode do controlador proporcional+ressonante (a) Mantendo o termo $\omega_c = 1$ constante para diferentes k_i ; (b) Mantendo o termo $k_i = 10$ constante para diferentes ω_c	113
4.19 Diagrama de Bode do controlador proporcional+ressonante para diferentes valores de ω_c e k_i para valores constantes do produto $\omega_c \cdot k_i$ e o controlador ideal com $ki = 10$	114
4.20 Função de transferência de laço aberto com controlador proporcional+ressonante.	115
4.21 Função de transferência de laço aberto com controlador proporcional+ressonante para diferentes valores de indutância da rede, Diagramas de Bode (esquerda), diagrama de Nyquist (direita)	116
4.22 Diagrama de Bode da corrente da rede para a tensão da rede $\frac{i_{Lr}(s)}{v_g(s)}$ do sistema em malha fechada, com controlador proporcional+ressonante, para diferentes valores de indutância da rede.	116
4.23 Admitância do conversor em malha fechada vista pela tensão da rede.	117
4.24 Estrutura do controlador híbrido.	118
4.25 (a) THD resultante na corrente do indutor L_r para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.	119
4.26 (a) Componente da quinta harmônica presente na corrente do indutor L_r para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.....	119
4.27 (a) Tempo de subida para um degrau de referência de 5 A para 10 A da corrente do indutor L_c para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.....	120
4.28 (a) Sobressinal na corrente do indutor L_r para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.....	121
4.29 Resultados de simulação de um degrau de corrente de 5 para 10 A. (a) Controlador Ressonante; (b) Controlador <i>deadbeat</i> ; (c) Controlador Híbrido com ganhos $k_{db} = 0,6$ e $k_{pr} = 0,6$; (d) Controlador Híbrido com ganhos $k_{db} = 1$ e $k_{pr} = 1$	122
4.30 Gráfico radar com os controladores proporcional ressonante,	

<i>deadbeat</i> , híbrido com ganhos $k_{db} = 0,6$ e $k_{pr} = 0,6$ e híbrido com ganhos $k_{db} = 1$ e $k_{pr} = 1$	123
5.1 Diagrama completo do procedimento dos testes.....	126
5.2 Resultados experimentais utilizando o controlador proporcional ressonante em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).....	128
5.3 Resultados experimentais utilizando o controlador <i>deadbeat</i> de primeira ordem (DB1) em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).....	129
5.4 Resultados experimentais utilizando o controlador <i>deadbeat</i> de quarta ordem (DB4) em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).....	130
5.5 Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB4+PR com ganhos $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$ em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).....	131
5.6 Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB1+PR com ganhos $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$ em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).....	132
5.7 Resultados experimentais das correntes injetadas na rede (3 A/div) utilizando os controladores: (a) Proporcional Ressonante; (b) <i>Deadbeat</i> sem compensação; (c) <i>Deadbeat</i> com compensação; (d) Híbrido $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$; (e) Híbrido $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$. A THD média da tensão durante os teste foi de 1,86%.	135
5.8 Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao utilizar o controlador PR.....	136
5.9 Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao se utilizar o controlador DB4 sem compensação.	136

5.10 Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao se utilizar o controlador DB4 com compensação.	136
5.11 Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao utilizar o se controlador híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$	137
5.12 Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao utilizar o se controlador híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$	137
5.13 Espectro harmônico da tensão medido no ponto de conexão ao conversor.	137
5.14 Resultados experimentais utilizando o controlador proporcional ressonante em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).	138
5.15 Resultados experimentais utilizando o controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^a ordem sem compensação de perda de tensão, em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).	139
5.16 Resultados experimentais utilizando o controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^a ordem com compensação de perda de tensão em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).	140
5.17 Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB4+PR com ganhos $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$ em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).	141
5.18 Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB4+PR com ganhos $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$ em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).	142
5.19 Resultados experimental utilizando o controlador DB4 com compensação em um degrau de referência de 5 A para 10 A (3	

A/div). Escalas de tempo: 5 ms/div (cima) 200 μ s/div (baixo).	143
5.20 Filtro LCL implementado neste trabalho.	143
5.21 Inversor Δ -VSI adaptado de [152] para funcionar como um VSI.	144
A.1 Circuito de simulação no GECKOcircuits.	169

Lista de Tabelas

2.1	Valor dos componentes do filtro LCL.	45
4.1	Componentes do filtro e variações esperadas.	94
4.2	Queda de tensão nos interruptores na temperatura de junção de $T_j = 150^\circ$	108
4.3	Termo ΔV para diferentes níveis de corrente.	108
4.4	Valores das variáveis do controlador proporcional+ressonante (PR).	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua	39
CA	Corrente Alternada	39
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>	39
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	41
PR	Controlador proporcional+ressonante	60
MPC	<i>Model predictive control</i>	64
MPC	<i>Generalized predictive control</i>	64
DTC	<i>Direct torque control</i>	64
DPC	<i>Direct power control</i>	64
OSAP	<i>One sample ahead predictive</i>	65
FSC-MPC	<i>Finite control set - Model Predictive Control</i>	69
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>	72
VSC	<i>Variable Systems Control</i>	72
CMD	Controle por modo deslizante	72
FPGA	<i>Field-programmable gate array</i>	78
ASIC	<i>Application-specific integrated circuit</i>	78
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>	86
ERP	Erro em regime permanente	120
DB4	Controlador <i>deadbeat</i> de 4 ^a ordem	127
DB1	Controlador <i>deadbeat</i> de 1 ^a ordem	127
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>	133

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{dc}	Tensão do Barramento	39
s_{xy}	Função de comutação dos interruptores ($x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$)	39
s_x	Função de comutação para os braços do conversor ($x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$)	40
v_{xn}	Tensão entre os terminais do inversor e o barramento negativo ($x \in \{a, b, c\}$)	41
T_{sw}	Período de comutação	41
L_1	Indutância do filtro de primeira ordem	42
R_L	Resistência do indutor do filtro de primeira ordem	42
i_{Lci}	Corrente no indutor L_{ci} no VSI ($i \in \{a, b, c\}$)	43
i_{Lri}	Corrente no indutor L_{ri} no VSI ($i \in \{a, b, c\}$)	43
i_{Lc}	Corrente no indutor L_c do do modelo monofásico	43
i_{Lr}	Corrente no indutor L_r do do modelo monofásico	43
v_{in}	Valor médio quase instantânea da tensão gerada pelo inversor no modelo trifásico ($n \in \{a, b, c\}$)	43
v_{gi}	Tensão da rede elétrica de fase ($i \in \{a, b, c\}$)	43
v_i	Valor médio quase instantânea da tensão gerada pelo inversor no modelo monofásico	43
v_g	Tensão da rede elétrica de fase no modelo monofásico	43
L_{ci}	Indutor conectado ao conversor na fase i ($i \in \{a, b, c\}$)	44
L_{ri}	Indutor conectado à rede na fase i ($i \in \{a, b, c\}$)	44
C_{fi}	Capacitor de filtragem conectado à fase i ($i \in \{a, b, c\}$)	44
C_{di}	Capacitor de amortecimento da fase i ($i \in \{a, b, c\}$)	44
R_{di}	Resistor de amortecimento da fase i ($i \in \{a, b, c\}$)	44
L_c	Indutor conectado ao conversor no modelo monofásico ($i \in \{a, b, c\}$)	44
L_r	Indutor conectado à rede no modelo monofásico	44
C_d	Capacitor de amortecimento do modelo monofásico	44
R_d	Resistor de amortecimento do modelo monofásico	44
f_{ress}	Frequência de ressonância do filtro LCL	44
i_{Lcn}	Corrente no indutor L_c do do modelo monofásico ($n \in \{\alpha, \beta\}$)	48
i_{Lrn}	Corrente no indutor L_r do do modelo monofásico ($n \in \{\alpha, \beta\}$)	48

d_n	Função de comutação do modelo monofásico ($n \in \{\alpha, \beta\}$) ..	48
v_{gn}	Tensão da rede elétrica do modelo monofásico ($n \in \{\alpha, \beta\}$).	48
i_{Lc}^*	Valor de referência para corrente i_{Lc}	49
\hat{i}_{Lcn}	Valor de referência para corrente i_{Lc}	49
i_{Lc}^*	Valor de referência para corrente i_{Lc}	49
k_p	Ganho do controlador proporcional	57
k_i	Ganho do controlador integral	57
k_d	Ganho do controlador derivativo	57
$R(s)$	Referência senoidal	59
A_s	Amplitude da referência senoidal	59
w_o	Frequência da referência senoidal	59
C_{PRi}	Controlador proporcional+ressonante ideal	59
k_r	Ganho da parcela ressonante	59
C_{PR}	Controlador proporcional+ressonante não ideal	60
w_c	Termo de amortecimento do do C_{PR}	60
p_p	Valor de pico da onda portadora	86
D	Razão cíclica	86
F_a	Função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i>	87
ZOH	Função de transferência do amostrador de ordem zero	87
H(z)	Normalização do ganho de realimentação	87
$M(s)$	Função de transferência do modulador PWM	87
P(s)	Função de transferência da planta do controlador	87
C(z)	Função de transferência do Controlador	87
\bar{v}_{Cf}	Tensão v_{Cf} estimada	89
\bar{i}_{Lc}	Corrente i_{Lc} estimada	89
v_r	Tensão de fato gerada pelo conversor	91
G_i	Ganho da medição de corrente	93
G_v	Ganho da medição de tensão	93
Fpb(s)	Filtro passa baixa	93
ΔV	Parcela de correção da perda de tensão	107
t_d	Tempo morto	107
t_{on}	Tempo para o interruptor começar a conduzir	107
t_{off}	Tempo para o interruptor bloquear	107
V_{sat}	Queda de tensão na condução do interruptor	107

V_d	Queda de tensão no diodo em anti-paralelo com o interruptor	107
$P_{pc}(s)$	Planta do pior caso de variações paramétricas	111
k_{db}	Ganho da parcela <i>deadbeat</i>	118
k_{pr}	Ganho da parcela proporcional+ressonante	118

Sumário

1 INTRODUÇÃO	35
1.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	36
2 INVERSORES TRIFÁSICOS PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA	39
2.1 MODELO ORIENTADO AO CONTROLE DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO	39
2.2 FILTROS PARA INTERFACE COM A REDE	42
2.2.1 Filtro L	42
2.2.2 Filtro LCL	43
2.3 MODELO DINÂMICO COMPLETO DO CONVERSOR ...	46
2.4 CONCLUSÃO	51
3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE PARA INVERSORES TRIFÁSICOS	53
3.1 CONTROLE POR HISTERESE	55
3.2 CONTROLADORES LINEARES	57
3.2.1 Controladores Clássicos	57
3.2.2 Controlador proporcional+ressonante	59
3.2.3 Controlador Repetitivo	61
3.3 CONTROLE PREDITIVO	64
3.3.1 Deadbeat	65
3.3.2 Controlador Preditivo por Modelo	68
3.3.3 Controlador Preditivo por Modelo “Conjunto Finito” - FCS-MPC	69
3.4 CONTROLADORES NOS EIXOS SÍNCRONOS	71
3.5 CONTROLE POR MODO DESLIZANTE	72
3.6 CONTROLE POR MÉTODOS DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL	75
3.6.1 Redes Neurais	76
3.6.2 <i>Fuzzy Logic</i>	79
3.7 OUTRAS ESTRATÉGIAS	83
3.8 CONCLUSÕES	83
4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE APLICADAS AO VSI DOIS NÍVEIS	85
4.1 DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES DIGITAIS	85
4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE LAÇO ABERTO ...	86
4.3 PROJETO DO CONTROLADOR <i>DEADBEAT</i>	88

4.3.1 Controlador <i>deadbeat</i> considerando um sistema de primeira ordem	88
4.3.2 Controlador <i>deadbeat</i> considerando um sistema de quarta ordem	90
4.4 ANÁLISE DA ROBUSTEZ DOS CONTROLADORES <i>DEADBEAT</i>	93
4.4.1 Análise de robustez para o <i>deadbeat</i> de 1 ^a ordem...	95
4.4.2 Análise de robustez para o <i>deadbeat</i> de 4 ^a ordem...	98
4.5 CONTROLADOR <i>DEADBEAT</i> INDEPENDENTE DA TENSÃO NA CARGA	104
4.6 INFLUÊNCIA DO TEMPO MORTO NO <i>DEADBEAT</i>	107
4.7 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESONANTE	110
4.8 PROPOSTA DE UM CONTROLADOR HÍBRIDO.....	117
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	125
6 CONCLUSÃO GERAL	145
6.1 TRABALHOS FUTUROS	147
REFERÊNCIAS	149
APÊNDICE A – Simulação do circuito no GECKOcircuits	167

1 INTRODUÇÃO

Ao longo dos últimos anos a eletrônica de potência presenciou uma rápida evolução devido a dois principais fatores: desenvolvimento de interruptores rápidos, capazes de processar alta potência; evolução dos dispositivos para processamento de sinais, possibilitando a implementação de algoritmos avançados e complexos [1]. Tais fatores permitem atualmente, novas aplicações aos conversores estáticos, que agora são inseridos em sistemas que exigem maior sofisticação e eficiência.

Entre os diversos papéis desempenhados por conversores, grande atenção vem sendo dada a aplicações em que são conectados à rede elétrica, tais como: retificadores com alto fator de potência para alimentar cargas ou outros conversores; inversores que injetam energia provida de fontes renováveis na rede; filtros ativos; compensadores estáticos (STATCOM); dispositivos FACTS; conversores para HVDC; inversores para armazenamento de energia; entre outros.

Diante da natureza comutada das células de comutação dos conversores, é necessária a utilização de filtros para que as correntes drenadas/injetadas na rede apresentem níveis de emissões eletromagnéticas, as quais são geradas por componentes harmônicas das frequências de comutação, inferiores aos estipulados por normas. Entre as configurações de filtros, é consenso entre pesquisadores que, na maior parte das aplicações, grandes vantagens são obtidas ao utilizarem-se filtros LCL [2].

Entretanto, o projeto de controladores de corrente para conversores que utilizam filtros LCL torna-se desafiador, principalmente pela incerteza e variação do valor da impedância presente na rede, que pode modificar significativamente o comportamento dinâmico do filtro LCL. Neste cenário, deseja-se obter um controlador que garanta a estabilidade do sistema, com boas características dinâmicas, seguimento de referência e rejeição de perturbações em regime permanente, mesmo diante de distintas circunstâncias. Outro fator importante no projeto de controladores é a simplicidade. A indústria tipicamente busca soluções práticas, prezando também por baixos custos computacionais.

Neste contexto, as estratégias de controle clássico, como proporcionais integrais (PI), que são muito utilizados em conversores CC-CC, dificilmente são capazes de obter resultados satisfatórios. Busca-se portanto, diante das diversas técnicas de controle existentes, uma solução simples, que atenda a todos os requisitos estipulados.

Nesta dissertação apresentam-se metodologias de projeto de con-

troladores preditivos do tipo *deadbeat*, um controlador proporcional+ressonante e um controlador híbrido utilizando as duas estratégias para o controle de corrente de inversores conectados na rede por meio de um filtro LCL.

É analisado o desempenho do sistema com os controladores diante de variações paramétricas dos componentes, tão quanto a capacidade de rejeição à perturbações e seu comportamento para grandes variações da impedância da rede elétrica. Experimentos práticos com as estratégias propostas são realizados em um protótipo trifásico de 10 kW, no qual avaliam-se seu comportamento dinâmico e a distorção harmônica total resultante. Por fim, verifica-se a estabilidade quando conectado à uma rede elétrica com comportamento altamente indutivo.

O presente trabalho é dividido da seguinte forma. No capítulo 2 apresenta-se o conversor utilizado, realiza-se sua modelagem matemática e são feitas considerações sobre o filtro empregado. No capítulo 3 se apresenta uma revisão das estratégias de controle aplicadas aos conversores mais recorrentes na literatura, com o foco em estratégias de controle de corrente para inversores conectados à rede por meio de filtros LCL.

No capítulo 4 são realizados os projetos de um controlador do tipo *deadbeat* e um controlador proporcional ressonante. Grande ênfase é dada ao comportamento do sistema para variações da impedância da rede, por ser esta uma das maiores dificuldades do projeto.

Os controladores propostos são implementados em um protótipo e, no capítulo 5, são apresentados os resultados experimentais, tais como, comportamento dinâmico frente à degraus de referência e medição da distorção harmônica total resultante em regime permanente. Finaliza-se o trabalho com uma discussão nas conclusões descritas no capítulo 6, bem como com uma lista de sugestões para dar continuidade ao trabalho.

1.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

As seguintes contribuições foram realizadas com o desenvolvimento deste trabalho:

- Metodologia de projeto de um controlador *deadbeat* para controle de corrente de um sistema de quarta ordem;
- Metodologia de projeto de um controlador proporcional + ressonante;

-
- Estruturação de um controlador híbrido baseado nos controladores *deadbeat* e proporcional + ressonante;
 - Metodologia de ajuste do controlador híbrido em função de parâmetros da resposta do circuito;
 - Comparação de desempenho dos controladores baseada em simulações numéricas e resultados experimentais.

2 INVERSORES TRIFÁSICOS PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA

Este trabalho tem como intuito projetar e analisar diferentes controladores que desempenham um importante papel na conexão de um conversor à rede elétrica. Para isto, é extremamente importante obter um modelo adequado do conversor a ser controlado. Embora existam diversas topologias de conversores estáticos capazes de realizar a conexão entre barramentos de corrente contínua (CC) e barramentos de corrente alternada (CA) trifásicos, este trabalho utilizará o inversor fonte de tensão (VSI) de dois níveis, por ser o conversor mais utilizado para esta aplicação em redes de baixa tensão.

Este capítulo tem como objetivo descrever o funcionamento do conversor, apresentar algumas ferramentas matemáticas que tornam a análise do sistema mais simples e obter um modelo dinâmico orientado ao controle do conversor.

2.1 MODELO ORIENTADO AO CONTROLE DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO

A topologia mais simples e mais utilizada para conectar barramentos contínuos à rede elétrica trifásica é o Inversor Fonte de Tensão, mais popular pelo seu nome em inglês *Voltage Source Inverter* (VSI). O VSI como apresentado na figura 2.1, é um inversor bidirecional, abaixador (*buck*) quando a energia flui do barramento contínuo para o lado alternado e elevador (*boost*) quando flui no sentido oposto. O VSI é considerado um conversor dois níveis, por ser capaz de fornecer as tensões de fase de V_{dc} ou 0 e possui seis interruptores controlados bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão. Há apenas uma restrição existente nessa topologia: dois interruptores do mesmo braço não podem estar comandados simultaneamente, pois isso implicaria um curto-circuito no barramento CC.

Em termos matemáticos, define-se uma função de comutação $s_{xy}(t)$ como sendo o estado do interruptor S_{xy}

$$s_{xy}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S_{xy} \text{ está conduzindo} \\ 0, & \text{se } S_{xy} \text{ está bloqueado} \end{cases} \quad (2.1)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$.

A restrição, para não haver curto-circuito no barramento CC,

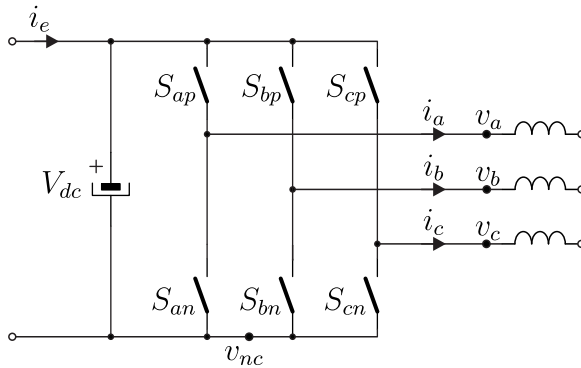


Figura 2.1 – Inversor fonte de tensão com interruptores ideais.

pode ser descrita por

$$s_{xp} + s_{xn} = 1. \quad (2.2)$$

Pode-se interpretar o estado dos interruptores de forma binária, como exibido na figura 2.2. Definindo uma função de comutação para cada braço do conversor, da forma

$$s_x = s_{xp} = 1 - s_{xn}, \quad (2.3)$$

desta forma, a tensão entre os pontos v_x e v_{nc} , é definida por

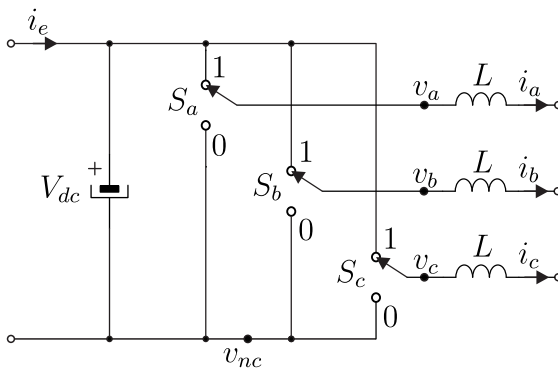


Figura 2.2 – Inversor fonte de tensão com modelo de interruptores binários.

$$v_{xn} = s_x \cdot V_{dc}, \quad (2.4)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$.

Ao utilizar a modulação por largura de pulsos (PWM), cada interruptor permanece determinado tempo comandado a conduzir e o restante do período, normalmente fixo, bloqueado. Para obter um modelo que contenha apenas o conteúdo de baixa frequência (modelo médio) da tensão aplicada pelo conversor, calcula-se o valor médio da função de comutação em um período de comutação, ou valor médio quase instantâneo, definido por

$$d_x = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_{sw}}^t s_x(\tau) d\tau, \quad (2.5)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$ e T_{sw} é o período de comutação.

Por fim, é possível representar o circuito substituindo os interruptores por uma fonte de tensão controlada, da forma como apresentado na figura 2.3. O modelo desconsidera a natureza chaveada do conversor, mas é fundamental para o projeto de controladores lineares.

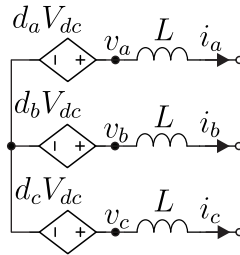


Figura 2.3 – Modelo médio dos interruptores do VSI.

Com a consideração de valores médios quase instantâneos, é possível relacionar a função de comutação com o valor médio da tensão a ser sintetizada pelo VSI. Desta forma, ao se ter conhecimento do comportamento dinâmico, que relaciona a tensão imposta pelo conversor com a corrente que circula na rede, é possível, a partir de medições das variáveis do circuito, inserir controladores capazes de ajustar a dinâmica do sistema, de forma a obter a resposta desejada.

Sabe-se que o comportamento dinâmico do sistema é influenciado pelo conjunto formado por conversor - filtro - rede. Sendo que o modelo dos interruptores já foi demonstrado, na sequência, apresenta-se a parte do sistema de potência mais relevante à dinâmica: o filtro.

2.2 FILTROS PARA INTERFACE COM A REDE

Para conectar o VSI à rede elétrica, espera-se dispor nos terminais trifásicos do conversor, logo após os interruptores, uma forma de onda de tensão cuja componente mais relevante tenha a mesma frequência que a rede elétrica. Porém, esta tensão será composta por um espectro harmônico significativo de componentes múltiplos da frequência de comutação dos interruptores. Tais harmônicos de tensão são responsáveis pela propagação de harmônicos de corrente nas respectivas frequências.

Para atenuar tais componentes de corrente, visando obter uma forma de onda compatível com normas de compatibilidade eletromagnética, é necessário o emprego de um filtro que garanta uma boa atenuação nas frequências da comutação dos interruptores suas e harmônicas.

Quando os interruptores operam em frequência fixa, é mais fácil dimensionar o filtro para obter níveis aceitáveis de componentes harmônicas na corrente injetada na rede. Já em sistemas com frequência variável, é preciso estimar em quais frequências de comutação o conversor irá operar, bem como a amplitude das harmônicas, para assim determinar qual nível de atenuação será necessário ao filtro.

2.2.1 Filtro L

A solução mais simples para filtragem é a utilização de um indutor, ou “filtro L”. A relação da tensão imposta pelo conversor e a corrente na rede tem dinâmica determinada pela seguinte equação no domínio da frequência

$$\frac{i_L(s)}{v_L(s)} = \frac{1}{L_1 s + R_L}, \quad (2.6)$$

onde L_1 é a indutância do indutor e R_L é a resistência parasita presente no indutor.

Quanto maior a indutância, maior atenuação para uma dada frequência. Assim, a indutância é escolhida de forma que a corrente a ser injetada na rede obtenha níveis aceitáveis de ondulação de alta frequência em um ponto de operação. O comportamento dinâmico da corrente em relação à tensão do conversor e em relação à tensão da rede, são exibidas na figura 2.4(a) e 2.4(b), respectivamente, junto às respostas de outros filtros que serão discutidos a seguir.

O filtro L é simples e utilizado somente em aplicações bem es-

pecíficas; em aplicações de alta potência, torna-se muito caro e volumoso [3]. Outro ponto negativo é a ação limitada de controle devido a alta impedância do filtro, ou seja, para a corrente seguir degraus de referências com uma rápida dinâmica é necessário que o conversor forneça grande amplitude de tensão, o que pode saturar o modulador e ter a dinâmica prejudicada. O resultado disso seria a escolha de tensão relativamente alta no barramento CC do inversor. Isto pode trazer impactos em redução de rendimento e aumento de custos dos componentes do inversor.

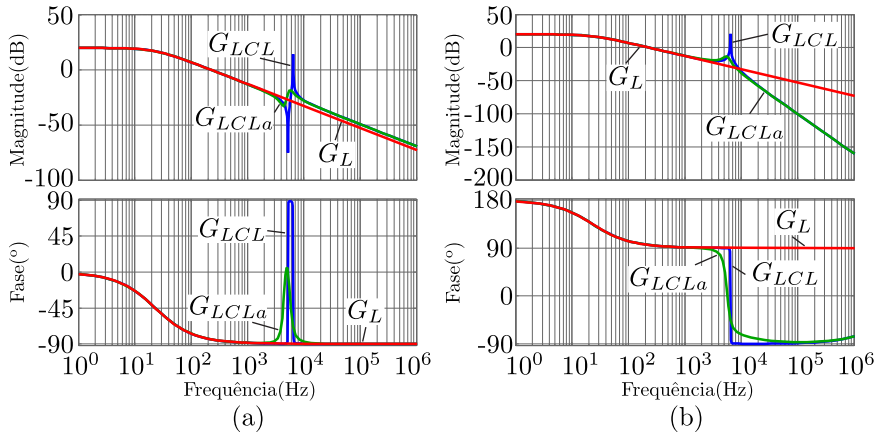


Figura 2.4 – Diagramas de Bode dos filtro L, LCL e LCL com ramo de amortecimento RC. (a) Função de transferência da corrente do conversor para a tensão do conversor $\frac{i_{Lc}(s)}{v_i(s)}$ (b) Função de transferência da corrente do conversor para a tensão da rede $\frac{i_{Lc}(s)}{v_g(s)}$

2.2.2 Filtro LCL

A utilização de filtros LCL apresenta diversas vantagens para conexão de conversores à rede. Por ser um filtro de terceira ordem, proporciona uma assíntota de atenuação de 60 dB por década na corrente da rede, para frequências além da frequência de ressonância. É capaz de prover atenuação das harmônicas geradas pelo conversor equivalente ao filtro L, mesmo utilizando valores menores de indutância [4–6].

Pode-se listar três qualidades principais deste tipo de filtro: a) Volume: O projeto físico de um filtro LCL com atenuação equivalente

a um filtro L, chega a ter um terço do volume; b) Dinâmica: é possível projetar controladores com melhor dinâmica que o filtro L, no entanto sua estratégia de controle é inevitavelmente mais complexa [7]; c) Interferência eletromagnética: o filtro LCL também promove atenuação muito maior nas altas frequências [8].

Uma dificuldade para o projeto de controladores para o filtro LCL é sua ressonância, cuja frequência é dada por

$$f_{ress} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r C_f}}. \quad (2.7)$$

Idealmente, na frequência de ressonância o filtro teria valor nulo de impedância, e uma componente mínima de tensão em tal frequência resultaria em uma corrente de valor infinito. Porém, devido à resistência parasita dos componentes, isto não ocorre. Na figura 2.4 é apresentada a resposta em frequência do filtro LCL. No diagrama foi considerado valor de resistências série de 10 mΩ nos indutores. Desta forma, é visto que o ganho na frequência de ressonância torna-se limitado.

Para prevenir que a ressonância do filtro torne um sistema em malha fechada instável, é necessário considerar sua influência nas malhas de controle e/ou utilizar técnicas de amortecimento ativo ou passivo [9].

O amortecimento passivo consiste na inserção de elementos passivos no circuito, principalmente resistores. Existem diversas configurações possíveis [10, 11], que, quando bem sintonizadas, garantem um bom amortecimento ao filtro. Porém os elementos adicionais resultam em maiores perdas.

Técnicas de amortecimento ativos consistem na inclusão de compensadores na malha de controle, de forma a atenuar a ressonância. Diferentes métodos são encontrados na literatura [4, 12–15]. O amortecimento ativo soluciona o problema da ressonância sem aumentar as perdas no conversor. Porém, de forma geral, demanda maior capacidade de processamento e a maior parte das técnicas exigem sensores adicionais. Ressalta-se ainda que conversores de dois níveis que trabalham em alta potência, operam em baixas frequências de comutação, tendo largura de banda limitada. Nestes casos, é difícil a utilização de técnicas de amortecimento ativo [10].

Este trabalho, com o intuito de testar diferentes estratégias de controle de corrente, adota o método de amortecimento passivo, o qual consiste em um ramo capacitivo-resistivo em paralelo com o capacitor.

Sua resposta no domínio da frequência é exibida também na figura 2.4.

Certas técnicas de amortecimento ativo são capazes de estimar a impedância da rede e adaptar o amortecimento para diferentes cenários. Já o amortecimento passivo, uma vez projetado, não pode ser modificado, cabendo ao controlador de corrente operar de forma robusta diante da pior condição esperada. Na figura 2.5 é exibido o diagrama de Bode da relação entre a corrente no indutor e a tensão do conversor ($\frac{i_{Lc}(s)}{v_i(s)}$), em um filtro LCL com amortecimento passivo, como o da figura 2.6, para valores de indutância da rede de 0, 50, 100, 200 e 500 μH e valores dos componentes do filtro conforme exibidos na tabela 2.1. É evidente que a ressonância, bem amortecida quando a impedância da rede é nula, tem seu comportamento dinâmico severamente alterado, para maiores valores de impedância presente na rede.

Tabela 2.1 – Valor dos componentes do filtro LCL.

Componente	Valor
$L_{c,abc}$	460 μH
$L_{r,abc}$	230 μH
$C_{f,abc}$	4 μF
$C_{d,abc}$	2 μH
$R_{d,abc}$	12 Ω

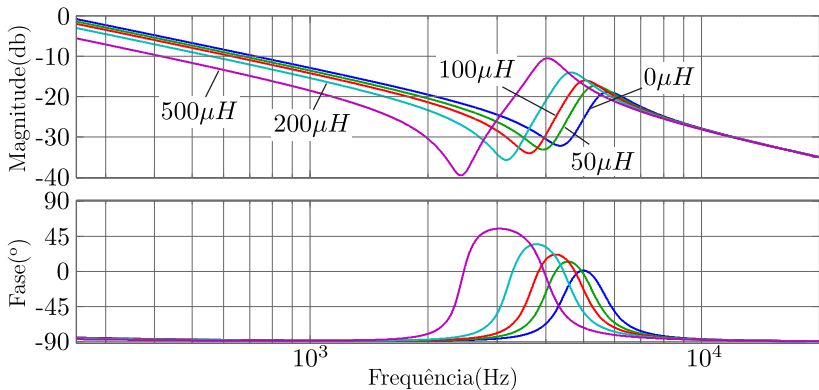


Figura 2.5 – Diagrama de Bode da relação entre a corrente no indutor do conversor e a tensão gerada pelo conversor $\frac{i_{Lc}(s)}{v_i(s)}$, para diferentes valores de indutância da rede.

2.3 MODELO DINÂMICO COMPLETO DO CONVERSOR

O circuito do VSI com filtro LCL e ramo de amortecimento R-C, como exibido na figura 2.6, pode ser descrito pelas seguintes equações

$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{d}_{abc} V_{dc} - \mathbf{v}_{Cf,abc} - v_{fc} \mathbf{U} \\ \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,abc}(t)]}{dt} - \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{d}_{abc} V_{dc} - \mathbf{v}_{g,abc} - v_{rc} \mathbf{U} \\ \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{v}_{Cf,abc} - \mathbf{v}_{g,abc} - v_{fr} \mathbf{U} \\ \mathbf{C}_f \frac{d[\mathbf{v}_{Cf,abc}(t)]}{dt} + \mathbf{C}_d \frac{d[\mathbf{v}_{Cd,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{i}_{Lc,abc} - \mathbf{i}_{Lr,abc} \\ \mathbf{v}_{Cf,abc} = \mathbf{v}_{Cd} + \mathbf{R}_d \mathbf{C}_{d,abc} \frac{d[\mathbf{v}_{Cf,abc}(t)]}{dt} \end{cases} \quad (2.8)$$

Onde $\mathbf{L}_c = L_c \mathbf{I}_3$, $\mathbf{L}_r = L_r \mathbf{I}_3$, $\mathbf{C}_f = C_f \mathbf{I}_3$, $\mathbf{C}_d = C_d \mathbf{I}_3$.

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{Lc,abc} = [i_{Lca} \ i_{Lcb} \ i_{Lcc}]^T \\ \mathbf{i}_{Lr,abc} = [i_{Lra} \ i_{Lrb} \ i_{Lrc}]^T \\ \mathbf{v}_{Cf,abc} = [v_{Cfa} \ v_{Cfb} \ v_{Cfc}]^T \\ \mathbf{v}_{Cd,abc} = [v_{Cda} \ v_{Cdb} \ v_{Cdc}]^T \\ \mathbf{v}_{g,abc} = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]^T \\ \mathbf{d}_{abc} = [d_a \ d_b \ d_c]^T \\ \mathbf{U} = [1 \ 1 \ 1]^T \end{cases} \quad (2.9)$$

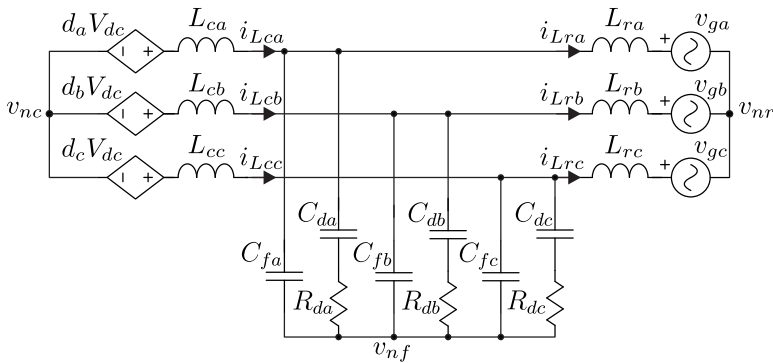


Figura 2.6 – Modelo médio do VSI com o filtro LCL conectado à rede.

As variáveis trifásicas podem ser representadas em um espaço euclidiano de três dimensões (a, b, c) , de forma que cada variável esteja

representada em um eixo, ortogonal aos outros dois.

Em circuitos trifásicos a três fios, em regime permanente, conclui-se pelas leis de Kirchhoff que: a soma das correntes de linha são iguais a zero e a soma das tensões de linha são iguais a zero. Estas considerações, no espaço vetorial (a, b, c) , descrevem um plano perpendicular ao vetor $[1 \ 1 \ 1]^T$.

Como proposto por Edith Clarke [16], um novo sistemas de coordenadas (α, β, γ) pode ser utilizado para representar o sistema, onde o eixo α é a projeção do eixo a no plano, o eixo γ é perpendicular ao plano e o eixo β é ortogonal aos outros dois eixos. A matriz que realiza a transformação de coordenadas, de forma a manter a amplitude dos vetores, é dada por

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Aplicando a transformada de Clarke de amplitude constante na primeira equação de 2.8, obtém-se

$$\mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{T} \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{Lc}, \alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{d}_{\alpha\beta} V_{dc} - \mathbf{T} \cdot \mathbf{v}_{\mathbf{Cf}, \alpha\beta} - \mathbf{v}_{\mathbf{fc}} \mathbf{U}. \quad (2.11)$$

Multiplicando a equação por \mathbf{T}^{-1} , tem-se

$$\mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{\mathbf{Lc}, \alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{d}_{\alpha\beta} V_{dc} - \mathbf{v}_{\mathbf{Cf}, \alpha\beta} - v_{\mathbf{fc}} \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{U}. \quad (2.12)$$

Como

$$\mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{U} = [0 \ 0 \ \frac{3\sqrt{2}}{2}]^T, \quad (2.13)$$

a tensão comum aos eixos a, b, c , em termos vetoriais, pertence apenas ao eixo γ , não influenciando, assim, os eixos α e β . Ao realizar a transformação de eixos em todas as equações do modelo, obtém-se

$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{d}_{\alpha\beta} V_{dc} - \mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta} \\ \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,\alpha\beta}(t)]}{dt} - \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{d}_{\alpha\beta} V_{dc} - \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} \\ \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta} - \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} \\ \mathbf{C}_f \frac{d[\mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta}(t)]}{dt} + \mathbf{C}_d \frac{d[\mathbf{v}_{Cd,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{i}_{Lc,\alpha\beta} - \mathbf{i}_{Lr,\alpha\beta} \\ \mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta} = \mathbf{v}_{Cd} + \mathbf{R}_d \mathbf{C}_d \frac{d[\mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta}(t)]}{dt} \end{cases} \quad (2.14)$$

Interpretando as equações em α, β , é possível montar dois circuitos monofásicos independentes, que representam o sistema trifásico, como apresentados na figura 2.7.

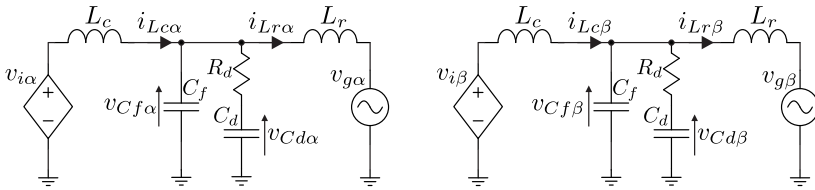


Figura 2.7 – Simulação do modelo médio.

De modo a comprovar o modelo obtido, foi realizado uma simulação do circuito comutado simultaneamente com o modelo matemático. Para representação do sistema completo, as equações dos circuito em α e β foram representadas em espaço de estados. Desta forma, as matrizes que compõem o sistema são definidas por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_d R_d} & \frac{1}{C_d R_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & \frac{-1}{C_f R_d} & \frac{-1}{C_f R_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_d R_d} & \frac{1}{C_d R_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f R_d} & \frac{-1}{C_f R_d} & \frac{-1}{C_f R_d} & \frac{-1}{C_f R_d} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = [i_{Lc\alpha} \quad i_{Lr\alpha} \quad v_{Cd\alpha} \quad v_{Cf\alpha} \quad i_{Lc\beta} \quad i_{Lr\beta} \quad v_{Cd\beta} \quad v_{Cf\beta}]^T \quad (2.19)$$

$$\mathbf{u}(\mathbf{t}) = [d_\alpha \quad v_{g\alpha} \quad d_\beta \quad v_{g\beta}]^T \quad (2.20)$$

Como o circuito está conectado à rede, é impossível operá-lo corretamente em malha aberta. Portanto, fecha-se a malha através da medição da corrente no indutor i_{Lc} comparando-a uma referência i_{Lc}^* . Um controlador proporcional é utilizado exemplarmente de forma a manter o sistema estável. A estrutura do sistema matemático simulado é exibido na figura 2.8 e o modelo comutado simultaneamente simulado é exibido na figura 2.9.

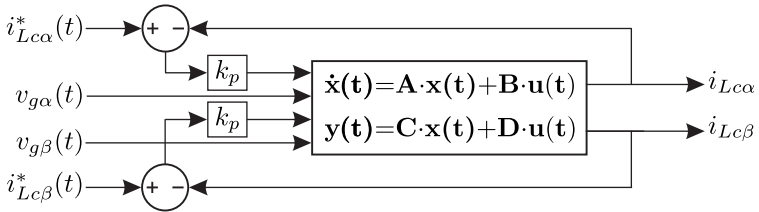


Figura 2.8 – Simulação no modelo matemático.

Foi aplicado um degrau de referência de corrente no circuito comutado e no modelo matemático. Como ilustrado na figura 2.10, a dinâmica do modelo matemático representa exatamente o comporta-

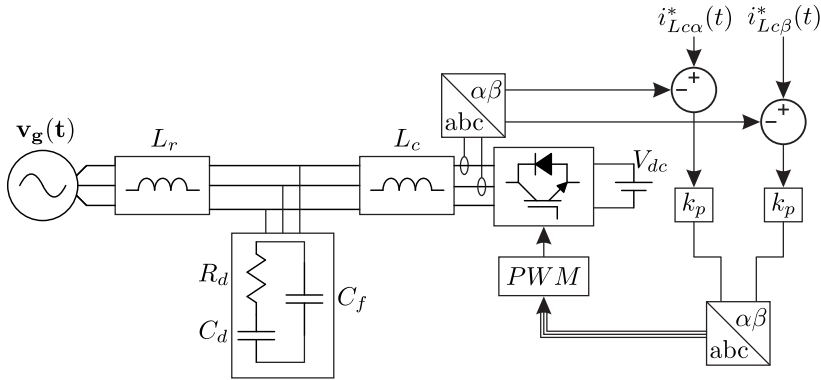


Figura 2.9 – Circuito elétrico voltado à simulação do modelo comutado.

mento do modelo comutado.

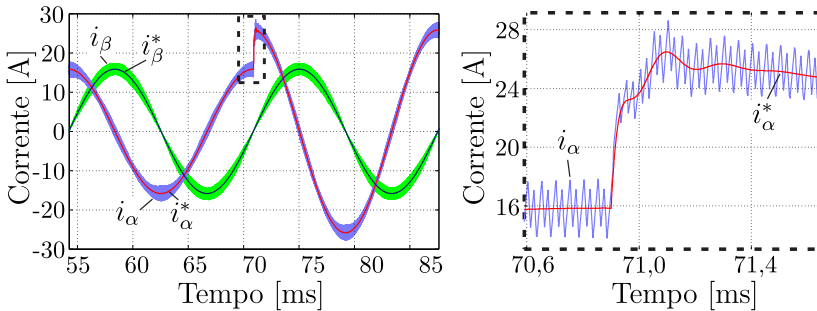


Figura 2.10 – Comparação por simulação do modelo matemático com o circuito comutado.

A partir da representação em espaço de estados do modelo do circuito, as funções de transferência que representam a dinâmica com que a tensão gerada pelo conversor (v_i) e a tensão da rede (v_g) interferem nas correntes (i_{Lc} e i_{Lr}) e as tensões (v_{Cd} e v_{Cf}) podem ser obtidas por

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}. \quad (2.21)$$

Tais funções de transferência serão utilizadas no capítulo 4 para o projeto de controladores e resultam em

$$\frac{\tilde{i}_{L_c}(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{1 + L_r C_f R_d s^3 C_d + L_r (C_f + C_d) s^2 + s C_d R_d}{p_1 s^4 + p_2 s^3 + p_3 s^2 + p_4 s} \quad (2.22)$$

$$\frac{\tilde{i}_{L_c}(s)}{\tilde{v}_g(s)} = \frac{-(s C_d R_d + 1)}{p_1 s^4 + p_2 s^3 + p_3 s^2 + p_4 s} \quad (2.23)$$

$$\frac{\tilde{i}_{L_r}(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{s C_d R_d + 1}{p_1 s^4 + p_2 s^3 + p_3 s^2 + p_4 s} \quad (2.24)$$

$$\frac{\tilde{i}_{L_r}(s)}{\tilde{v}_g(s)} = \frac{-(1 + C_f R_d s^3 L_c C_d + L_c (C_f + C_d) s^2 + s C_d R_d)}{p_1 s^4 + p_2 s^3 + p_3 s^2 + p_4 s} \quad (2.25)$$

Onde

$$\begin{aligned} p_1 &= L_r L_c C_f R_d C_d \\ p_2 &= L_c L_r (C_f + C_d) \\ p_3 &= C_d R_d (L_r + L_c) \\ p_4 &= L_r + L_c \end{aligned} \quad (2.26)$$

2.4 CONCLUSÃO

As únicas ações possíveis para fazer o conversor operar com tensões e correntes desejadas são o acionamento e bloqueio de seus interruptores. Quando se utiliza a modulação PWM e a teoria de valores médios quase instantâneos, é simples relacionar a variável de controle com a tensão gerada pelo conversor. Desta forma, a relação entre a variável manipulada e a variável controlada são obtidas pelas equações de circuitos dinâmicos aplicadas ao filtro que o conecta à rede.

Neste capítulo, optou-se pela representação do sistema por espaço de estados, por ser um método mais claro para visualização das equações de um sistema de quarta ordem e pela facilidade para obter as diferentes funções de transferência que o representam.

Ao realizar a simulação do circuito trifásico conectado à rede, junto ao modelo matemático que descreve os circuitos monofásicos equivalentes e obter o mesmo comportamento dinâmico em baixa frequência, constata-se a validade da teoria recém apresentada. É possível, portanto, projetar controladores para os circuitos monofásicos equivalentes e desacoplados entre si, de modo a controlar o VSI trifásico.

3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE PARA INVERSORES TRIFÁSICOS

Grande parte dos inversores designados a aplicações como filtros ativos, acionamento de motores, fontes ininterruptas de energia e conexões de fontes CC à rede, possuem uma malha interna de controle de corrente [17]. A estratégia de controle utilizada nessa malha é um fator que influencia diretamente a qualidade do inversor. De forma geral, os requisitos mais buscados para um controlador de corrente são:

- Seguimento adequado de referência ;
- Rejeição à perturbações;
- Estabilidade;
- Resposta dinâmica apropriada;
- Simplicidade/Viabilidade de implementação em dispositivos comerciais.

As distintas técnicas de controladores existentes levam a diferentes resultados dentre os objetivos listados. Cabe ao projetista escolher sua estratégia de acordo com os pontos mais importantes para sua aplicação. Tipicamente, normas e especificações de clientes definem índices mínimos de desempenho.

As estratégias de controle podem ser classificadas de diferentes formas [18–22]. Este capítulo propõe descrever as técnicas de controle mais aplicadas a inversores trifásicos, com foco em aplicações conectadas à rede. Será realizado um breve detalhamento dos seus princípios de funcionamento, seus pontos positivos e negativos, e indicadas referências das principais aplicações em eletrônica de potência.

Um ponto muito citado durante o capítulo será a rejeição a perturbações. Pode-se dividir as perturbações em dois tipos: primeiro, as somadas diretamente à planta, como interferência eletromagnética, variações e qualidade da tensão da rede e do barramento CC (em inversores ligados à rede). Segundo, as variações paramétricas, como a queda da indutância em função do aumento da corrente, a elevação da resistência pelo aumento da temperatura, entre outras.

Na figura 3.1 é exibido um diagrama de blocos genérico, típico de um conversor. Por meio de álgebra de blocos simples, conclui-se que a função de transferência da perturbação para a saída é dada por

$\frac{Y(s)}{W(s)} = 1/[1 + T(s)]$, onde $T(s)$ é o produto de todos os ganhos da malha. Desta forma, é intuitivo que quanto maior a magnitude de $T(s)$ em dada frequência, melhor será sua rejeição de perturbação.

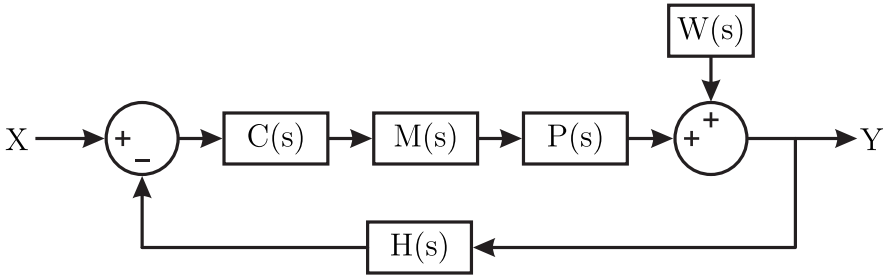


Figura 3.1 – Diagrama de blocos genérico, $C(s)$ Controlador; $M(s)$ Modulador; $P(s)$ Planta; $H(s)$ Sensor; $W(s)$ Perturbação.

É mostrado em [23] que componentes harmônicas na tensão da rede, mesmo com baixas amplitudes, causam aumento da distorção da corrente injetada pelo inversor, o que aumenta a distorção harmônica total, podendo até instabilizar o sistema. Desta forma, para operação em sistemas conectados à rede, o controlador deve ter capacidade de rejeição de perturbações em baixas frequências.

Em relação às perturbações que modificam diretamente a planta, cabe ao controlador ser robusto o suficiente para que tais variações não levem o sistema à instabilidade, nem comprometam sua dinâmica.

As estratégias de controle variam de simples soluções por histerese, até complexos métodos analíticos. Porém, praticamente todas se baseiam nos mesmos princípios básicos. A corrente a ser controlada é medida e comparada à uma referência, resultando em um sinal de erro. O controlador processa esse sinal de erro e gera os estados de comutação diretamente ou através de um modulador, comandando os interruptores do conversor, de modo a diminuir o erro [18].

Conceitos mais atuais propõem a visão do conversor conectado à rede como um bloco de eletrônica de potência, pronto para ser programado para realizar diferentes funcionalidades. O *software*, sendo os métodos de controle, deve ser projetado de forma modular, permitindo ser atualizado para diferentes funcionalidades como, módulo de compensação de afundamentos de tensão, compensação de altos níveis harmônicos, módulo de operação de modo autônomo, operação como fonte de corrente em modo PQ, módulo de proteção, módulo de “*black start*”, módulo de compensação de reativos, entre outros [24].

A seguir descrevem-se diferentes técnicas de controle de corrente para conexão com a rede.

3.1 CONTROLE POR HISTERESE

O controle de corrente por histerese é um sistema de realimentação instantâneo que detecta o erro de corrente e gera comandos para os interruptores assim que o erro exceda um limite pré determinado [21]. Desta forma, a saída do controlador define diretamente a posição dos interruptores controlados, sem a necessidade do uso de um modulador.

Por ser uma técnica essencialmente analógica [25], quando o controlador é implementado de forma digital, certos cuidados devem ser tomados: ao utilizar baixas frequências de amostragem, a robustez é prejudicada e o erro estático resultante é maior. Para operar em altas frequências de amostragem é necessário um dispositivo digital com alta capacidade de processamento [26] e alta imunidade a ruídos eletromagnéticos.

Em inversores trifásicos de dois níveis a três fios, como a corrente de uma das fases é dependente da corrente das outras duas fases, são necessários apenas dois controladores, e sua análise é muito mais intuitiva quando feita na forma vetorial da figura 3.2, onde a banda de histerese é determinada por uma área hexagonal [27].

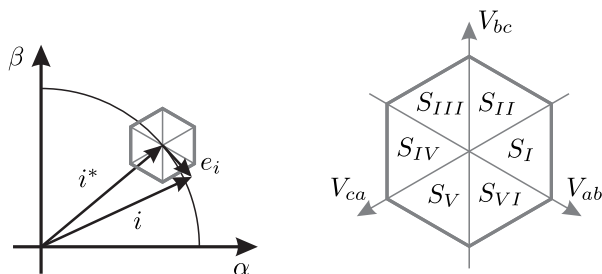


Figura 3.2 – Representação do controle por histerese no plano $\alpha\beta$.

Cada vez que o vetor i toca uma borda do hexágono, como mostrado na figura 3.2, deve ser aplicado um novo vetor de tensão (figura 3.3), de forma a direcionar o vetor de corrente para o interior do hexágono. De acordo com a borda do hexágono que foi tocada, mais de um vetor de tensão pode levar o vetor de erro para dentro do hexágono, dando assim uma liberdade ao projetista se deseja uma resposta mais

rápida e maior frequência de comutação ou uma resposta mais lenta e menor frequência.

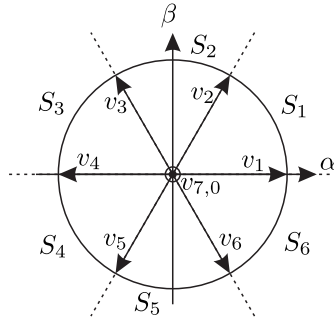


Figura 3.3 – Representação do controle por histerese no plano $\alpha\beta$.

Por fim, é criada uma tabela apontando qual vetor deve ser escolhido, dependendo de qual borda do hexágono foi tocada e qual setor está presente o vetor de tensão.

Pode-se listar como pontos positivos: sua boa precisão, simples implementação, robustez e resposta dinâmica muito rápida. No entanto, o conversor opera com frequência variável, e sua sensibilidade é afetada pelo ruído gerado pela comutação dos interruptores.

São encontradas na literatura diversas modificações no controlador por histerese para operar em frequência fixa [28, 29]. Entretanto, são, geralmente, incompatíveis com plataformas totalmente digitais e tornam o controlador muito mais complexo.

Para sistemas conectados à rede, o controle por histerese apresenta qualidades, como sua resposta dinâmica e robustez. Porém, sua frequência variável resulta em um conteúdo harmônico disperso, tornando o projeto dos elementos magnéticos mais difícil, além disso as altas frequências de operação resultam em maiores perdas de comutação [30]. Não obstante, grandes variações da impedância da rede podem levá-lo a instabilidade [31].

3.2 CONTROLADORES LINEARES

3.2.1 Controladores Clássicos

Por meio das ações proporcional, integral e derivativa, é possível somar as ações em paralelo e estruturar diferentes controladores. Abreviando a ação pela sua inicial, é possível formar P, I, PI, PD, PID. Na figura 3.4 são exibidas as estruturas mais utilizadas para implementar controladores de corrente.

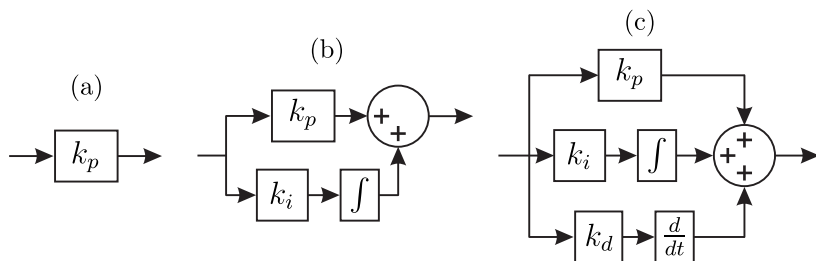


Figura 3.4 – (a) Ação proporcional; (b) Ação Proporcional+Integral; (c) Ação Proporcional+Integral+Derivativa

Uma vez que não haja cancelamento de polos da planta com o controlador, a ação integral garante erro nulo à uma referência contínua. Esta afirmação é facilmente provada pelo princípio do modelo interno [32]. Para uma planta genérica $P(s)$ compensada por um integrador $\frac{1}{s}$ o erro é dado por

$$E(s) = \frac{X(s)}{1 + P(s) \cdot \frac{1}{s}}, \quad (3.1)$$

ao aplicar um degrau na entrada ($X(s) = \frac{1}{s}$)

$$E(s) = \frac{1}{s + P(s)} \quad (3.2)$$

Uma vez que a planta não possua mais zeros que polos, ao aplicar o teorema do valor final ($s \rightarrow 0$), o erro será igual a zero.

A ação derivativa não é aplicável sozinha, pois é não causal. Sua utilização, junto à ação proporcional, ou proporcional e integral, tem a função de promover ganho de margem de fase.

O controlador proporcional integral é presente em diversos siste-

mas de eletrônica de potência, principalmente em conversores CC-CC, por sua facilidade de projeto e garantia de erro nulo a referências contínuas. Já em aplicações em que as referências são senoidais, o controlador proporcional integral, quando aplicado em eixos estacionários, não garante o seguimento de referência com erro nulo nem rejeição de perturbação em tal frequência.

Em certas aplicações, para controle de corrente de conversores, dependendo da dinâmica do filtro e da frequência de comutação do conversor, o controlador PI pode proporcionar um alto ganho em baixas frequências, implicando resultados satisfatórios para seguimento de referências senoidais.

O controlador proporcional integral derivativo garante erro nulo a referências contínuas e, devido à sua ação derivativa, é capaz de propiciar mais um parâmetro para ajuste da resposta dinâmica do sistema. Na figura 3.5 é exibido o diagrama de Bode de uma planta típica para controle de corrente de um conversor. Também é mostrada a planta compensada com cada um dos três controladores citados, P, PI e PID.

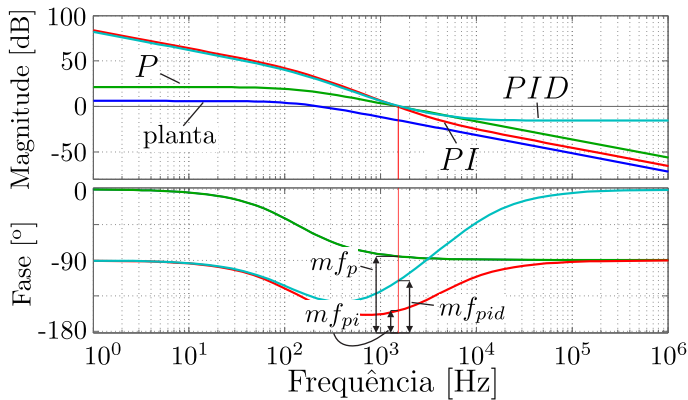


Figura 3.5 – Diagrama de blocos de uma malha genérica.

Para o projeto dos controladores, foi fixado o critério de frequência de cruzamento. Na imagem são destacadas as diferentes margens de fase resultantes da ação de cada controlador. A partir de critérios de margem de fase e frequência de corte, através de simples equações, obtêm-se os valores dos ganhos k_p , k_i e k_d .

3.2.2 Controlador proporcional+ressonante

O conceito do controlador ressonante é utilizado há muito tempo em sistemas de controle (*carrier-servo*) [33]. Porém, somente foi aplicado na eletrônica de potência no final dos anos 90 [33–35].

Seu funcionamento deriva do princípio do modelo interno [32], o qual demonstra que, se um sistema em malha fechada, assintoticamente estável, conter o modelo matemático que descreve a referência (e/ou um sinal de perturbação), o ‘estado’ controlado segue a referência sem erro em regime (e/ou rejeita a perturbação) [19, 34].

Uma referência cossenoidal, no domínio da frequência, é dada por

$$R(s) = \frac{A_s s}{s^2 + w_o^2} \quad (3.3)$$

onde A_s é a amplitude do sinal e w_o é a frequência.

Para garantir erro nulo a uma referência deste tipo, o controlador deve conter um termo com esta equação. Para rejeitar perturbações de frequências harmônicas específicas, pode-se somar termos em paralelo, sintonizados nas frequências harmônicas.

A parcela ressonante é composta por um zero na origem e um par de polos sobre o eixo imaginário. No domínio da frequência, o controlador apresenta teoricamente um ganho infinito na frequência de ressonância, adiciona 90° de fase nas frequências abaixo da frequência de ressonância e subtrai 90° de fase acima da ressonância. Utilizá-lo desta maneira seria inviável para diversos sistemas. A figura 3.6(a) ilustra a resposta no domínio da frequência de um termo ressonante sintonizado em 100 Hz.

Ao somar um termo proporcional em paralelo ao termo ressonante, conforme a equação 3.4, o zero existente não se encontra mais na origem e um novo zero é criado. Visto no domínio da frequência, a fase do sistema é muito influenciada na frequência de ressonância, porém, conforme o termo proporcional torna-se maior que o termo ressonante, a fase do controlador retorna gradualmente a zero, conforme ilustra a figura 3.6(b). Tal fato permite maior liberdade para sintonia do projeto, nos mais diversos sistemas.

$$C_{PRi}(s) = \frac{k_r s}{s^2 + \omega_o^2} + k_p \quad (3.4)$$

Tal controlador é tipicamente implementado de forma digital.

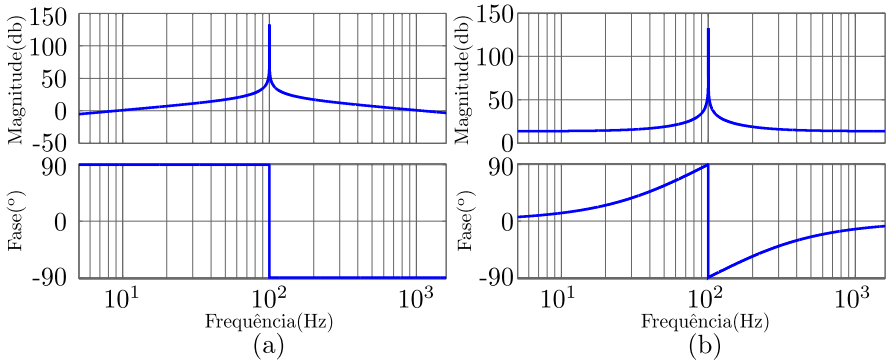


Figura 3.6 – (a) Controlador ressonante; (b) Controlador proporcional+ressonante.

Para isto, fatores como o formato numérico empregado no dispositivo digital (ponto fixo, ponto flutuante), sua precisão numérica, a forma de realização (Forma direta I, Forma direta II, operador delta, etc) [36,37] e o método de discretização utilizado [38], podem ser determinantes para o funcionamento adequado do controlador.

Em [33] foi proposta uma modificação do controlador, evitando que os polos fiquem sobre o eixo imaginário. Neste trabalho o controlador modificado será chamado de controlador proporcional+ressonante (PR) não ideal. Sua função de transferência é dada por

$$C_{PR}(s) = \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2} + kp, \quad (3.5)$$

onde w_c é o termo de amortecimento.

Para aplicações de inversores trifásicos conectados à rede, o controlador ressonante está entre as escolhas mais aplicadas atualmente. Seu projeto é simples, de fácil implementação, não necessita de transformações de eixos síncronos, garante erro nulo em regime na frequência sintonizada e rejeita perturbações das frequências harmônicas específicas presentes na rede quando os termos harmônicos são adicionados.

Como pontos negativos, o controlador proporcional+ressonante, de forma geral, resulta em uma dinâmica lenta em relação a outras estratégias. Quando é utilizado apenas um controlador sintonizado na frequência fundamental, o sistema apresenta baixa rejeição de perturbação das harmônicas contidas na tensão da rede. Para um funcionamento adequado, é tipicamente necessário somar parcelas ressonantes

sintonizadas nas frequências das perturbações existentes no sistema.

No capítulo 4 é projetado um controlador proporcional + ressonante e a sintonia dos parâmetros é detalhada criteriosamente.

3.2.3 Controlador Repetitivo

Assim como o controlador ressonante, o controlador repetitivo tem seu funcionamento demonstrado pelo uso do princípio do modelo interno [32], que comprova que, se a função de laço conter o modelo matemático da referência e das perturbações, o sistema segue a referência sem erro estático. Sua proposta consiste em gerar um sinal periódico para eliminar erros periódicos resultante de referências ou perturbações periódicas. [39].

A estrutura básica da ação repetitiva pode ser vista na figura 7(a).

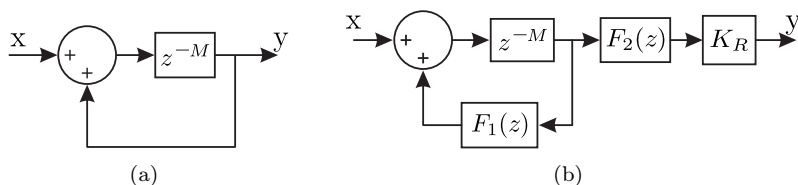


Figura 3.7 – (a) Controlador Repetitivo Convencional; (b) Controlador repetitivo aperfeiçoado.

A relação entrada-saída da estrutura convencional é dada por

$$\frac{y(k)}{x(k)} = \frac{1}{1 - z^{-M}} \quad (3.6)$$

Sua análise é mais intuitiva no domínio da frequência, mostrada na figura 8(a). A estrutura apresenta um ganho infinito na frequência $T_s \cdot M$ e em seus primeiros $\frac{M-1}{2}$ múltiplos inteiros¹, assemelhando-se à uma série de controladores ressonantes em paralelo. Garantindo assim um seguimento de uma referência senoidal de frequência $T_s \cdot M$ e rejeição de perturbação nas frequências harmônicas compensadas.

Esta aplicação convencional torna difícil a estabilização do sistema em malha fechada, pois ela adiciona infinitos polos no eixo imaginário. Para o funcionamento adequado, algumas modificações precisam

¹Quando M é um número par, a quantidade de frequências harmônicas compensadas são $\frac{M-2}{2}$.

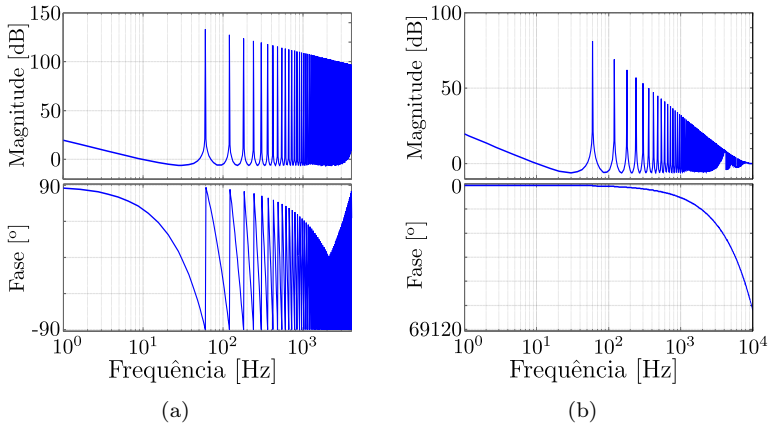


Figura 3.8 – (a) Resposta em frequência de um controlador repetitivo convencional com $T_s = 5 \cdot 10^{-5}$ e $M = 333$; (b) controlador repetitivo aperfeiçoado.

ser feitas. Na figura 7(b), é mostrada uma configuração muito utilizada para a ação repetitiva [40]. Dois filtros e um ganho são adicionados à estrutura.

O bloco $F_1(z)$ tem o intuito de deslocar os polos alocados sobre eixo imaginário para o semiplano esquerdo. Pode ser utilizado um filtro passa baixa não causal de fase nula, que apresente um ganho unitário nas baixas frequências e atenuie as altas [41].

O bloco $F_2(z)$ tem o intuito de prover uma compensação do atraso de fase ao sistema, são aplicados alguns períodos de avanço (z^{-N}) [40].

O termo K_R é o ganho do controlador repetitivo e estabelece a razão com que o erro é zerado [42].

É conveniente fazer com que a frequência de amostragem seja múltipla da frequência da referência, para assim M ser um número inteiro.

O controlador repetitivo garante o seguimento de referências periódicas e rejeição a perturbações periódicas. No entanto, de forma a melhorar sua resposta dinâmica e sua robustez, sua aplicação é tipicamente feita em conjunto com outro controlador. Duas possíveis estratégias de controle baseadas no controlador repetitivo são exibidas na figura 3.9.

É possível estruturar as ações dos controladores de diferentes

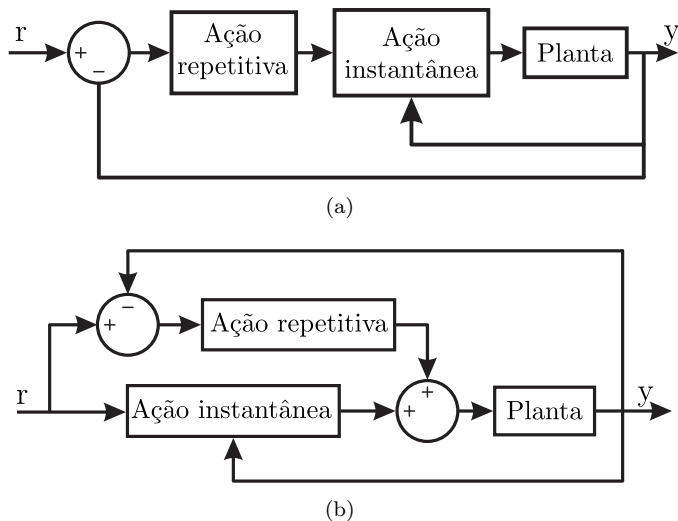


Figura 3.9 – Estratégias de controle utilizando o controlador repetitivo.

formas. Na figura 9(a), o controlador repetitivo funciona junto com o controlador de ação instantânea. Já na figura 9(b), os controladores atuam de formas distintas, podendo ser concebidos separadamente, tornando o projeto mais simples [41].

Diversos controladores foram propostos para serem utilizados como ação instantânea, como PID [43], *deadbeat* [44, 45], entre outros. Uma comparação entre essas estratégias podem ser visto em [46].

As estratégias apresentadas em [44–46], a princípio podem ser parecidas com a proposta deste trabalho, porém [44] tem como foco o acionamento de máquinas, [45] filtro ativos e [46] fontes ininterruptas monofásicas.

De forma geral, as estratégias utilizando o controlador repetitivo apresentam uma boa resposta em regime permanente e têm uma implementação simples, sem grandes problemas à ser utilizado em dispositivos de formato numérico em ponto fixo. Entretanto, podem apresentar uma resposta transitória lenta e, tipicamente, necessitam de um grande uso de memória. Diversas alternativas para melhorar sua resposta transitória podem ser encontradas em [47].

3.3 CONTROLE PREDITIVO

Controladores preditivos compõem uma grande classe de controladores. Nessa seção serão apresentadas as técnicas mais utilizadas em eletrônica de potência e maior foco será dado às que se adequam a sistemas conectados à rede. A divisão dos controladores preditivos proposta por [48] contém: *deadbeat*, preditivo baseado em histerese, preditivo baseado em trajetória, preditivo baseado por modelo (MPC) e controle preditivo generalizado (GPC). Ainda existem certos métodos formados pela junção de mais de uma estratégia, como o controle direto de torque (DTC) e o controle direto de potência (DPC), os quais combinam as estratégias de histerese preditiva e de trajetória preditiva [49].

As primeiras aplicações práticas para controle de conversores foram realizadas nos anos 80, [50–52]. Diferentes estratégias preditivas foram surgindo no decorrer dos anos, mas por sua implementação ser digital, e algumas técnicas requererem alta capacidade de processamento, o uso não foi tão difundido. Recentemente, devido ao contínuo avanço da capacidade de processamento de microcontroladores e à redução de seu preço, o controle preditivo passou a ser um tema amplamente pesquisado [53].

O conceito principal de um controlador preditivo é prever o comportamento futuro das variáveis controladas por meio do modelo matemático do sistema. Esta informação é utilizada pelo controlador para obter uma atuação ótima de acordo com critérios de otimização pré definidos [48].

A qualidade do controlador depende da qualidade do modelo. Portanto, para obtenção de bons resultados, é necessário considerar no modelo a influência das não idealidades mais significantes, tais como, tempo morto, incertezas paramétricas, impedância de componentes e atrasos pela implementação digital, para aplicações em conversores estáticos.

De forma geral, todos os controladores preditivos apresentam conceitos intuitivos e de fácil entendimento, o que permite ser aplicados a diferentes sistemas. O controlador é capaz de incluir restrições e não idealidades existentes no conversor [48].

Técnicas de controle preditivo como histerese preditiva e de controle preditivo baseado em trajetória não serão detalhados aqui, por não serem encontrada na literatura muitas aplicações em inversores conectados à rede.

3.3.1 Deadbeat

O termo resposta *deadbeat* é dado a um controlador digital, capaz de zerar o erro em um tempo mínimo. Controladores com resposta *deadbeat* são muito antigos e utilizados em diversas áreas de sistemas de controle [54, 55]. Sua aplicação em eletrônica de potência iniciou no final dos anos 80 [56–60]. A literatura apresenta os termos: controlador preditivo, OSAP (*one sample ahead predictive*) e controlador *deadbeat*, para designar um controlador projetado para ter uma resposta *deadbeat*. Neste trabalho utiliza-se o termo controlador *deadbeat*.

Diferente das outras técnicas de controle preditivo, não é necessário grande esforço computacional para sua implementação. Por isso, no decorrer dos anos, foram criados diferentes métodos de concepção de controladores *deadbeat*, aplicáveis em conversores [61–63].

O controlador pode ser concebido de duas formas diferentes, aplicando a teoria de controle digital, ou levando em conta a física do conversor. Resultados semelhantes são obtidos por ambas as abordagens [40]. Um paralelo entre as duas abordagens é feito no decorrer do trabalho.

A fim de controlar a corrente de um VSI, parte-se das equações diferenciais discretizadas que representam o circuito. O objetivo é encontrar a tensão que deve ser aplicada pelo conversor para que a corrente atual seja igual a referência no fim do intervalo de tempo seguinte. Assim, o erro é zerado em um intervalo de tempo, e a resposta do tipo *deadbeat* é obtida.

Na teoria de controle, o controlador *deadbeat* é um caso particular de realimentação de estados dinâmicos em tempo discreto e alocação de polos [40]. Para conceber o controlador desta forma, parte-se de um sistema realimentado, como mostra a figura 3.10, onde $P(z)$ é um modelo de planta de primeira ordem, com número de polos igual ao de zeros, e $C(z)$ representa o controlador.

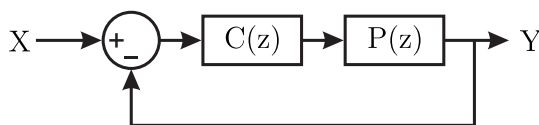


Figura 3.10 – Diagrama de blocos de uma malha genérica.

A equação de malha fechada é dada por

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{P(z)C(z)}{1 + P(z)C(z)}. \quad (3.7)$$

Assumindo-se como controlador

$$C(z) = \frac{1}{P(z)(z - 1)}. \quad (3.8)$$

A função de laço aberto é

$$FTLA(z) = C(z) \cdot P(z) = \frac{1}{z - 1}, \quad (3.9)$$

e a resposta do sistema em malha fechada

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{1}{z}, \quad (3.10)$$

a qual representa um período de atraso.

Por meio da análise do conversor, tomando como exemplo o modelo equivalente monofásico do VSI em coordenadas $\alpha\beta$, conectado à rede por um filtro L, mostrado na figura 3.11, obtém-se a equação de malha, dada por

$$L \frac{d}{dt} i_l(t) = -R_l \cdot i_l(t) + v_i(t) - v_g(t). \quad (3.11)$$

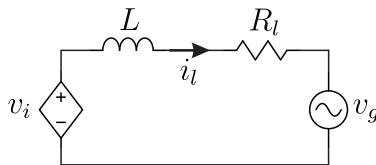


Figura 3.11 – Modelo monofásico nte de um inversor monofásico conectado à rede.

A solução geral para a equação é dada por

$$i_l(t) = e^{-\frac{R_l}{L}(t-t_0)} \cdot i_l(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t e^{-\frac{R_l}{L}(t-\tau)} [v_i(\tau) - v_g(\tau)] d\tau. \quad (3.12)$$

Discretizando 3.12 com um tempo de amostragem T_s , tem-se como resultado

$$i_l(k+1) = e^{-\frac{R_L}{L}(t-t_0)} \cdot i_l(k) + \frac{1}{L} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{-\frac{R_L}{L}[(k+1)T_s-\tau]} [v_i(\tau) - v_g(\tau)] d\tau. \quad (3.13)$$

Utilizando um período de amostragem pequeno o suficiente para que $(R_L T_s / L) \ll 1$ e considerando que as tensões $v_i(t)$ e $v_g(t)$ não variam em um período de amostragem, a equação se reduz a

$$i_l(k+1) = a \cdot i_l(k) + b[v_i(k) - v_g(k)], \quad (3.14)$$

onde $a = e^{-\frac{R_L}{L} T_s}$ e $b = \frac{T_s}{L}$

Substituindo a corrente de referência em $i_l(k+1)$,

$$v_i(k) = \frac{i_i^*(k) - a \cdot i_l(k)}{b} - v_g(k) \quad (3.15)$$

obtêm-se a tensão média a ser aplicada entre o instante k e $k+1$ para que a corrente altere de seu valor atual à referência no instante $k+1$. Na figura 3.12 é mostrado o sistema com o controlador *deadbeat*, onde é possível ver que a função de laço aberto é igual à $\frac{1}{(1-z)}$, assim como a abordagem pela teoria de controle previa.

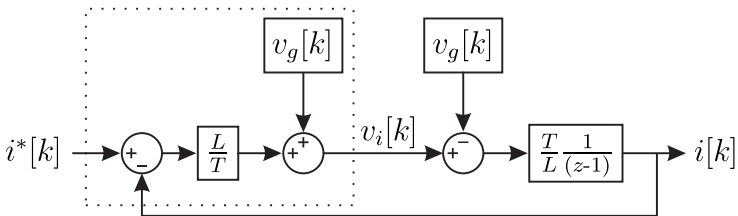


Figura 3.12 – Diagrama de blocos com o controlador *deadbeat*.

As abordagens demonstradas são válidas para sistemas de primeira ordem. Em sistemas de ordem mais elevada, para obtenção de uma resposta *deadbeat*, é preciso entrar em detalhes do conceito de realocação de polos. Quando os polos do sistema em malha fechada são alocados na origem do plano z , a resposta *deadbeat* é obtida [64, 65]. Para que todos os polos possam ser realocados, é necessário que todos

os estados sejam realimentados [64], quando certos estados não podem ser realimentados, deve-se estimá-los. No capítulo 4 será projetado um controlador *deadbeat*, e maiores considerações sobre estes assuntos serão esclarecidas.

O conceito do controlador *deadbeat* é simples, porém, quando utilizado em um sistema de eletrônica de potência, se depara com diversas não idealidades, tais como o atraso inerente da implementação digital, a variação paramétrica dos componentes, as limitações de modelo, a impossibilidade de leitura de todos os estados, os ruídos das medições e a saturação do modulador. Tais fatores degradam seu desempenho e podem até levá-lo à instabilidade [48, 66].

Para obter uma resposta *deadbeat* no controle de corrente de um circuito conectado a rede, é necessária a medição da tensão da rede para o algoritmo de controle, o que é, de certa forma, impraticável, uma vez que existe uma impedância da rede até o ponto de conexão. Utiliza-se então estimadores ou observadores de estados [67–69].

Diversos estudos foram propostos para contornar os problemas citados. A fim de corrigir os problemas causados pelo atraso inerente da implementação digital, encontra-se na literatura [30, 66, 70]. Para maior robustez à variação paramétrica [68, 71–75].

Também é possível sua implementação em um sistema de coordenadas em eixos síncronos “dq”, [76, 77], que apresenta resultados satisfatórios, ao custo do esforço computacional da transformação de eixos.

De uma forma geral, o controlador *deadbeat* tem potencial para obter a resposta dinâmica mais rápida em comparação à outros controladores lineares [73]. Se seu projeto resultar em uma estrutura robusta à variações paramétricas, ele pode ser uma excelente opção para aplicações conectadas à rede [71]. Porém, devido à complexidade das modificações para torná-lo mais robusto, seu uso não é tão comum.

3.3.2 Controlador Preditivo por Modelo

O controle preditivo por modelo (MPC) em conversores, atualmente vem ganhando muita atenção entre os pesquisadores de eletrônica de potência [78]. Em diversas aplicações práticas ele vem se mostrando muito bem sucedido. Pode-se citar: sistemas conectados a rede [79, 80], fontes ininterruptas [81], acionamento de motores [82] e filtros ativos [83].

Seu funcionamento se baseia nas equações discretas que modelam

o conversor. O comportamento futuro de cada variável, nos próximos períodos de tempo, é previsto de acordo com as possíveis entradas. Uma função custo previamente estipulada avalia qual a sequência de entradas resultará no menor valor da função. Apenas o primeiro valor da sequência é aplicado, no próximo período todas as predições e cálculos são refeitos [84].

Qualquer característica do sistema que possa ser matematicamente modelada e medida pode ser incluída no modelo e na função custo. Desta forma, é possível incluir perturbações, saturação, restrições do conversor, multivariáveis, entre outros e, assim adotar referências de corrente, tensão ou potência [79, 80], restringir o espectro harmônico resultante, controlar diretamente conversores multiníveis e matriciais sem a necessidade de modulador dedicado [85–87], entre muitas outras aplicações.

O MPC, na forma contínua, é muito difícil de ser aplicado devido à grande quantidade de cálculos a serem efetuados em um período de comutação [88]. A solução mais empregada é utilizar apenas os possíveis estados de comutação existentes no conversor como entradas, reduzindo assim o possível comportamento do conversor a algumas possíveis sequências de vetores. Esta técnica é conhecida como “conjunto finito MPC” (FCS-MPC). Uma segunda alternativa para a utilização do MPC é criar uma tabela (*look up table*) com as devidas ações de controle a serem tomadas para cada valor da função de custo [89,90]. Outra possível solução é a utilização do controle preditivo generalizado [52]. Este obtém uma solução exata a uma aproximação do problema de otimização. O GPC obtém soluções para longos horizontes de predição sem grande aumento de esforço computacional, o que é particularmente vantajoso a sistemas com fase não mínima [48], porém desconsidera a natureza chaveada do conversor, sendo assim difícil incluir as não linearidades e restrições do conversor no controle, o que é um dos maiores atrativos do controle preditivo por modelo.

Devido a não atratividade dos métodos MPC contínuo e GPC para conversores conectados à rede, será abordado à seguir apenas o funcionamento do FCS-MPC.

3.3.3 Controlador Preditivo por Modelo “Conjunto Finito” - FCS-MPC

O FCS-MPC segue o seguinte método de funcionamento: com as equações discretas do modelo do conversor, é possível prever o valor

que um estado terá no próximo instante de tempo ($k + 1$) para uma certa entrada no instante atual (k). O modelo equivalente monofásico do VSI em coordenadas $\alpha\beta$, como apresentado na figura 3.11, tem sua equação de malha, em tempo discreto, dada por

$$i_l(k + 1) = i_l(k) + \frac{Ts}{L}[v_i(k) - v_g(k)], \quad (3.16)$$

para $R_L = 0$.

A entrada, neste caso a ação de controle, são os possíveis estados de comutação do conversor ($V_1, V_2 \dots V_7$), que relacionam-se com a tensão gerada pelo conversor ($v_{i\alpha}, v_{i\beta}$) conforme mostrado na figura 3.13

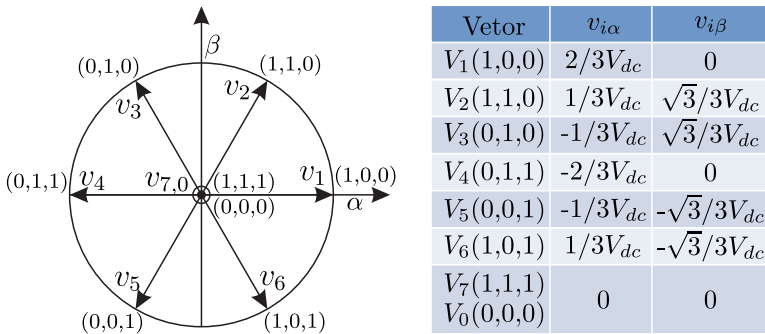


Figura 3.13 – Possíveis vetores a serem aplicados no VSI dois níveis.

Durante um instante de comutação, calcula-se os 6 possíveis valores que cada uma das correntes ($i_{l\alpha}[k + 1], i_{l\beta}[k + 1]$) pode ter, quando cada um dos vetores é aplicado. Com os valores futuros previstos, a função de custo para cada entrada possível é calculada. Um sistema típico, onde o objetivo é fazer a corrente $i_l(k)$ seguir uma referência $i_l^*(k)$ com um horizonte igual a um, teria uma função de custo do tipo

$$g = |i_{l\alpha}^*(k + 1) - i_{l\alpha}(k + 1)| + |i_{l\beta}^*(k + 1) - i_{l\beta}(k + 1)| \quad (3.17)$$

O vetor que resultar no menor valor da função custo é aplicado ao conversor. A figura 3.14 mostra o funcionamento do FCS-MPC, no domínio do tempo em um sistema ideal, onde atrasos devido a cálculos e medições são desconsideradas [84].

No caso da figura 3.14, a aplicação do estado de comutação S_3 no instante k resultaria o menor valor de erro. Já em sistemas reais, devido ao atraso inerente a implementação digital, no instante k é iniciada a

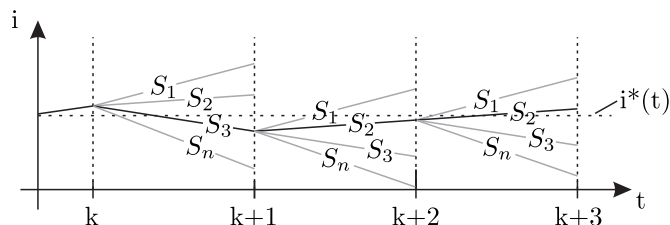


Figura 3.14 – Resposta no tempo e previsão de um estado aos possíveis vetores a serem aplicados ao sistema.

rotina de cálculos, para definir qual vetor deve ser aplicado no instante $k + 1$, para resultar no valor mínimo da função de custo no instante $k + 2$.

O FSC-MPC apresenta uma dinâmica extremamente rápida, não necessita de modulador e sua implementação é relativamente simples. A frequência de comutação é variável, porém existem modificações para fazê-lo operar com frequência fixa [91]. Seu desempenho depende da fidelidade do modelo, dos parâmetros da carga e de variações paramétricas.

3.4 CONTROLADORES NOS EIXOS SÍNCRONOS

A utilização de controladores lineares no sistema de referência dq, inicialmente utilizada na eletrônica de potência para acionamento de motores [92, 93], também é eficiente para aplicações de inversores conectados à rede, uma vez que a transformação de eixos síncronos (transformada de Park) aplicada as referências senoidais de um inversor, tornam-se referências contínuas. Um simples controlador proporcional integral em cada um dos eixos (dq) é capaz de resultar em erro estático nulo na frequência fundamental.

No entanto, na modelagem, há um cruzamento de termos entre os eixos d e q. Para que o controle das variáveis sejam feitas de forma independente, é necessário alimentar os termos de forma direta (*feedforward*) contendo as informações de frequência e indutância.

Se a transformação for realizada de forma que o eixo d esteja sincronizado com o vetor de tensão da rede, referências distintas de corrente i_d^* e i_q^* controlam diretamente o fluxo de potência ativa e reativa, um atrativo para aplicações em microrredes.

Por mais que seu conceito seja simples, seu funcionamento re-

quer uma capacidade de processamento considerável. As transformações de eixos realizam operações trigonométricas e é necessário algum mecanismo, por exemplo um laço de travamento de fase (PLL), para fornecer ao processador a frequência e fase da rede.

Por prover um ganho infinito na frequência da rotação dos eixos, o PI síncrono é muito semelhante ao controlador proporcional + ressonante, com a única diferença significativa sendo o cruzamento de termos entre eixos quando o PI síncrono é visto no eixo estacionário [33]. De forma semelhante ao proporcional+ressonante, é possível realizar a transformação de eixos nas frequências harmônicas à fundamental e inserir diversos controladores PI para rejeitar tais perturbações [94,95].

Em sistemas desbalanceados, para compensar os harmônicos gerados pela sequência negativa presente na rede, é necessário a sintonização de controladores nas sequências positiva e negativa, dobrando o esforço computacional para obtenção de erro estático nulo [19].

3.5 CONTROLE POR MODO DESLIZANTE

O controle por modo deslizante faz parte da teoria de sistemas de estruturas variáveis (VSC), que surgiu no final dos anos 1950 na antiga União Soviética. Estes conceitos só foram divulgados internacionalmente no livro de Itkis '*Control systems of variable structure*' em 1976 [96]. Desde então, os conceitos de VSC foram aplicados com sucesso em diversas áreas como conversores, processo químicos, controle automático de voo, sistemas espaciais, entre outros [97].

Tal teoria, como o nome diz, tem o objetivo de lidar com estruturas variáveis, que naturalmente se encaixam muito bem em conversores de eletrônica de potência, uma vez que se pode considerar que cada estado de comutação implementável em um conversor, devido aos estados dos interruptores, como sendo uma estrutura [98,99].

O funcionamento do método de controle por modo deslizante (CMD) é muito similar ao controle por histerese, porém, é possível trabalhar com diversas variáveis simultaneamente. Primeiramente, é necessário obter as equações diferenciais que definem cada estrutura do sistema, em outras palavras, as equações no espaço de estados.

Toma-se como exemplo o conversor CC-CC abaixador. De acordo com a posição do interruptor S, o conversor forma duas estruturas diferentes, apresentadas na figura 3.15.

É possível descrever a dinâmica de um circuito de segunda ordem por duas equações diferenciais. Para facilitar a visualização gráfica em

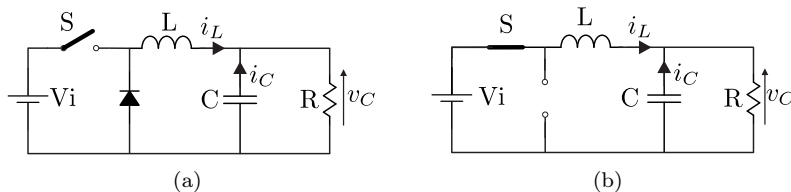


Figura 3.15 – (a) Estrutura 1; (b) Estrutura 2.

plano de fases, optou-se descrever o sistema pelas seguintes equações:

Estrutura 1

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_C(t)}{dt} = \frac{-v_C(t)}{L} - \frac{i_C(t)}{RC} \quad (3.19)$$

Estrutura 2

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} \quad (3.20)$$

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{V_i - v_C}{L} - \frac{i_C}{RC} \quad (3.21)$$

Representa-se estas variáveis em um plano coordenado v_c versus $\frac{dv_c}{dt}$, onde o tempo é utilizado como parâmetro. A condição inicial define um ponto no plano e a movimentação do ponto com o passar do tempo descreve uma trajetória [100]. Chega-se nos planos apresentados na figura 3.16.

O CMD tem como intuito propor uma superfície, que define qual estrutura ser usada de acordo com os valores das variáveis. Para o sistema de segunda ordem, a “superfície” de deslizamento é uma linha, para um sistema de terceira ordem seria um plano, para ordens mais elevadas fica impossível a representação gráfica, porém podem ser resolvidos de forma numérica. Na figura 17(a) é mostrada a superfície de deslizamento proposta para o caso do conversor *buck* [100]. Em qualquer ponto do plano que os estados do conversor se encontrem, ele tende a seguir as trajetórias descritas. Na figura 17(b) é mostrado como o sistema se comportaria se estivesse em um instante de tempo no ponto P.

Conforme o ponto cruza a linha, a estrutura é trocada, fazendo

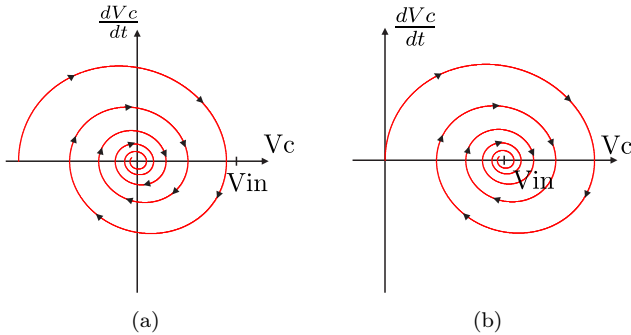


Figura 3.16 – (a) Plano de fase referente a estrutura 1; (b) Estrutura 2.

com que o ponto chegue à referência. Assim que o ponto atinge a linha, ele “desliza” por ela até a referência, aonde permanece se a frequência for infinita.

Dois condições devem ser cumpridas para o funcionamento do CMD: a condição de existência e a condição de encontro. A primeira exige que a região de operação de cada estrutura deve ser escolhida de forma que as trajetórias próximas à superfície de deslizamento apontem para a própria superfície. A segunda demanda que todas as trajetórias devem atingir a superfície de deslizamento [101].

Este método resulta no sinal de controle descontínuo, destinado diretamente aos interruptores, sem necessidade de um modulador, proporcionando assim uma frequência variável de operação do conversor. No entanto, é possível obter uma função contínua equivalente, uma vez que o sistema esteja em regime de deslizamento, que gere um sinal contínuo à ser aplicado a um modulador [98, 100]. Outros métodos matemáticos para definição dos parâmetros do controlador são encontrados em [102, 103].

O CMD tem como principais vantagens sua robustez contra uma grande variedade de perturbações e incertezas de modelo, possibilidade de estabilizar sistemas não lineares que seriam impossíveis de serem estabilizados por controladores clássicos, boa resposta dinâmica e bom seguimento de referência [104].

Como pontos negativos, citam-se sua frequência de operação variável e tipicamente elevada e a necessidade de aquisição dos sinais imunes a ruídos, de forma calcular corretamente a derivada dos sinais.

O CMD é uma alternativa para realizar a conexão de inversores

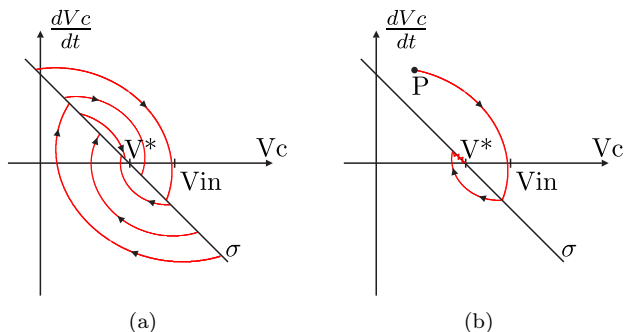


Figura 3.17 – (a) Plano de fase com a superfície de deslizamento σ ; (b) Exemplo de um caminho para um ponto "P" genérico.

à rede. Em [105] é apresentada uma estratégia que utiliza o conceito de modos deslizantes, junto à termos ressonantes sintonizados na componente fundamental e nas harmônicas presentes na rede, obtendo, assim, uma boa rejeição de perturbação e um bom seguimento de referência.

O MCD é capaz de solucionar sistemas mais complexos, como situações com a rede trifásica desbalanceada [106]. Pode ser utilizado junto com DPC para sistemas conectados à rede [107]. É utilizado também em aplicações de inversores ligados à rede, com filtros LCL, [102, 105].

3.6 CONTROLE POR MÉTODOS DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL

Técnicas de inteligência artificial, como *fuzzy logic*, redes neurais e algoritmos genéticos, vêm sendo cada vez mais empregadas em diversas funções na eletrônica de potência. As teorias sobre inteligência artificial existem há muitos anos, no entanto, sua aplicação prática só foi possível nos últimos anos devido ao grande avanço na capacidade de processamento digital.

É difícil definir o termo inteligência. No entanto, pode-se dizer que um sistema é inteligente se ele é capaz de melhorar seu desempenho ou mantê-lo em um nível aceitável, na presença de uma incerteza. Seus principais atributos são aprendizado, adaptação, tolerância a faltas e auto-organização [108].

Existe a possibilidade de estruturas conectadas como *neuro-fuzzy*, que aproveita a linguagem natural de um sistema *fuzzy* com a capaci-

dade de aprendizado de redes neurais [109].

Aplicações de técnicas de controle por inteligência artificial ainda não comprovaram grandes vantagens em relação às técnicas clássicas. No entanto, considerando a natureza adaptativa dessas abordagens, novos conceitos se tornam possíveis [110]. Serão relatadas aqui apenas as técnicas com mais relevância para eletrônica de potência.

3.6.1 Redes Neurais

O conceito de redes neurais iniciou-se nos anos de 1940 [111], mas assim como o controle preditivo por modelo, apenas nos anos 90 sua aplicação prática foi possível em eletrônica de potência. Dentre as técnicas de inteligência artificial, as redes neurais são a que mais tem relevância na aplicação em conversores [112].

A estrutura de uma rede neural é formada por camadas, que podem ser divididas em: camada de entrada, camada(s) oculta(s) e camada de saída. Na figura 3.18 é exibida uma rede de três camadas, definida como 2-3-2.

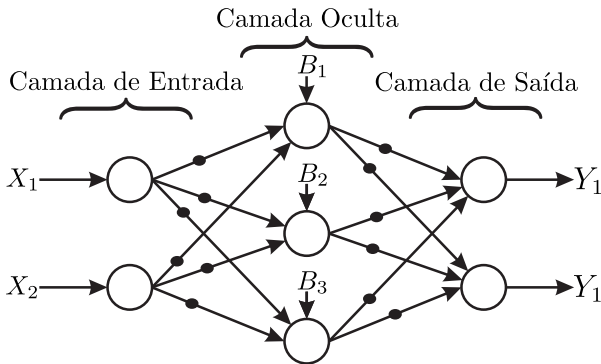


Figura 3.18 – Estrutura de uma rede neural 2-3-2.

Cada camada é constituída por neurônios (ou células), sua estrutura é detalhada na figura 3.19. A função do neurônio é realizar a somatória de todas as entradas e um sinal externo Wb e, por fim aplicar uma função de ativação, que resultará no sinal de saída.

Existem diversas funções de ativação. As mais utilizadas em eletrônica de potência são a sigmoideal e hiperbólica, exibidas na figura 3.20. Como são funções não lineares, a resposta da rede neural completa

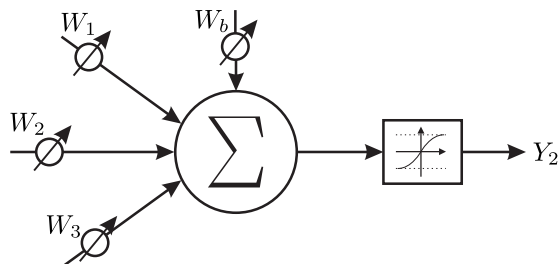


Figura 3.19 – Modelo de um neurônio.

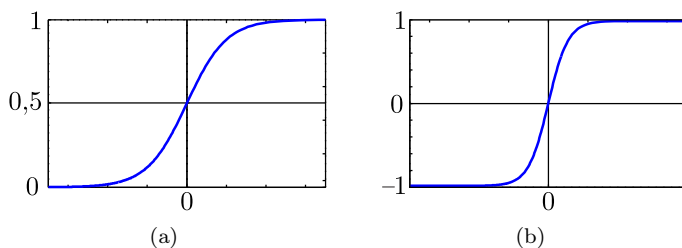


Figura 3.20 – Funções de ativação (a) Sigmoide; (b) Hiperbólica.

terá um comportamento não linear.

A quantidade de camadas ocultas e de neurônios em cada camada varia dependendo da complexidade da função que a rede neural irá desempenhar.

Uma vez estruturada, a rede neural precisa ser treinada, ou, em outras palavras, os ganhos precisam ser ajustados para que realize a função que foi designada. Uma técnica muito utilizada para que a rede neural funcione como um controlador é treiná-la para se comportar como o inverso da planta de um sistema. Este método de treinamento é apresentado na figura 3.21.

São aplicadas ao sistema entradas em um passo pré determinado, visando varrer todo o espectro de frequência. A saída da planta alimenta a rede neural, que compara sua saída com o valor da entrada do sistema, gerando um erro. Os ganhos da rede neural são reajustados de modo a minimizar este erro. Quando o erro atinge um valor mínimo estipulado, a rede neural está treinada para se comportar como o inverso da planta. Se inserida em um sistema como o apresentado na figura 3.22, garante-se que idealmente a saída do sistema é igual a

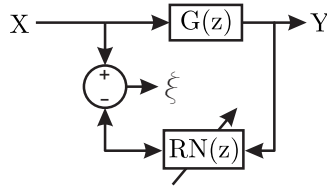


Figura 3.21 – Estratégia de treinamento para a Rede Neural.

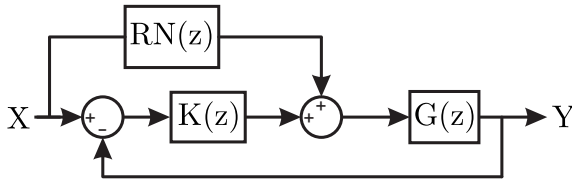


Figura 3.22 – Aplicação de uma rede neural como controlador.

entrada [112].

No entanto, variações paramétricas da planta e erros no modelo inverso, podem retornar em erros. Para isso existem técnicas que realizam o treinamento em tempo real da rede neural para que ela sempre represente o inverso da planta [113–115]. Tais técnicas demandam um grande esforço computacional.

A utilização de redes neurais é muito vantajosa em sistemas onde não é possível modelar precisamente a planta à ser controlada, como em máquinas elétricas [116]. Para o controle de corrente de um inversor conectado à rede, é recomendada a atualização em tempo real da rede neural, pois oscilações na rede ou mudanças da impedância da rede mudariam o modelo. Portanto, seria necessário uma grande capacidade de processamento digital e, assim, essa técnica demonstra ser desvantajosa em relação a outras.

Já em aplicações em microrredes, que devem suprir sistemas ilhados, onde a carga à ser alimentada é desconhecida, as redes neurais podem ser muito efetivas, realizando ações que seriam muito complexas para outras estratégias de controle desempenhar [117].

Outras aplicações de redes neurais em eletrônica de potência são preditor de estados [118], filtro adaptativo sem atraso [119], analisador de FFT de sinais [120] entre outros.

Técnicas como rede neurais são mais propícias para implementações em dispositivos ASIC e FPGAs, que processam paralelamente os sinais.

3.6.2 Fuzzy Logic

Sistemas de controle tradicionalmente confiam em modelos matemáticos para seu projeto. No entanto, quanto mais complexo um sistema, menos confiável é seu modelo. Esta filosofia motivou Lotfi Zadeh em [121] a formular a lógica *fuzzy* (Lógica Difusa) [122].

Muitos dos conjuntos presentes no dia a dia não possuem definições exatas, como a noção de temperatura (frio, morno e quente) ou a idade de uma pessoa (criança, adulto, velho). Assim, a lógica *fuzzy* propõe uma extensão do par binário $[0,1]$ utilizado por dispositivos digitais para todo o intervalo contínuo entre zero e um, numa transição gradual de falso e verdadeiro [123]. Um exemplo de conjuntos *fuzzy* definidos por funções de pertinência pode ser vista na figura 3.23.

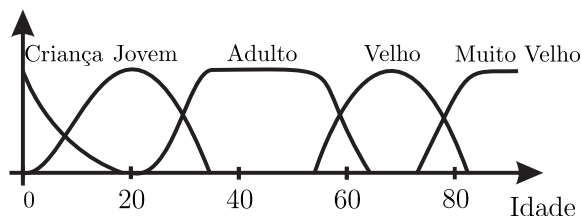


Figura 3.23 – Fases da vida de um ser humano em função da idade, definido por funções de pertinência (adaptado de [122]).

A propriedade fundamental que diferencia a lógica *fuzzy* das demais estratégias é a utilização de variáveis linguísticas para escalonar os níveis de um estado, podendo, assim, trabalhar com problemas que são incertos ou imprecisos, o que é muito presente em sistemas de eletrônica de potência, como processos onde o modelo matemático da planta é desconhecido ou incerto.

Quando um algoritmo de controle é baseado na lógica *fuzzy*, ele é chamado controlador *fuzzy*. A estrutura mais utilizada para realizar um projeto de controlador *fuzzy* é apresentada na figura 3.24

Fuzzyficação: Os valores escalares são relacionados a variáveis linguísticas pela função de pertinência, representando quão bem a variável *fuzzy* representa a variável linguística. Ex: “O Erro (variável linguística) e_1 é ‘grande positivo’(conjunto *fuzzy*)”, “O Erro e_1 é pequeno positivo”. (figura 3.25). Em aplicações de controle em eletrônica de potência, os valores avaliados geralmente são o erro e a taxa de variação do erro [124], porém podem ser utilizados diversas variáveis como tensão do barramento CC, resultando assim em diferentes regras.

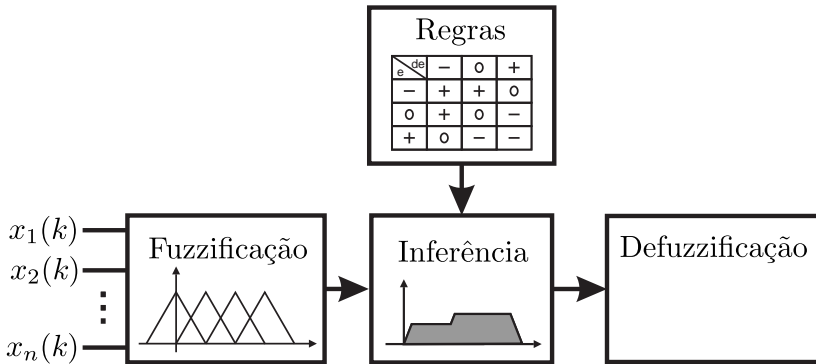


Figura 3.24 – Estrutura de um sistema *fuzzy*.

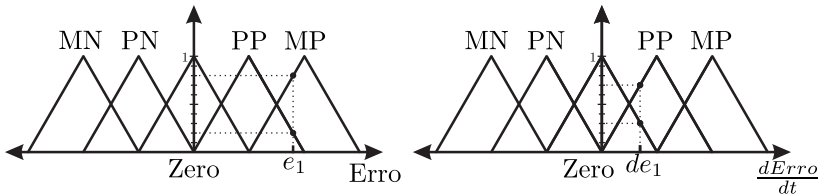


Figura 3.25 – Processo de "fuzzificação", onde MN: Muito Negativo, PN: Pouco Negativo, PP: Pouco Positivo e MP: Muito Positivo

Regras: Em sistemas de controle convencionais, há ganhos de controle ou leis de controle que são combinações de valores numéricos. Já na lógica *fuzzy*, as leis também são de natureza linguística [125]. São estipuladas regras do tipo

SE erro PEQUENO POSITIVO e taxa de variação do erro GRANDE POSITIVO

ENTÃO o incremento da ação de controle deve ser GRANDE NEGATIVA

Cria-se assim uma tabela que relaciona as devidas ações de controle para cada nível de erro.

Inferência: Como cada valor pode ter mais de uma variável linguística associado, diversas regras atuam simultaneamente. O bloco de inferência contém operações de composições, que interpretam as regras em atuação [126]. Existem diversos métodos de composição para a inferência [127], para controladores, o mais comum é a técnica de Mamdani, exibido na figura 3.27. O resultado desta etapa será um

e de	MN	PN	0	PP	MP
MN	MN	MN	PN	PN	0
PN	MN	PN	PN	0	PP
0	PN	PN	0	PP	PP
PP	PN	0	PP	PP	MP
MP	0	PP	PP	MP	MP

Figura 3.26 – Tabela com a definição das regras com as regras em atuação circuladas para o exemplo da figura 3.25 .

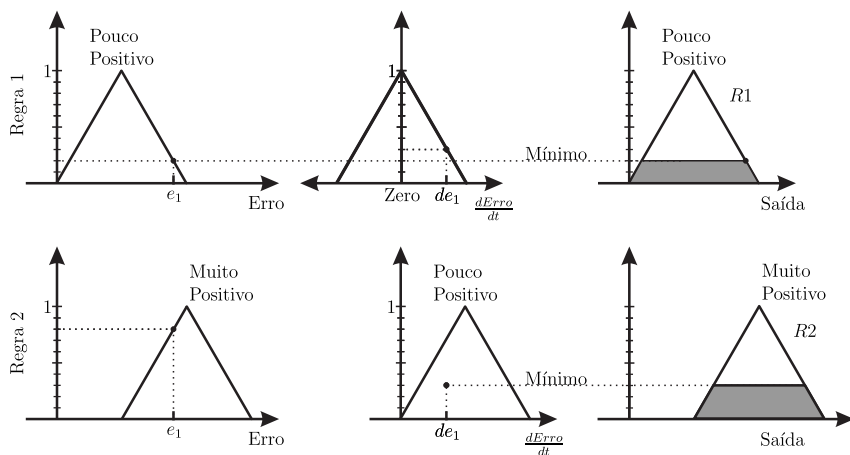


Figura 3.27 – Processo de Inferência.

sinal de controle “linguístico”. Como resultados linguísticos não podem ser utilizados como sinal de controle, é necessário convertê-los a valores numéricos.

Desfuzzyficação: Para tornar os valores *fuzzy* em valores numéricos existem diversos métodos. Os mais comuns são ‘centro de gravidade’ (exibido na figura 3.28) e método das alturas [128]. A escolha do método de desfuzzyficação depende na aplicação e da capacidade de processamento disponível. Os métodos citados necessitam pouco processamento e são ideais para implementação em FPGA. No entanto, só são aplicáveis a funções de pertinência simétricas [122]. O processo pode ser expresso por:

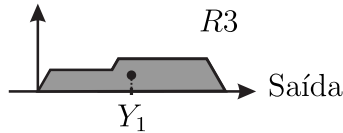


Figura 3.28 – Resultado do processo de inferência e desfuzzyficação pelo método do centro de gravidade.

$$f(y) = \frac{\sum \mu(y) \cdot y}{\sum \mu(y)} \quad (3.22)$$

onde:

$f(y)$ é o valor numérico

μ é a função de pertinência

y é o valor *fuzzy*

Uma vez estruturado o controlador, um ajuste fino é feito nos parâmetros para otimizar seu desempenho, isto é geralmente feito por simulação, ou, então, podem ser propostas mudanças automáticas nos parâmetros, criando assim um controlador *fuzzy* adaptativo [122].

Projetos de controladores *fuzzy* são utilizados principalmente em sistemas onde é impossível obter um modelo matemático da planta, como motores [129, 130]. É também muito útil para sistemas com não-linearidades significantes como rastreamento de máxima potência de painéis fotovoltaicos [131]. Também aceita multivariáveis de saída e de entrada.

Pela inexistência de um método de projeto sistemático e por existirem diversas maneiras de conceber um controlador fuzzy, é difícil avaliar pontos positivos como feito anteriormente para os controladores lineares.

Além de projetos de controladores, a lógica fuzzy pode ser usada em conjunto com outros controladores para aprimorar seu funcionamento. Como exemplo, pode-se adaptar os ganhos de um controlador PID para diferentes pontos de operação de um conversor conectado a rede [132]. Outros exemplos são o ajuste de ganho para um controlador preditivo [133], os sistemas neuro-fuzzy [134], e o ajuste de ganho de um PI [135].

3.7 OUTRAS ESTRATÉGIAS

Além das técnicas apresentadas, muitas outras estratégias têm sido utilizadas com sucesso para controle de corrente de inversores conectados à rede por meio de filtro LCL, tais como, controladores derivados da teoria de controle robusto, [4, 136–139] e controle adaptativo baseado em modelo (MRAC) [140–143]. Devido à grande variedade de metodologias de projetos envolvendo tais técnicas, optou-se por não descrevê-las no trabalho. Todavia, bons resultados são obtidos ao utilizá-las.

3.8 CONCLUSÕES

Foram apresentadas diversas estratégias para o controle de corrente com o intuito de evidenciar como a sua aplicação em eletrônica de potência tem sido abordada pela literatura na atualidade e quais as soluções mais utilizadas para controle de inversores conectados à rede.

Primeiramente, deseja-se uma solução que opere em frequência fixa. Por mais que soluções como histerese, modos deslizantes e MPC-FSC apresentem modificações para operação em frequência fixa, as soluções tornam-se muito complexas e quase nunca garantem a frequência fixa efetivamente.

Soluções de inteligência artificial podem ser muito convenientes para situações onde não há conhecimento da planta à ser controlada. Porém, não possuem procedimentos padrões de projeto e podem necessitar de grande capacidade de processamento. O controle de corrente de um inversor conectado à rede possui, de forma geral, uma planta confiável, tornando a aplicação de métodos de inteligência artificial, de certa forma, desnecessária e exagerados.

Por se ter um modelo de planta confiável, o controlador *dead-beat* pode ser uma estratégia interessante, capaz de obter uma resposta muito rápida; porém, é necessária a realimentação de todos os estados do sistema e dificilmente garante um erro nulo em regime permanente, devido às variações paramétricas. Maiores estudos sobre esta técnica serão aprofundadas no capítulo seguinte.

Com intuito de seguir referências senoidais, métodos baseados no princípio do modelo interno - como controladores ressonantes e repetitivos - são soluções muito atrativas. No capítulo seguinte serão realizadas análises com maior profundidade, além do projeto de um controlador proporcional+ressonante.

Visto que o controlador ressonante tipicamente não apresenta uma boa resposta dinâmica e o controlador *deadbeat* não garante erro nulo em regime, parece intuitivo somá-los, de forma a obter um controlador com ambas as características positivas. O próximo capítulo visa obter uma solução simples utilizando ambos controladores.

4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE APLICADAS AO INVERSOR FONTE DE TENSÃO DOIS NÍVEIS

Diversas técnicas de controle foram aplicadas com sucesso em conversores trifásicos conectados à rede elétrica. Este capítulo tem como objetivo apresentar uma metodologia para projeto de um controlador *deadbeat* e um de controlador proporcional ressonante. Por fim, será proposto um controlador híbrido, aproveitando-se ambos os controladores projetados.

4.1 DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES DIGITAIS

Antes da realização do projeto dos controladores se faz necessário detalhar como será realizada sua implementação, pois atrasos na aquisição de sinais e na realização da modulação influenciam o projeto dos controladores, especialmente no controlador *deadbeat*, que possui uma dinâmica muito rápida e pequenos atrasos podem instabilizá-lo [30].

O processo de modulação por largura de pulsos (PWM) é exibido na figura 4.1, onde é mostrada a onda portadora, $p(t)$, neste caso uma onda triangular que determina a frequência de comutação do conversor e o sinal modulador $m(t)$, que é o sinal de saída do controlador. A comparação entre as duas ondas gera o sinal de comando para os interruptores, os quais geram a alteração dos estados, das tensões e correntes, representada por i_L na figura 4.1.

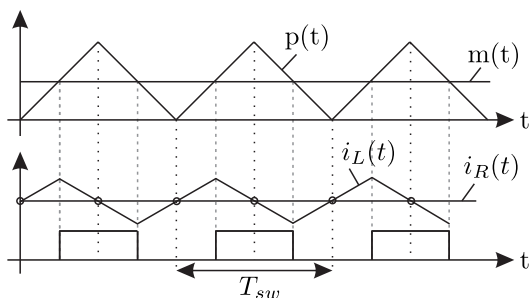


Figura 4.1 – Processo de modulação

Quando a aquisição dos sinais é realizada exatamente nos picos ou vales da portadora, o valor lido é um valor próximo ao valor mé-

dio quase instantâneo do estado no período. Ou seja, uma aquisição de sinais de uma onda com grande ondulação, quando feita de forma bem sincronizada com a portadora, a ondulação em alta frequência é “filtrada” e o resultado será um sinal mais limpo e adequado para o controle. Desta forma, neste trabalho as aquisições de sinais serão sempre realizadas desta forma.

No caso de um sistema trifásico, a figura 4.1 não é correspondente, pois durante um período de comutação, os interruptores de outros braços também comutam, influenciando a corrente de todas as fases. Porém, a amostra de corrente obtida nos picos e vales da portadora continuam sendo próxima do valor médio quase instantâneos.

O dispositivo digital programável a ser utilizado, neste caso um *Digital Signal Controller* (DSC) realiza uma rotina de funções, entre elas, a conversão analógica/digital dos sinais, o cálculo da lei de controle, as rotinas de proteção, entre outras. O resultado da lei de controle, que indica qual o novo valor de razão cíclica deve ser imposto ao controlador, só é conhecido ao fim desta rotina, período de tempo que varia de projeto para projeto. Para se poder trabalhar matematicamente com este atraso, a razão cíclica só é atualizada na próxima interrupção. Desta forma, o atraso é um valor fixo e definido: um período de comutação para atualização simples, meio período de comutação para atualização dupla.

Outro atraso existente no sistema é causado pelo processo de modulação. Nos instantes de amostragem, o valor da moduladora é atualizado, porém, tal valor só reflete em tensão gerada pelo conversor após a definição do pulso de gatilho, ou seja, após os dois cruzamentos da portadora e moduladora. Para a portadora triangular utilizada neste trabalho, a função de transferência do processo de modulação para atualização dupla, segundo [40], é equivalente a

$$A_m(s) = \frac{(e^{-s(D)\frac{T_{sw}}{2}} + e^{-s(1-D)\frac{T_{sw}}{2}})}{2 \cdot p_p}, \quad (4.1)$$

onde D é a razão cíclica, T_{sw} o período de comutação e p_p o valor do pico da portadora.

4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE LAÇO ABERTO

O projeto do controlador proporcional+ressonante será feito a partir da função de transferência de laço aberto do sistema controlado. Cabe a esta seção definir exatamente todos os termos contidos na fun-

ção. A figura 4.2 apresenta a malha de controle de corrente no plano α, β com cada componente do sistema representada por um bloco. As transformações de coordenadas $(a, b, c - \alpha, \beta, 0)$ foram omitidas.

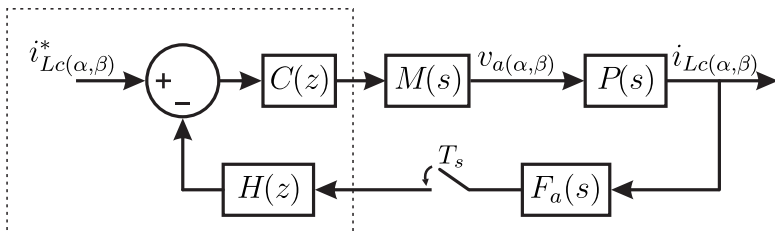


Figura 4.2 – Diagrama de blocos da malha para controle da corrente de saída do conversor.

$F_a(s)$ - Filtro *anti-aliasing*: filtro passa baixa de primeira ordem com frequência de corte sintonizada na frequência de comutação. Além disso, o filtro fornece um ganho de $\frac{3}{30}$ e um offset de $\frac{3}{2}$, resultando em um sinal em que 15 A resulta em 3 V e -15 A resulta em 0 V.

ZOH - Amostrador de ordem zero: amostra o sinal analógico de forma sincronizada com os vales e picos da portadora, ou seja, dupla atualização. Como a frequência de comutação dos interruptores é de $f_{sw} = \frac{1}{T_{sw}} = 19980$ Hz, a amostragem do sinal é feita em $f_s = 2f_{sw} = 39960$ Hz. O sinal é quantizado por um ganho de $\frac{4095}{3}$.

$H(z)$ - Normalização do ganho de realimentação: para trabalhar-se com o sinal de referência em valores nominais, a primeira operação realizada no processador digital de sinais será a subtração do *offset* e a normalização do ganho, de forma que a malha de realimentação resulte em um ganho unitário.

$M(s)$ - Modulador: é utilizada a modulação PWM, com atualização dupla. O sinal portador é uma onda triangular com amplitude de 0,5 V. A função de transferência foi apresentada na equação 4.1.

$P(s)$ Planta do sistema: como definido no capítulo 2, é a função de transferência que relaciona a corrente no indutor do conversor com a tensão da ponte inversora.

$C(z)$ - Controlador: com todos os outros blocos definidos, o controlador passa a ser o único bloco do sistema com variáveis ajustáveis a fim de modificar a função de laço aberto para que o sistema funcione de maneira adequada.

Concluindo, os únicos termos que inserem dinâmica no sistema, além do controlador, são o filtro *anti-aliasing*, a planta do sistema e os

atrasos causados pelo modulador e pela amostragem do sinal.

4.3 PROJETO DO CONTROLADOR *DEADBEAT*

É chamado de controlador *deadbeat* o controlador que quando aplicado a um sistema realimentado proporciona uma erro nulo em um número finito período de amostragem.

Assim como citado no capítulo 3, há diversas metodologias para obter um controlador *deadbeat*. Nesta seção serão abordadas três delas.

4.3.1 Controlador *deadbeat* considerando um sistema de primeira ordem

Uma possibilidade para obter-se um controlador *deadbeat* em um inversor com filtro LCL, é analisar apenas a tensão aplicada sobre o indutor do lado do conversor L_c , de certa forma ignorando a dinâmica dos outros componentes do circuito. Tal metodologia é equivalente à detalhada no capítulo 3. A partir do modelo equivalente em α, β , exibido na figura 4.3, é possível concluir que a corrente no indutor L_c é dada pela diferença entre a tensão v_i (tensão média quase instantânea aplicada pelo conversor) e a tensão do capacitor v_{Cf} . Portanto,

$$L_c \frac{di_{Lc}(t)}{dt} = v_i(t) - v_{Cf}(t) \quad (4.2)$$

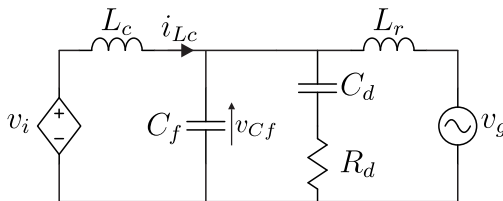


Figura 4.3 – Modelo do circuito em $\alpha\beta$.

Conforme demonstrado no capítulo 3, quando discretizado por um período T_s

$$L_c \frac{(i_{Lc}[k+1] - i_{Lc}[k])}{T_s} = v_i[k] - v_{Cf}[k] \quad (4.3)$$

Substituindo o valor da corrente em $k+1$ pela atual referência

de corrente, obtêm-se

$$v_i[k] = v_{Cf}[k] + \frac{(i_{Lc}^*[k] - i_{Lc}[k])L_c}{T_s} \quad (4.4)$$

Esta equação determina qual tensão deve ser aplicada no instante k , para que em $k + 1$ a corrente seja igual a referência. Porém, o atraso computacional resultante da aquisição de sinais e processo dos cálculos impossibilita a aplicação da estratégia desta maneira. É necessário que a lei de controle seja baseada apenas em valores obtidos com um período de antecedência. Ou seja, para utilizar a equação 4.4 é necessário prever o valor da tensão no capacitor e da corrente do indutor no instante de tempo seguinte.

O valor de tensão sobre o capacitor tipicamente varia lentamente frente ao período de comutação. É possível considerar que em um período de amostragem seu valor não é alterado, ou então utilizar um preditor linear da forma

$$\bar{v}_{Cf}[k] = \frac{3}{2} \cdot v_{Cf}[k - 1] - \frac{1}{2} \cdot v_{Cf}[k - 2]. \quad (4.5)$$

A predição do valor da corrente no indutor é um dos pontos mais críticos do controlador *deadbeat*. Diferentes soluções são encontradas na literatura para esta predição. Sua predição pode ser baseada na equação 4.2, como proposto em [144]

$$\bar{i}_{Lc}[k] = (v_i[k - 1] - v_{Cf}[k - 1])\frac{T_s}{L_c} + i_{Lc}[k - 1]. \quad (4.6)$$

Ainda é possível utilizar técnicas de observadores de estados como em [66] e [68].

Uma vez que os métodos de predição foram definidos, a lei de controle final à ser aplicada ao sistema será

$$v_i[k] = \bar{v}_{Cf}[k] + \frac{(i_{Lc}^*[k] - \bar{i}_{Lc}[k])L_c}{T_s}. \quad (4.7)$$

Como foi citado anteriormente, as aquisições de sinais e atualizações de razão cíclica são realizadas de forma sincronizada com os vales e picos da onda portadora. Desta forma o atraso é um tempo fixo e sua análise matemática é mais clara e válida para todos os projetos semelhantes.

Outra forma de solucionar o problema causado pelo atraso no

controlador *deadbeat* seria realizar as medições poucos instantes antes da atualização da razão cíclica, ou atualizar a razão cíclica logo após o término dos cálculos, como em [66] e [145]. Porém, ao utilizar tal técnica, a “qualidade” do controlador será dependente da capacidade de processamento do dispositivo digital programável utilizado. Sendo assim muito mais difícil propor uma metodologia de projeto do controlador.

Esta metodologia de controlador *deadbeat* não necessita do conhecimento da carga, seu funcionamento, à princípio depende apenas do valor da indutância L_c e da qualidade das estimações da tensão e corrente. Porém, foi ignorada a dinâmica dos outros elementos do circuito, tal como a tensão da rede. Posteriormente, será analisada sua resposta no sistema completo, de quarta ordem, bem como a robustez à variações paramétricas.

4.3.2 Controlador *deadbeat* considerando um sistema de quarta ordem

Como foi obtido no capítulo 2, o inversor trifásico tem um modelo representado por espaço de estados da forma

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(\mathbf{t}) \\ \mathbf{y}(\mathbf{t}) &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(\mathbf{t})\end{aligned}\quad (4.8)$$

discretizando por um amostrador de ordem zero com período de amostragem T_s obtêm-se

$$\begin{aligned}\mathbf{x}[\mathbf{k} + \mathbf{1}] &= \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{x}[\mathbf{k}] + \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{u}[\mathbf{k}] \\ \mathbf{y}[\mathbf{k}] &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}[\mathbf{k}] + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}[\mathbf{k}]\end{aligned}\quad (4.9)$$

onde

$$\begin{aligned}\mathbf{\Phi} &= e^{\mathbf{A} \cdot T_s} = \mathcal{L}^{-1}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \\ \mathbf{\Gamma} &= (\mathbf{\Phi} - \mathbf{I}) \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}\end{aligned}\quad (4.10)$$

Devido à complexidade, as matrizes Φ e Γ do modelo serão representados por termos genéricos $k_{(i,j)}$.

$$\begin{bmatrix} i_{Lc}[k+1] \\ i_{Lr}[k+1] \\ v_{Cf}[k+1] \\ v_{Cd}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lc}[k] \\ i_{Lr}[k] \\ v_{Cf}[k] \\ v_{Cd}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{15} & k_{16} \\ k_{25} & k_{26} \\ k_{35} & k_{36} \\ k_{45} & k_{46} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i[k] \\ v_g[k] \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

De forma a considerar o atraso inerente à implementação digital, um novo estado $v_r[k]$ é criado, da forma que

$$v_i[k+1] = v_r[k] \quad (4.12)$$

ou seja, a tensão que de fato é gerada pelo conversor é atrasada de um instante da tensão calculada. Um novo sistema aumentado é estruturado, considerando a tensão calculada $v_i[k]$ como um novo estado e a tensão $v_r[k]$ como uma nova entrada. Assim,

$$\begin{bmatrix} i_{Lc}[k+1] \\ i_{Lr}[k+1] \\ v_{Cf}[k+1] \\ v_{Cd}[k+1] \\ v_i[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} & k_{35} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} & k_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lc}[k] \\ i_{Lr}[k] \\ v_{Cf}[k] \\ v_{Cd}[k] \\ v_i[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & k_{16} \\ 0 & k_{26} \\ 0 & k_{36} \\ 0 & k_{46} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r[k] \\ v_g[k] \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Para o projeto do controlador, parte-se da equação referente a i_{Lc} de (4.13), em um período de tempo adiantado

$$\begin{aligned} i_{Lc}[k+2] &= k_{11}i_{Lc}[k+1] + k_{12}i_{Lr}[k+1] + k_{13}v_{Cf}[k+1] \\ &+ k_{14}v_{Cd}[k+1] + k_{15}v_i[k+1] + k_{16}v_g[k+1] \end{aligned} \quad (4.14)$$

A partir das outras equações que compõem o modelo discreto (4.13), é possível reescrever os termos $i_{Lc}[k+1]$, $i_{Lr}[k+1]$, $v_{Cf}[k+1]$ e $v_{Cd}[k+1]$ em função de $i_{Lc}[k]$, $i_{Lr}[k]$, $v_{Cf}[k]$ e $v_{Cd}[k]$. Considera-se também que a variação da tensão da rede em um período de amostragem é desprezível $v_g[k+1] = v_g[k]$. Desta forma, é possível reescrever a equação (4.14) da seguinte forma

$$\begin{aligned}
I_{Lc}[k+2] = & \\
& k_{11}(k_{11}i_{Lc}[k] + k_{12}i_{Lr}[k] + k_{13}v_{Cf}[k] + k_{14}v_{Cd}[k] + k_{15}v_i[k] + k_{16}v_g[k]) \\
& + k_{12}(k_{21}i_{Lc}[k] + k_{22}i_{Lr}[k] + k_{23}v_{Cf}[k] + k_{24}v_{Cd}[k] + k_{25}v_i[k] + k_{26}v_g[k]) \\
& + k_{13}(k_{31}i_{Lc}[k] + k_{32}i_{Lr}[k] + k_{33}v_{Cf}[k] + k_{34}v_{Cd}[k] + k_{35}v_i[k] + k_{36}v_g[k]) \\
& + k_{14}(k_{41}i_{Lc}[k] + k_{42}i_{Lr}[k] + k_{43}v_{Cf}[k] + k_{44}v_{Cd}[k] + k_{45}v_i[k] + k_{46}v_g[k]) \\
& + k_{15}v_i[k+1] + k_{16}v_g[k].
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Substituindo $i_{Lc}[k+2]$ pela corrente de referência no instante k $i_{Lc}^*[k]$ é obtida a seguinte relação

$$\begin{aligned}
v_i[k+1] = & k_{51}i_{Lc}[k] + k_{52}i_{Lr}[k] + k_{53}v_{Cf}[k] + k_{54}v_{Cd}[k] \\
& + k_{55}v_i[k] + k_{56}v_g[k] + k_{57}i_{Lc}^*[k+1],
\end{aligned} \tag{4.16}$$

onde

$$\begin{aligned}
k_{51} &= \frac{-(k_{11}k_{11} + k_{12}k_{21} + k_{13}k_{31} + k_{14}k_{41})}{k_{15}} \\
k_{52} &= \frac{-(k_{11}k_{12} + k_{12}k_{22} + k_{13}k_{32} + k_{14}k_{42})}{k_{15}} \\
k_{53} &= \frac{-(k_{11}k_{13} + k_{12}k_{23} + k_{13}k_{33} + k_{14}k_{43})}{k_{15}} \\
k_{54} &= \frac{-(k_{11}k_{14} + k_{12}k_{24} + k_{13}k_{34} + k_{14}k_{44})}{k_{15}} \\
k_{55} &= \frac{-(k_{11}k_{15} + k_{12}k_{25} + k_{13}k_{35} + k_{14}k_{45})}{k_{15}} \\
k_{56} &= \frac{-(k_{11}k_{16} + k_{12}k_{26} + k_{13}k_{36} + k_{14}k_{46} + k_{16})}{k_{15}} \\
k_{57} &= \frac{1}{k_{15}}.
\end{aligned} \tag{4.17}$$

A equação 4.16 representa a tensão necessária à ser aplicada no instante $[k+1]$ para que no instante $[k+2]$ a corrente i_{Lc} seja igual à referência. Ou seja, uma resposta *deadbeat*. Como a lei de controle é baseada em medições realizadas em instantes anteriores, já é considerado o atraso inerente da implementação digital.

Sua implementação em um dispositivo digital deve ser feita da seguinte maneira

$$m_\alpha[k+1] = \frac{k_{41}i_{Lc}[k]}{V_{dc} \cdot G_i} + \frac{k_{42}i_{Lr}[k]}{V_{dc} \cdot G_i} + \frac{k_{43}v_{Cf}[k]}{V_{dc} \cdot G_v} + \frac{k_{44}v_{Cd}[k]}{V_{dc} \cdot G_v} + k_{45}m_\alpha[k] + \frac{k_{46}v_g[k]}{V_{dc}} + \frac{k_{47}i_{Lc}^*[k+1]}{V_{dc} \cdot G_i}, \quad (4.18)$$

onde G_i é o ganho de medição da corrente, G_v é o ganho de medição da tensão, m_α é o sinal modulador e V_{dc} é a tensão do barramento.

Devido à impedância da rede, é impossível ter uma medição fiel de sua tensão. Deste modo é necessário estimá-la de alguma forma.

O modo mais simples é, através da medição da tensão do capacitor e da variação da corrente do indutor.

$$v_g[k] = v_{Cf}[k] + \frac{(i_{Lc}[k+1] - i_{Lc}[k])L_r}{T_s} \quad (4.19)$$

Em drásticos transitórios, como degraus de referência de corrente, a estimação diverge por certo período do valor real da tensão. Como sugerido em [40], utiliza-se um filtro passa baixa de primeira ordem para melhorar o desempenho prático do estimador. O melhor resultado foi obtido quando sintonizado com uma frequência de corte de $f_c = 900$ Hz.

$$Fpb(s) = \frac{1}{(1 + \frac{s}{f_c 2\pi})} \quad (4.20)$$

Esta metodologia apresenta uma resposta dinâmica e rejeição de perturbações melhor que a metodologia anterior, por ter conhecimento de todos os estados do conversor. Porém, requer a leitura das duas correntes i_{Lc} e i_{Lr} e das tensões sobre os capacitores de filtragem e de amortecimento v_{Cf} e v_{Cd} .

A partir de resultados de simulação, vê-se que a tensão sobre o capacitor de filtragem v_{Cf} é minimamente diferente da tensão sobre o capacitor de amortecimento v_{Cd} . Assim é feita a consideração que as tensões são iguais, de maneira a economizar um sensor de tensão.

4.4 ANÁLISE DA ROBUSTEZ DOS CONTROLADORES *DEADBEAT*

Um dos maiores motivos do controlador *deadbeat* não ser muito utilizado se deve a sua sensibilidade à variações paramétricas. Esta

seção tem o intuito de analisar como será a resposta do sistema com o controlador *deadbeat*, sob variações paramétricas esperadas.

As leis de controle *deadbeat* obtidas relacionam a tensão que deve ser gerada nos terminais de saída do conversor com medições de estados do sistema, somadas a um termo contendo a referência. Desta forma é possível montar um sistema aumentado, considerando a tensão gerada pelo conversor v_i como um novo estado, e a corrente de referência $i_{L_c}^*$ como uma nova entrada.

No sistema aumentado é possível analisar a dinâmica com que a corrente controlada i_{L_c} relaciona-se com a corrente de referência $i_{L_c}^*$, ou seja, a resposta em malha fechada do sistema.

Para análise da estabilidade do sistema, será mantido o controlador projetado com os valores nominais e os parâmetros L_c , L_r , e C_f serão variados um a um.

Indutores toroidais de núcleo de pó de ferro podem ter grande perda de indutância, proporcional à corrente que os atravessa. Geralmente são projetados com indutâncias maiores à vazio, de forma que, ao operar em corrente nominal, seu valor decresça para o valor de projeto. Portanto, para a análise de robustez, considera-se uma variação adicional de 40% do valor nominal do projeto.

Como a corrente a ser controlada circula pelo indutor L_c , analisa-se também o limite de estabilidade do sistema para o decréscimo desta indutância.

A indutância da rede pode ser somada ao indutor do lado da rede L_r . Desta forma, será adicionado 100 μH , 500 μH e 1mH, de modo à testar o comportamento do sistema diante das situações mais adversas.

Capacitores de polipropileno utilizados no filtro têm uma tolerância de capacitância de até 20% informada pelo fabricante. Será testada a resposta para $\pm 20\%$ de variação do capacitor do filtro C_f e também o limite de estabilidade para variação de sua capacitância.

Os valores dos componentes do filtro e as variações propostas são exibidas na tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Componentes do filtro e variações esperadas.

Componente	Valor nominal	Variação testada
L_c	460 μH	460 μH \rightarrow instabilidade e 460 μH \rightarrow 644 μH
L_r	230 μH	230 μH \rightarrow 1322 μH
C_f	4 μF	3,2 μF \rightarrow 4,8 μF

4.4.1 Análise de robustez para o *deadbeat* de 1^a ordem

O controlador *deadbeat* de primeira ordem à ser analisado, utiliza estimação de corrente como mostrada a equação (4.6) e estimação da tensão, por um estimador linear como mostrado na equação (4.5). A lei de controle dada pela substituição de (4.6) e (4.5) em (4.7) é expressa por

$$v_i[k+1] = -i_{L_c}[k] \cdot \frac{L_c}{T_s} + v_{C_f}[k] \cdot 4 - v_{C_f}[k-1] \cdot 2 + i_{L_c}^*[k] \cdot \frac{L_c}{T_s} - v_i[k] \quad (4.21)$$

O sistema aumentado é representado por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{A1}[k+1] &= \Phi_{A1} \cdot \mathbf{x}_{A1}[k] + \Gamma_{A1} \cdot \mathbf{u}_{A1}[k] \\ \mathbf{y}_{A1}[k] &= \mathbf{C}_{A1} \cdot \mathbf{x}_{A1}[k] + \mathbf{D}_{A1} \cdot \mathbf{u}_{A1}[k] \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{L_c}[k+1] \\ i_{L_r}[k+1] \\ v_{C_d}[k+1] \\ v_{C_f}[k+1] \\ v_i[k+1] \\ v_{C_f}[k] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & 0 \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & 0 \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} & k_{35} & 0 \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} & k_{45} & 0 \\ \frac{-L_c}{T_s} & 0 & 0 & 2.5 & -1 & -0.5 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_c}[k] \\ i_{L_r}[k] \\ v_{C_d}[k] \\ v_{C_f}[k] \\ v_i[k] \\ v_{C_f}[k-1] \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} k_{16} & 0 \\ k_{26} & 0 \\ k_{36} & 0 \\ k_{46} & 0 \\ 0 & \frac{L_c}{T_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g[k] \\ i_{L_c}^*[k] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

De posse das matrizes

$$\mathbf{C}_{A1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (4.23)$$

$$\mathbf{D}_{A1} = [0 \ 0]$$

é possível obter a função de transferência de malha fechada $\frac{(i_{L_c})}{(i_{L_c}^*)}$, por meio da equação:

$$\mathbf{F}t_{10}(z) = \mathbf{C}_{A1} \cdot (s\mathbf{I} - \Phi_{A1})^{-1} \cdot \Gamma_{A1} \quad (4.24)$$

Na figura 4.4 é mostrada a localização de polos e zeros e a res-

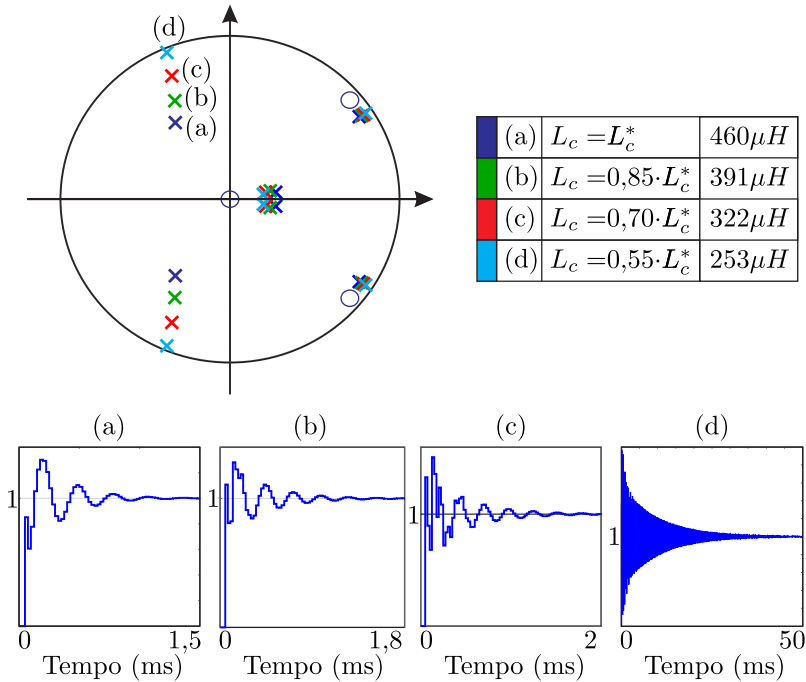


Figura 4.4 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c = 0,85 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 0,70 \cdot L_c^*$, (d) $L = 0,55 \cdot L_c^*$.

posta ao degrau, para redução da indutância de L_c até o limite da estabilidade. Como apenas a medição de dois estados são utilizados na lei de controle, mesmo com valores nominais dos componentes, o sistema não obtém uma resposta *deadbeat*. Todavia, o tempo de acomodação em torno de 0,75 ms é um valor aceitável para resposta do sistema.

É notável que o controlador torna-se instável para valores menores que $0,55 \cdot L_c^*$, onde L_c^* é o valor nominal de L_c exibido na tabela 4.1. O indutor só apresentaria valores nessa faixa ao operar acima da corrente nominal, desta forma não é esperado que o sistema comporte-se desta maneira.

A figura 4.5 apresenta a localização de polos e zeros e a resposta ao degrau, para o acréscimo do valor da indutância de L_c . Nota-se que a resposta do sistema torna-se mais amortecida com o aumento da

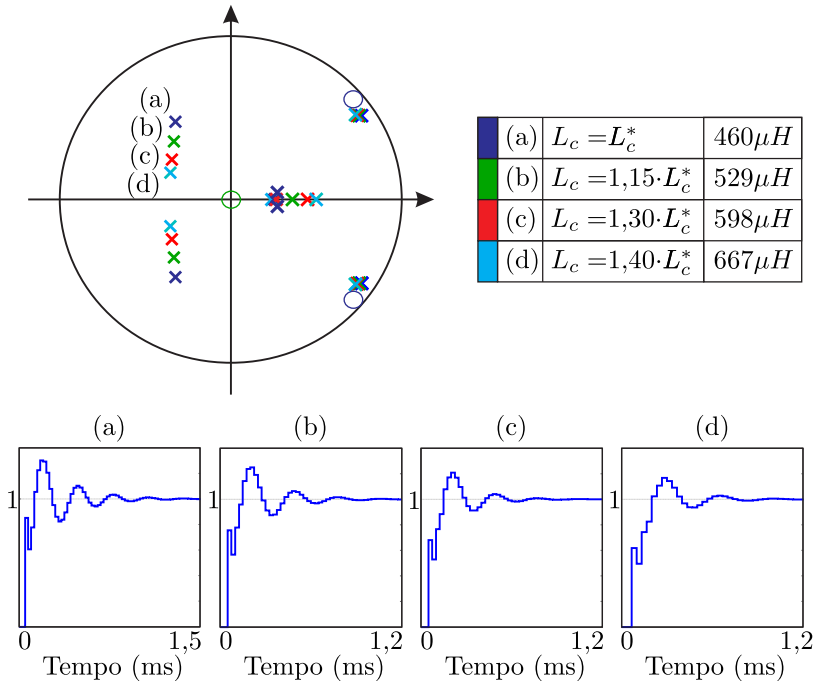


Figura 4.5 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c = 1,15 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 1,30 \cdot L_c^*$, (d) $L_c = 1,40 \cdot L_c^*$.

indutância.

Conforme mencionado anteriormente, ao operar em baixos valores de corrente, o indutor apresenta maior valor de indutância, portanto essa faixa de operação é certamente plausível, ao se tratar de um inversor.

Na figura 4.6 é evidenciado o efeito da variação do indutor L_r onde é considerado a variação paramétrica do indutor, somada à indutância presente na rede. É notável que, quanto maior a indutância, mais oscilante se torna a resposta. Porém nem com altos valores de indutância presentes na rede o sistema se tornará instável.

A figura 4.7 ilustra a resposta do sistema para variação do capacitor C_f . Variações de $\pm 20\%$ são comuns em capacitores comerciais. É visto na figura que tal variação não tem grande influência na resposta do sistema.

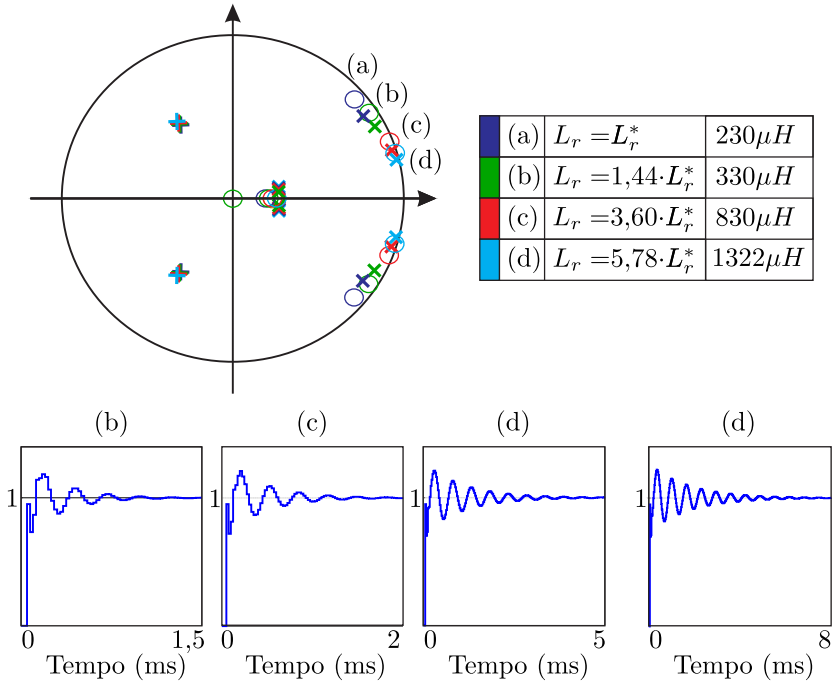


Figura 4.6 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do indutor L_r . (a) $L_r = L_r^*$, (b) $L_r = 1,44 \cdot L_r^*$; (c) $L_r = 3,60 \cdot L_r^*$, (d) $L_r = 5,78 \cdot L_r^*$.

4.4.2 Análise de robustez para o *deadbeat* de 4^a ordem

A mesma análise realizada para o controlador *deadbeat* de primeira ordem é feita para o *deadbeat* de quarta ordem. Primeiramente é montado um sistema aumentado considerando a lei de controle obtida na equação (4.16).

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{A2}[k+1] &= \Phi_{A2} \cdot \mathbf{x}_{A2}[k] + \Gamma_{A2} \cdot \mathbf{u}_{A2}[k] \\ \mathbf{y}_{A2}[k] &= \mathbf{C}_{A2} \cdot \mathbf{x}_{A2}[k] + \mathbf{D}_{A2} \cdot \mathbf{u}_{A2}[k] \end{aligned} \quad (4.25)$$

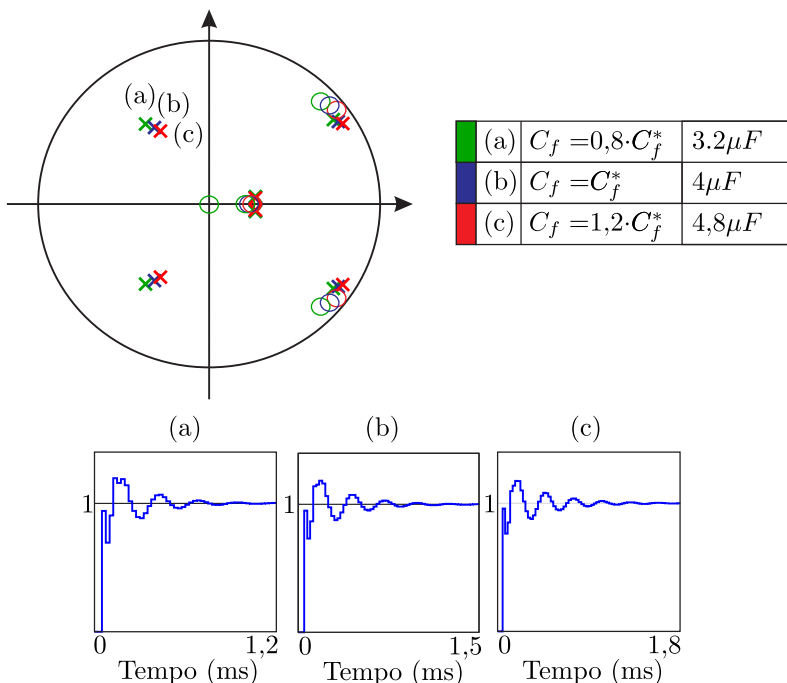


Figura 4.7 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada para variação do capacitor C_f . (a) $C_f = 0,8 \cdot C_f^*$, (b) $C_f = C_f^*$, (c) $C_f = 1,2 \cdot C_f^*$.

$$\begin{bmatrix} i_{Lc}[k+1] \\ i_{Lr}[k+1] \\ v_{Cf}[k+1] \\ v_{Cd}[k+1] \\ v_i[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} & k_{35} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} & k_{45} \\ k_{51} & k_{52} & k_{53} & k_{54} & k_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lc}[k] \\ i_{Lr}[k] \\ v_{Cf}[k] \\ v_{Cd}[k] \\ v_i[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{16} & 0 \\ k_{26} & 0 \\ k_{36} & 0 \\ k_{46} & 0 \\ k_{56} & k_{57} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g[k] \\ i_{Lc}^*[k] \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Assumindo as matrizes

$$\mathbf{C}_{A1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (4.27)$$

$$\mathbf{D}_{A1} = [0 \ 0]$$

as funções de transferência em malha fechada da referência (i_{Lc}^*) para

saída (i_{L_c}) e da perturbação (v_g) para a saída (i_{L_c}) são dadas por

$$\mathbf{F}t_{4o}(z) = \mathbf{C}_{A2} \cdot (s\mathbf{I} - \Phi_{A2})^{-1} \cdot \Gamma_{A2} \quad (4.28)$$

A figura 4.8 mostra a localização de polos e zeros e a resposta ao degrau, para redução da indutância de L_c . O controlador realimentado com todos os estados do sistema é capaz de realocar todos os polos em malha fechada, obtendo assim uma resposta *deadbeat*. Quando o sistema encontra-se com todos os valores nominais dos componentes que foram utilizados para realizar o projeto do controlador, a corrente segue a referência em 2 períodos de amostragem, assim como previsto na equação.

Conforme a redução da indutância de L_c , o sistema passa a ter uma resposta oscilatória, ficando instável com o valor de $0,4 \cdot L_c$. Porém,

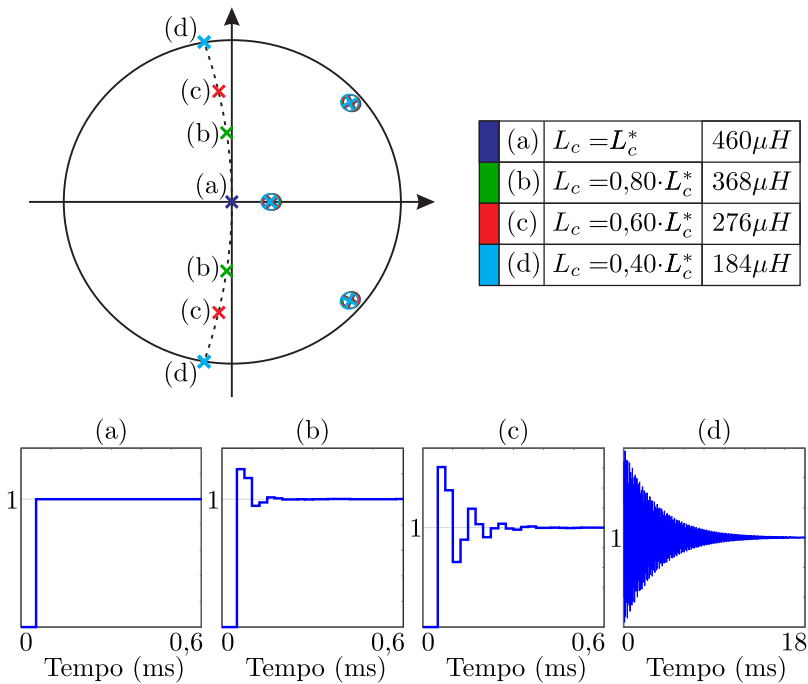


Figura 4.8 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador *deadbeat* de 4^a ordem, para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c = 0,80 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 0,60 \cdot L_c^*$, (d) $L_c = 0,40 \cdot L_c^*$.

assim como citado anteriormente, não é esperado que o conversor opere com valores de indutância menor que L_c . Estes resultados tem o intuito apenas de ilustrar a robustez do controlador.

A figura 4.9 mostra a localização de polos e zeros e a resposta ao degrau, para valores de indutância maiores que o valor nominal L_c . O sistema deixa de ter a resposta *deadbeat* porém apresenta uma dinâmica muito rápida mesmo com os 40% de indutância adicionais esperados com que o conversor opere.

Como mencionado no capítulo 2, a variação da impedância da rede altera significativamente a resposta dinâmica de filtros LCL. Diversas estratégias de controle são limitadas justamente por este fato. Neste cenário, a figura 4.10 trás um importante resultado para o trabalho, a resposta do sistema para a adição de $100 \mu H$, $500 \mu H$ e $1000 \mu H$

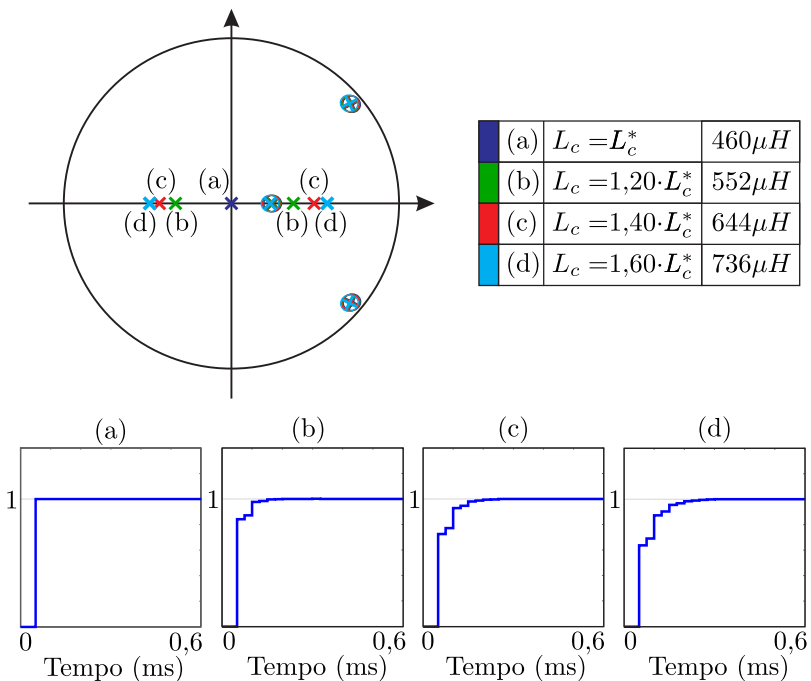


Figura 4.9 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador *deadbeat* de 4ª ordem, para variação do indutor L_c . (a) $L_c = L_c^*$, (b) $L_c = 1,15 \cdot L_c^*$, (c) $L_c = 1,30 \cdot L_c^*$, (d) $L_c = 1,40 \cdot L_c^*$.

ao indutor L_r . Como pode ser visto, o sistema torna-se mais lento e oscilante com acréscimo de indutância na rede, porém, ainda apresenta uma boa resposta dinâmica.

Cabe ressaltar que as técnicas de estimação da impedância da rede, [146, 147], utilizadas de forma a ajustar os ganhos do controlador *deadbeat*, resultam em uma técnica muito poderosa.

A figura 4.11 mostra a resposta do sistema para variação do capacitor C_f . Assim como para o *deadbeat* de primeira ordem, as variações de $\pm 20\%$ não tem grande influência na resposta do sistema.

Como visto, devido à variação paramétrica dos componentes, o sistema nunca terá de fato uma resposta *deadbeat*. Mas de uma forma geral, a resposta do sistema apresenta uma boa dinâmica mesmo sobre as maiores variações esperadas.

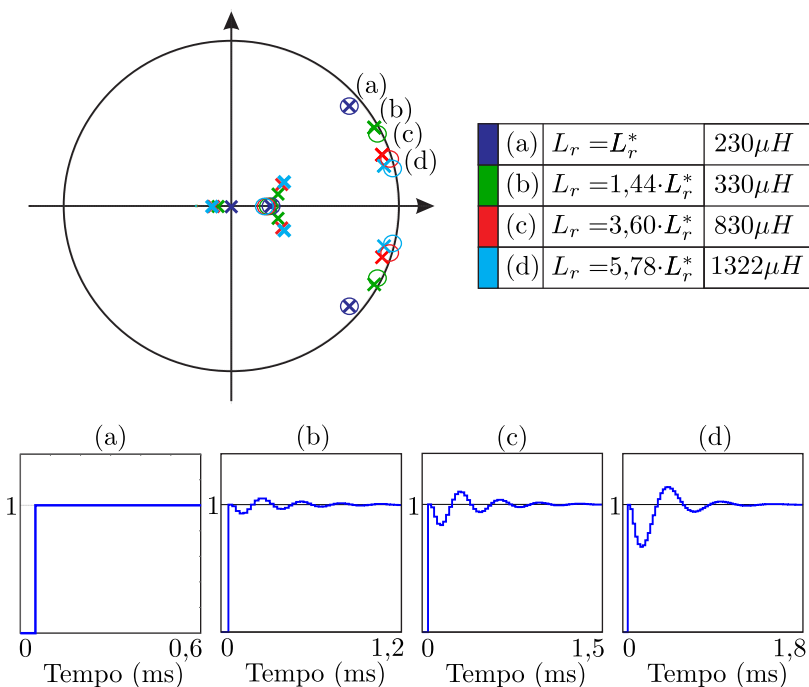


Figura 4.10 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador *deadbeat* de 4^ª ordem, para variação do indutor L_r . (a) $L_r = L_r^*$, (b) $L_r = 1,44 \cdot L_r^*$; (c) $L_r = 3,60 \cdot L_r^*$, (d) $L_r = 5,78 \cdot L_r^*$.

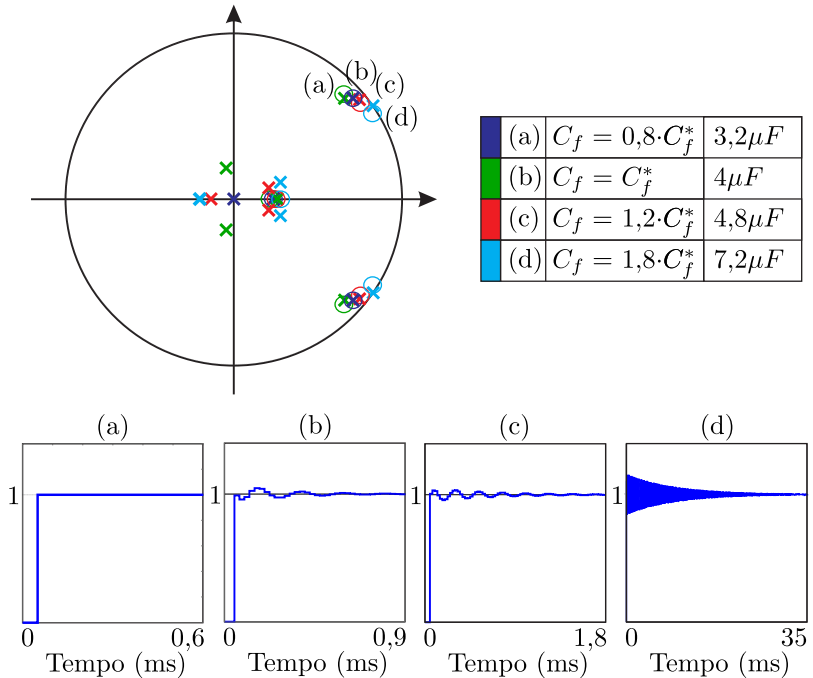


Figura 4.11 – Lugar das raízes e resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com controlador *deadbeat* de 4^a ordem, para variação do capacitor C_f . (a) $C_f = 0,8 \cdot C_f^*$, (b) $C_f = C_f^*$, (c) $C_f = 1,2 \cdot C_f^*$, (d) $C_f = 1,8 \cdot C_f^*$.

Por fim, para análise da capacidade de rejeição de perturbação do sistema em malha fechada, obteve-se a função de transferência da corrente da rede para a tensão da rede $\frac{i_{Lr}}{v_g}$, ou seja, a admitância equivalente na qual a rede “enxerga” o conversor, ao operar com o controlador *deadbeat*. O diagrama de Bode da admitância é mostrado na figura 4.12, considerando valores de $100 \mu H$, $500 \mu H$ e $1000 \mu H$ de impedância na rede.

É perceptível que o controlador *deadbeat* garante uma boa rejeição de perturbação ao sistema, em uma faixa até 1500 Hz, onde apresenta atenuação em torno de -20 dB. Já nas frequências próximas a ressonância do filtro LCL (4 kHz), o sistema não apresenta boa rejeição.

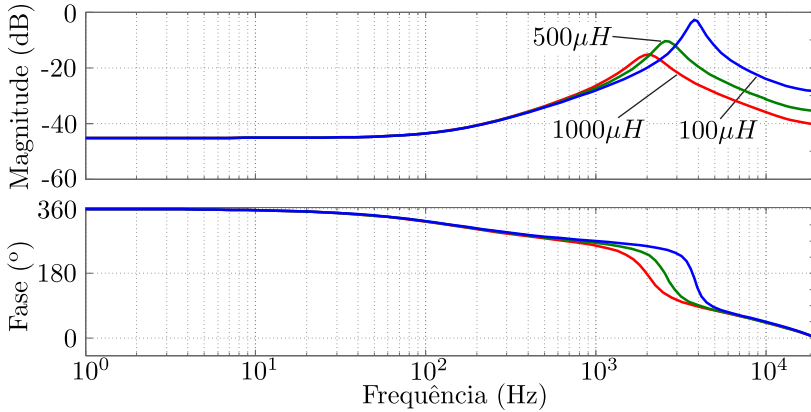


Figura 4.12 – Diagrama de Bode da função de transferência que relaciona a corrente na rede com a tensão da rede $\frac{i_{Lr}(w)}{v_g(w)}$ do sistema em malha fechada, com controlador *deadbeat* de 4ª ordem, para diferentes valores de indutância da rede.

4.5 CONTROLADOR *DEADBEAT* INDEPENDENTE DA TENSÃO NA CARGA

Uma outra metodologia para obter um controlador *deadbeat* foi proposta em [61], voltada para aplicações em máquinas, onde a força contra-eletromotriz não pode ser medida. Partindo do modelo em eixos $\alpha \beta$ de um inversor ligado a rede por um filtro indutivo com indutância L_1 e considerando a resistência do indutor R_L , tem-se a seguinte expressão

$$\mathbf{v}_i(\mathbf{t}) = R_L \mathbf{i}_L(\mathbf{t}) + L_1 \frac{d\mathbf{i}_L(\mathbf{t})}{dt} + \mathbf{v}_g(\mathbf{t}) \quad (4.29)$$

onde

$$\mathbf{v}_i(\mathbf{t}) = \begin{bmatrix} v_{i_\alpha} \\ v_{i_\beta} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_L(\mathbf{t}) = \begin{bmatrix} i_{L_\alpha} \\ i_{L_\beta} \end{bmatrix}, \mathbf{v}_g(\mathbf{t}) = \begin{bmatrix} v_{g_\alpha} \\ v_{g_\beta} \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Supondo que exista uma tensão desejada, a qual irá levar a corrente de seu valor atual à referência, define-se

$$\mathbf{v}_i^*(\mathbf{t}) = R_L \mathbf{i}_L^*(\mathbf{t}) + L_1 \frac{d\mathbf{i}_L^*(\mathbf{t})}{dt} + \mathbf{v}_g(\mathbf{t}) \quad (4.31)$$

Subtraindo-se as equações, chega-se à equação de “erros”

$$(\mathbf{v}_i^*(\mathbf{t}) - \mathbf{v}_i(\mathbf{t})) = R_L \Delta \mathbf{i}_L(\mathbf{t}) + L_1 \frac{d\Delta \mathbf{i}_L(\mathbf{t})}{dt} \quad (4.32)$$

Onde

$$\Delta \mathbf{i}_L(\mathbf{t}) = \mathbf{i}_L^*(\mathbf{t}) - \mathbf{i}_L(\mathbf{t}) \quad (4.33)$$

Encontrando a solução geral para a equação (4.32) e discretizando com período de amostragem T_s obtém-se

$$\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k} + 1] = a \cdot \Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k}] + b \cdot (\mathbf{v}_i^*[\mathbf{k}] - \mathbf{v}_i[\mathbf{k}]) \quad (4.34)$$

onde:

$$\begin{aligned} a &= e^{-\frac{R_L}{L_1} \cdot T_s} \\ b &= 1 - e^{-\frac{R_L}{L_1} \cdot T_s} \end{aligned} \quad (4.35)$$

Considera-se que a referência de tensão no instante $k + 1$ mantém a mesma magnitude da referência em k , porém com uma rotação no eixo $\alpha\beta$ da relação entre os períodos de amostragem e o período da rede. Esta rotação é ilustrada na figura 4.13.

É possível equacionar da forma

$$\mathbf{v}_i^*[\mathbf{k}] = \mathbf{C} \cdot \mathbf{v}_i^*[\mathbf{k} - 1]. \quad (4.36)$$

Onde

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_p) & \text{sen}(\omega_p) \\ -\text{sen}(\omega_p) & \cos(\omega_p) \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Deslocando um instante de tempo a equação 4.34 e isolando $v_i^*[k - 1]$, obtém-se

$$\mathbf{v}_i^*[\mathbf{k} - 1] = \mathbf{v}_i[\mathbf{k} - 1] + \frac{\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k}] - a \cdot \Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k} - 1]}{b}. \quad (4.38)$$

Substituindo as equações (4.38) e (4.36) em (4.34), encontra-se

$$\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k} + 1] = a\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k}] + \mathbf{C}(\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k}] - a\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k} - 1]) + b(\mathbf{C}\mathbf{v}_i[\mathbf{k} - 1] - \mathbf{v}_i[\mathbf{k}]) \quad (4.39)$$

Para uma lei de controle *deadbeat*, deseja-se que o erro em $k + 1$ seja zero. Desta forma, igualando-se $\Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k} + 1]$ a zero, define-se

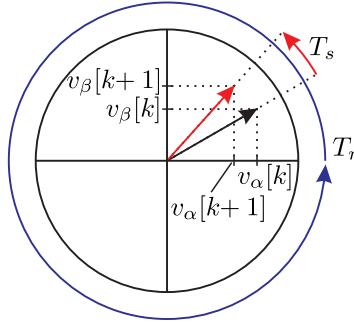


Figura 4.13 – Rotação do vetor de tensão em tempo discreto no plano $\alpha\beta$

$$\mathbf{v}_i[\mathbf{k}] = \mathbf{C}\mathbf{v}_i[\mathbf{k} - 1] + \frac{(\mathbf{C} + a\mathbf{I})}{b} \Delta \mathbf{i}_l[\mathbf{k}] - \frac{a\mathbf{I} \cdot \mathbf{C}}{b} \Delta \mathbf{i}_L[\mathbf{k} - 1] \quad (4.40)$$

onde

$$a\mathbf{I} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

A equação (4.40) proporciona duas leis de controle *deadbeat*, uma para componente α e outra para componente β , dadas por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{i_\alpha}[k] \\ v_{i_\beta}[k] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\omega_p) & \text{sen}(\omega_p) \\ -\text{sen}(\omega_p) & \cos(\omega_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i_\alpha}[k-1] \\ v_{i_\beta}[k-1] \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \cos(\omega_p) + a & \text{sen}(\omega_p) \\ -\text{sen}(\omega_p) & \cos(\omega_p) + a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_\alpha}[k] \\ i_{L_\beta}[k] \end{bmatrix} \\ &- \begin{bmatrix} \frac{a}{b} \cos(\omega_p) & \frac{a}{b} \text{sen}(\omega_p) \\ -\frac{a}{b} \text{sen}(\omega_p) & \frac{a}{b} \cos(\omega_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_\alpha}[k-1] \\ i_{L_\beta}[k-1] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.42)$$

Esta metodologia resulta em um controlador onde ocorre o cruzamento de componentes. Termos de corrente e de tensão de α são necessários no controlador em β e vice-versa. O controlador está pronto, e a princípio somente é necessária a medição da corrente i_L . Porém, não está sendo considerado o atraso computacional. Simulações utilizando esta técnica e desprezando o atraso de um período de amostragem apresentam resultados muito satisfatórios. Em [30] é proposto o uso de um conversor AD e um FPGA de modo a minimizar ao máximo o atraso computacional e implementar esta estratégia da forma como apresen-

tada acima.

4.6 INFLUÊNCIA DO TEMPO MORTO NO *DEADBEAT*

Um fator que prejudica a resposta do sistema em qualquer controlador *deadbeat* é a chamada “perda de tensão” [148], um termo denominado à um grupo de fatores que fazem com que o conversor forneça uma tensão menor que a esperada, dentre eles, o tempo morto, o tempo de comutação dos interruptores e a queda de tensão sobre os interruptores e sobre os diodos. Este efeito resulta em distorções na forma de onda e uma tensão menor imposta pelo conversor, e, conseqüentemente, uma corrente menor imposta pelo o inversor.

Controladores como proporcional ressonante e PI no eixo síncrono possuem uma parcela integradora na frequência da referência, garantindo assim, um erro nulo na frequência fundamental onde, portanto, o efeito da perda de tensão é corrigido. Já no controlador *deadbeat*, por ter seu projeto baseado no modelo e se essa perda de tensão não estiver sendo considerada, a resposta do sistema apresentará um erro em regime permanente.

Para compensação da perda de tensão, será utilizada a técnica descrita em [148], onde uma parcela ΔV é somada quando a corrente é positiva e subtraída quando a corrente é negativa. A parcela ΔV é dada por

$$\Delta V = \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_c} (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (4.43)$$

onde t_d é o tempo morto, t_{on} é o tempo para o interruptor começar a conduzir, t_{off} o tempo para o interruptor bloquear, V_{sat} é a queda de tensão na condução do interruptor, V_d é a queda de tensão no diodo em anti-paralelo com o interruptor e V_{dc} representa a tensão do barramento.

Como visto na equação (4.43), o primeiro termo considera que o tempo morto e o tempo de condução do interruptor contribuem para a perda de tensão. Já o tempo de bloqueio faz com que o interruptor conduza mais tempo que o esperado, fornecendo assim maior tensão que programado. Este tempo, relativo a um período de comutação, é multiplicado pela tensão efetiva que deveria ter sido imposta, dada pela tensão do barramento subtraída da queda de tensão no interruptor e adicionada da queda de tensão sobre o diodo. O segundo termo é

relativo à queda de tensão sobre os semicondutores ao longo de todo período, onde é feita a consideração que cada semicondutor conduz metade do tempo.

A frequência de comutação do conversor é de 20 kHz. O tempo morto foi definido em $1 \mu\text{s}$, equivalente a 2% do período de comutação. O interruptor utilizado, (IGBT IKW40N65F5), para a corrente de coletor fornecida pelo *driver*, tem tempos de comutação de $t_{on} = 40 \text{ ns}$ e $t_{off} = 185 \text{ ns}$. Os valores de queda de tensão nos semicondutores variam dependendo da corrente que os circulam, na tabela 4.2 é exibida a queda de tensão para quatro diferentes níveis de corrente: 1 A, 3 A, 5 A e 10 A.

Tabela 4.2 – Queda de tensão nos interruptores na temperatura de junção de $T_j = 150^\circ$.

	1 A	3 A	5 A	10 A
V_{sat}	0,75 V	0,85 V	1 V	1,3 V
V_d	0,6 V	0,75 V	0,9 V	1,3 V

Calculando o valor de ΔV da forma como mostrado na equação (4.43), obtêm-se os valores exibidos na tabela 4.3

Tabela 4.3 – Termo ΔV para diferentes níveis de corrente.

	1A	3A	5A	10A
ΔV	0,017	0,018	0,018	0,020

Por meio de simulação, é possível comparar a tensão média quase instantânea que deveria ser aplicada pelo conversor e a tensão que é efetivamente aplicada 4.14(a). A diferença entre elas é a perda de tensão devido ao tempo morto e a queda de tensão nos interruptores, exibida na figura 4.14(b). Na simulação, a perda de tensão, no valor máximo de corrente, teve um valor próximo de 8 V. Como a tensão do barramento é de 380 V, o acréscimo a ser incluído na moduladora é de $\frac{8}{380} = 0,021$. Muito próximo ao valor previsto teoricamente.

Nota-se também pela figura 4.14, que nas proximidades do cruzamento com zero, a compensação não é necessária. Desta forma, foi decidido determinar uma margem de 4% em torno do cruzamento de zero, onde não é feita a aplicação da compensação.

O termo ΔV deve ser somado ao sinal modulador quando o sentido da corrente for positivo e subtraído quando negativo. Para siste-

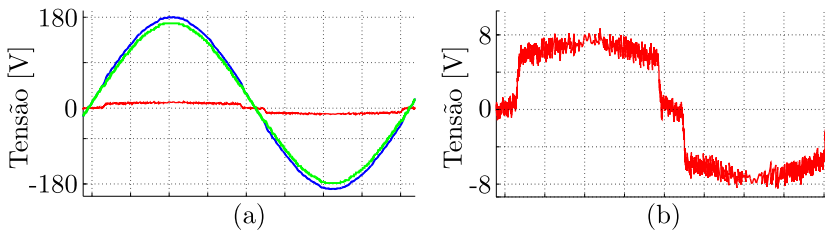


Figura 4.14 – Resultado de simulação do inversor operando em malha fechada, com o controlador *deadbeat* de 4^a ordem: (a) tensão teoricamente gerada pelo conversor, tensão de fato gerada e diferença entre elas (b) detalhe da diferença entre as tensões.

mas em malha aberta e sistemas somente com controle de tensão, em diversas vezes é complexo saber o sentido da corrente, uma vez que a corrente, ao se aproximar de zero, pode mudar diversas vezes de sentido devido à ondulação. No entanto, em sistemas de corrente controlada, como o conversor estudado neste trabalho, seu sentido pode ser obtido mais facilmente pela referência de corrente. Na figura 4.15 é mostrada a comparação por simulação da corrente na fase a do conversor operando com e sem compensação.

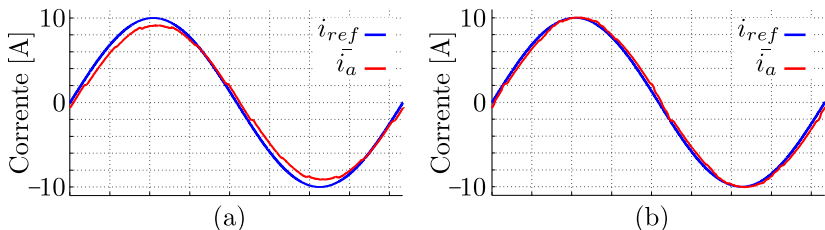


Figura 4.15 – Resultado de simulação da corrente de referência e do valor médio quase instantâneo da corrente do inversor operando em malha fechada, com o controlador *deadbeat* de 4^a ordem: (a) sem a compensação da perda de tensão e (b) com compensação da perda de tensão.

A figura 4.16 mostra resultados experimentais do inversor operando com e sem a compensação proposta em uma referência de 6 A. Cabe ressaltar que o inversor estava conectado a tensões de rede distorcidas.

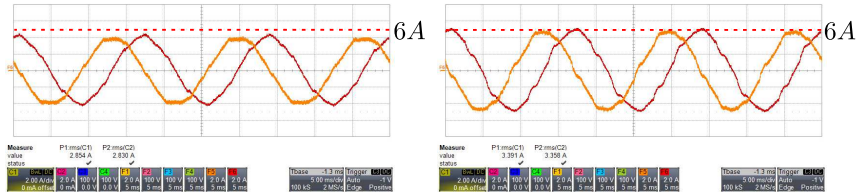


Figura 4.16 – Resultados práticos da corrente $i_{Lr\alpha}$ e $i_{Lr\beta}$ do inversor operando em malha fechada, com o controlador *deadbeat* de 4^a ordem: (a) sem a compensação da perda de tensão e (b) com compensação da perda de tensão.

4.7 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

O projeto do controlador proporcional+ressonante (PR) será feito visando respeitar valores especificados de frequência de corte e margem de fase da função de laço aberto. Na figura 4.17 é mostrada a função de transferência de laço aberto que relaciona a corrente com a tensão ($\frac{i(s)}{v(s)}$), tal como obtida no capítulo 2, para os valores nominais de projeto e para o pior caso de variação de parâmetros esperado para o sistema. Para este último foram considerados: aumento de 30% da indutância de L_c e L_r , aumento de 20% da capacitância de C_f e C_d e queda de 5% da resistência de R_d , em relação aos valores nominais. Também foi considerada uma indutância de 100 μH na rede. Para evitar que maiores variações paramétricas degradem a resposta do sistema em malha fechada, o projeto do controlador será feito considerando-se o pior caso.

A frequência de corte do sistema é geralmente escolhida na faixa de $\frac{1}{20}$ à $\frac{1}{6}$ da frequência de comutação do circuito [11]. Primeiramente, ao utilizar um filtro LCL, deve-se evitar frequências de corte acima da frequência de ressonância do filtro, uma vez que há uma brusca diminuição de fase à partir da frequência de ressonância. O circuito em questão opera com 20 kHz de frequência de comutação. Na figura 4.17 é mostrado um detalhe nas frequências desejadas para valor de frequência de corte, onde encontra-se um obstáculo causado pelo filtro LCL. Devido à ressonância do filtro, há risco de ocorrer um duplo cruzamento por zero no diagrama de Bode, tornando a análise mais complexa [149].

Para garantir robustez ao sistema, optou-se por limitar em 6 dB a margem de ganho de forma que, mesmo que haja o duplo cruzamento, o

sistema permaneça estável. Maiores análises serão feitas por diagramas de Nyquist para verificar tal afirmação.

Na figura 4.17 são exibidos os diagramas de Bode da função de laço, para o sistema com valores nominais, $P(s)$, e para o sistema considerando o pior caso das variações paramétricas, $P_{pc}(s)$. Para atender o limite de margem de ganho, a frequência máxima de corte é limitada em 750 Hz.

Optou-se pelo valor de 60° para margem de fase por ser um bom compromisso entre estabilidade e respostas dinâmicas em transitórios, como sugerido em [11].

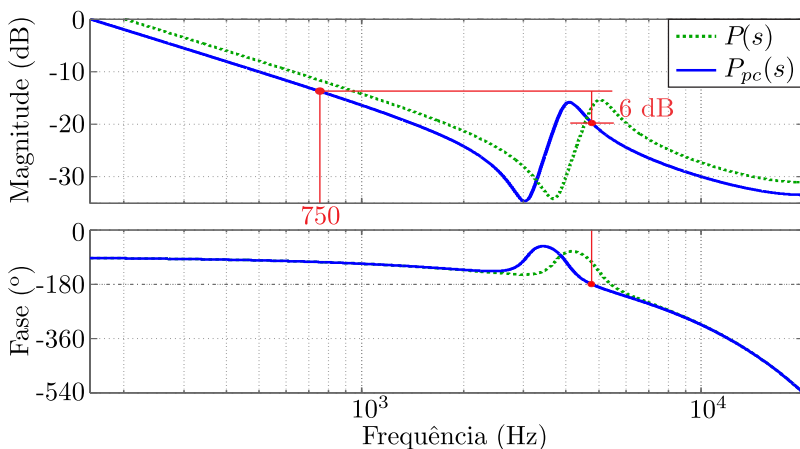


Figura 4.17 – Diagramas de Bode da função de transferência de laço .

Como explicado no capítulo 3, é possível projetar um controlador ressonante “ideal”, que forneça um ganho teoricamente infinito na frequência de ressonância, ou um controlador “não ideal”, que fornece um ganho limitado em tal frequência e contenha uma variável de amortecimento que influencia a largura de banda do controlador.

Este trabalho propõe uma metodologia de projeto para um controlador proporcional+ressonante “não ideal”. Uma vez que o controlador “ideal” possui os polos sobre o eixo imaginário e, uma vez que o controlador é realizado de forma digital, os coeficientes gerados nos cálculos terão de ser arredondado para serem implementados em um dispositivo digital. Desta forma, os polos podem ser deslocados minimamente para o eixo imaginário, tornando o sistema instável [137].

O projeto de um controlador proporcional+ressonante requer o ajuste de quatro parâmetros: a) Ganho proporcional k_p ; b) Ganho res-

sonante k_i ; c) Frequência de ressonância ω_o ; d) Termo de amortecimento ω_c . Sua função de transferência é dada por

$$C_{PR}(s) = \frac{2 \cdot k_i \cdot \omega_c \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_c \cdot s + \omega_o^2} + k_p \quad (4.44)$$

a) Ganho proporcional k_p : define o ganho a ser implementado ao longo de todo espectro. Caso os termos ressonantes localizem-se em frequências distantes da frequência de corte, define praticamente sozinho a frequência de corte do sistema.

b) Ganho da parcela ressonante k_i : define o ganho do controlador na frequência de ressonância. Influencia a fase do sistema nas frequências próximas à frequência de ressonância.

c) Frequência de ressonância ω_o : define a frequência de maior ganho do controlador.

d) Termo de amortecimento ω_c : termo que evita o ganho infinito na frequência de ressonância, quanto maior, mais separados os polos ressonantes serão e mais ampla será a faixa de ganho da parcela ressonante.

A principal razão pela utilização de um controlador proporcional+ressonante para o controle do inversor é o elevado ganho que proporciona na frequência de 60 Hz. Desta forma, define-se o termo ω_o

$$\omega_o = 2\pi 60. \quad (4.45)$$

A fase do controlador, logo após a ressonância, será de 90° e retornará a zero conforme o ganho proporcional seja maior que o ganho ressonante. A fim de obter uma boa margem de fase para o sistema, espera-se pouca degradação da fase causada pela ação ressonante na frequência de cruzamento, ou seja, ganho mínimo referente à parcela ressonante na frequência de cruzamento. Desta forma, a frequência de cruzamento do sistema é definida principalmente, ou exclusivamente, pela parcela proporcional.

O ganho proporcional, portanto, é o ganho necessário para levar a frequência de corte desejada (f_c) na função de laço à zero.

$$k_p = \frac{1}{|FTLA_{nc}(f_c)|} \quad (4.46)$$

O termo k_i juntamente com o termo ω_c , definem a largura da banda de atuação do controlador, centrada na frequência de ressonância. A figura 4.18 apresenta a variação destes termos no domínio da frequência. A figura 18(a) mostra a variação do termo k_i para um ω_c

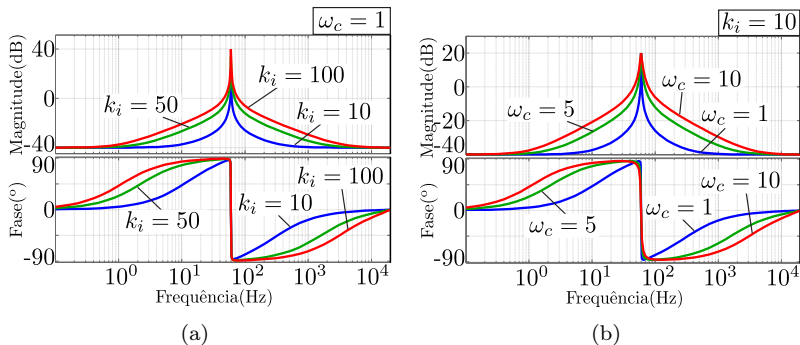


Figura 4.18 – Diagramas de Bode do controlador proporcional+ressonante (a) Mantendo o termo $\omega_c = 1$ constante para diferentes k_i ; (b) Mantendo o termo $k_i = 10$ constante para diferentes ω_c .

fixo. A figura 18(b) ilustra a variação de ω_c para k_i fixo. Como visto, ambos os valores influenciam o ganho e a fase na banda de atuação do controlador. Portanto, há um compromisso entre o ganho na frequência de ressonância, a margem de fase do sistema e a seletividade da 'banda ressonante'.

Considerando que $k_i \gg k_p$, é interessante analisar que, mantendo-se constante o valor do produto $k_i \cdot \omega_c$, os zeros do controlador não mudam de posição; apenas os polos ressonantes mudam. Esta afirmação é verificada ao analisar a equação (4.47), que mostra a soma do termo ressonante e do termo proporcional. Sendo assim, com diferentes valores de ω_c e k_i , porém mantendo o valor do produto entre eles, as respostas em frequência serão praticamente iguais em todo espectro, exceto em uma seleta banda próxima à frequência de ressonância [150].

$$C_{PR}(s) = \frac{s^2 \cdot k_p + s(k_p \cdot 2 \cdot \omega_c + k_i \cdot 2 \cdot \omega_c) + \omega_o^2 \cdot k_p}{s^2 + s \cdot 2 \cdot \omega_c + \omega_o^2} \quad (4.47)$$

A figura 4.19 mostra a resposta em frequência para controladores com o produto $\omega_c \cdot k_i$ constante, e um detalhe na frequência de ressonância. Verifica-se que a fase do sistema na frequência de corte desejada permanece inalterada. Portanto, para se obter o maior ganho na frequência de ressonância, deve-se utilizar o menor valor de ω_c possível, limitado apenas pela precisão do dispositivo digital a ser usado. Zerar o termo ω_c levaria à equação do controlador "ideal".

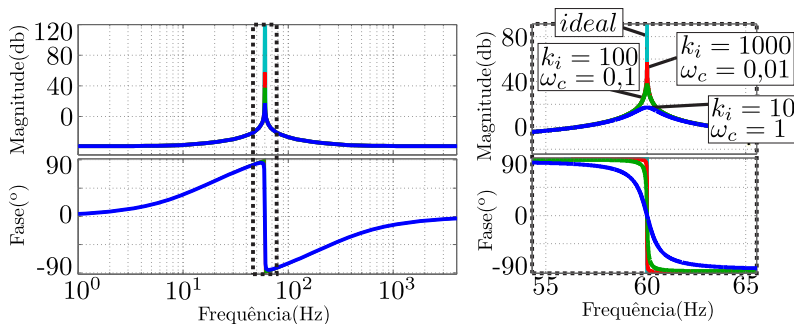


Figura 4.19 – Diagrama de Bode do controlador proporcional+ressonante para diferentes valores de ω_c e k_i para valores constantes do produto $\omega_c \cdot k_i$ e controlador ideal com $ki = 10$.

Por fim, com o valor de ω_c fixo, a única variável restante para a função de transferência de laço aberto é o termo k_i , que pode ser definida em função da margem de fase desejada para a função de laço aberto.

$$\arg(FTLA(f_c)) + 180 = M_f \quad (4.48)$$

Para o sistema em questão, foram definidos como requisitos do projeto uma frequência de corte de 1 kHz e uma margem de fase de 55° . Utilizando-se a metodologia proposta, obtêm-se os parâmetros exibidos na tabela 4.4. A função de transferência de laço aberto com o controlador é exibida na figura 4.20.

Tabela 4.4 – Valores das variáveis do controlador proporcional+ressonante (PR).

Parâmetro	Valor
ω_o	$60 \cdot 2 \cdot \pi$
k_p	4,8
ω_c	0,0001
k_i	$34 \cdot 10^6$

Ao considerar maiores valores de indutância presentes na rede, a ressonância do filtro se torna menos amortecida, de modo a ocorrer um duplo cruzamento por zero no diagrama de Bode da função de laço aberto. Desta forma, é cabível analisar o sistema por diagramas de

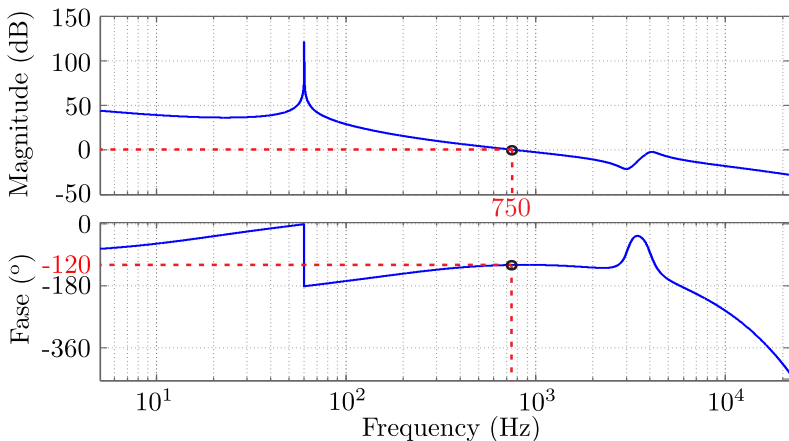


Figura 4.20 – Função de transferência de laço aberto com controlador proporcional+ressonante.

Nyquist. Na figura 4.21, é exibido o diagrama de Bode e de Nyquist para valores da impedância da rede de $100 \mu\text{H}$, $500 \mu\text{H}$ e $1500 \mu\text{H}$.

O diagrama de Nyquist foi limitado à frequência mínima de 300 Hz , pois o alto ganho na frequência de ressonância impossibilita a visualização adequada do ponto $-1 + 0j$. Pode-se ver que mesmo com altos valores de indutância presentes na rede, o ponto $-1 + 0j$ não é englobado no diagrama, garantindo assim a estabilidade do sistema mesmo diante de grandes variações de indutância da rede.

Por fim, é feita a discretização do controlador. De acordo com [38], optou-se pelo método de discretização de *Tustin*. O controlador no domínio ‘ z ’ é exibido na equação 4.49.

$$C_{PR}(z) = \frac{z^2 k_1 - z k_2 + k_3}{z^2 - z k_4 + k_5} \quad (4.49)$$

Onde:

$$\begin{cases} k_1 = 4.885083191678422 \\ k_2 = -9.599572764558742 \\ k_3 = 4.714916784298087 \\ k_4 = 1.999910992616405 \\ k_5 = -0.999999994995106 \end{cases} \quad (4.50)$$

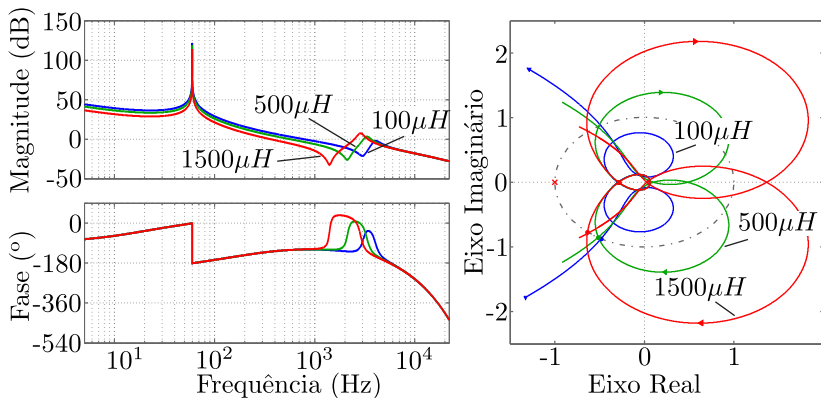


Figura 4.21 – Função de transferência de laço aberto com controlador proporcional+ressonante para diferentes valores de indutância da rede, Diagramas de Bode (esquerda), diagrama de Nyquist (direita)

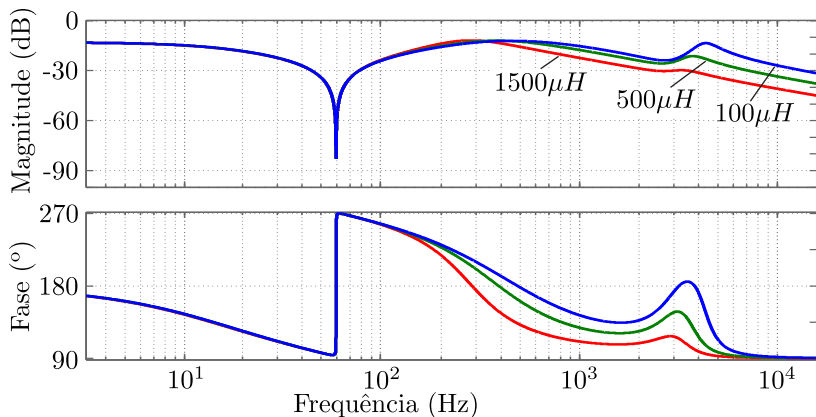


Figura 4.22 – Diagrama de Bode da corrente da rede para a tensão da rede $\frac{i_{Lr}(s)}{v_g(s)}$ do sistema em malha fechada, com controlador proporcional+ressonante, para diferentes valores de indutância da rede.

Como foi citado anteriormente, quando se utiliza pequenos valores do termo ω_c , os termos do controlador discretizado requerem uma boa precisão. Por exemplo, se o termo k_4 for arredondado para 2, o controlador perde sua característica ressonante como exibido na figura 4.23.

Na figura 4.23 é mostrada a admitância do conversor em malha fechada vista pela tensão da rede. Fica evidente a capacidade de rejeição de componentes em 60 Hz do controlador, já que é obtido um baixo valor de admitância em tal frequência.

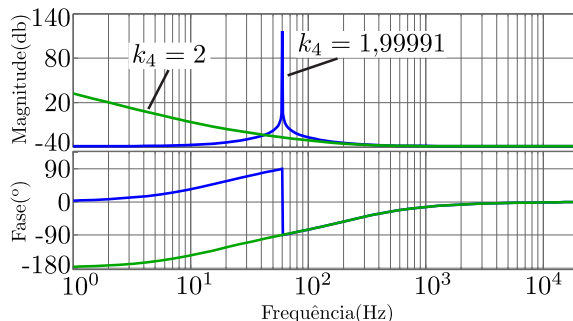


Figura 4.23 – Admitância do conversor em malha fechada vista pela tensão da rede.

Há diversas metodologias para projeto do controlador PR, [19, 139, 150, 151]. A metodologia aqui apresentada foi baseada em critérios de margem de fase e frequência de corte.

4.8 PROPOSTA DE UM CONTROLADOR HÍBRIDO

Nas seções anteriores, foram apresentados um controlador *dead-beat* e um controlador proporcional ressonante. O primeiro apresenta a melhor dinâmica entre os controladores lineares, mas não garante erro estático nulo quando há variações paramétrica ou perturbações. O segundo garante um erro nulo na frequência fundamental, mas não é capaz de obter uma boa dinâmica.

Desta forma, é proposto somar os efeitos destes controladores em paralelo, da mesma forma como é feito com controladores repetitivos e com controladores ressonantes sintonizados em harmônicas. Espera-se obter um controlador que resulte em um erro estático nulo e apresente uma dinâmica rápida.

Para realização da soma dos controladores, é proposto utilizar um ganho para cada controlador variando de zero a um, assim como exibido na figura 4.24. Pretende-se, assim, limitar o efeito de cada controlador na resposta final. Uma vez que o controlador *deadbeat* possui múltiplas entradas e o PR possui dinâmica interna, a análise

matemática do controlador híbrido torna-se muito complexa. Portanto, é proposta a análise do efeito da variação dos ganhos dado a cada controlador por resultados de simulação.

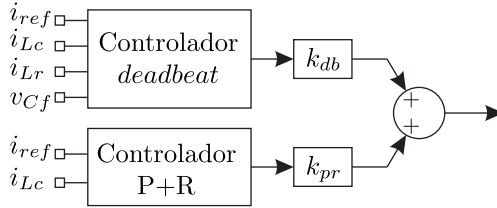


Figura 4.24 – Estrutura do controlador híbrido.

A simulação é feita da seguinte forma: o inversor conecta um barramento de 380 V à rede trifásica de tensão eficaz de 110 V. Uma referência de 5 A é mantida por 70 ms e, então, alterada para 10 A. O circuito de simulação visa representar o mais próximo possível o sistema real. Desta forma, será considerado: indutores com indutância variável, de acordo com os *datasheets* dos núcleos utilizados no protótipo; componentes de 5^a e 7^a harmônica, tipicamente observadas na tensão da rede, de 5% e 1% de amplitude em relação à tensão da rede; tempo morto do comando dos interruptores de 1 μ s. Os elementos passivos têm os mesmo valores citados no projeto dos controladores.

Foi utilizada uma função do *software* GeckoCIRCUITS para variar automaticamente os ganhos k_{db} e k_{pr} de 0,4 até 1, em um passo de 0,02, totalizando 900 simulações. Na análise dos resultados, foram gerados gráficos em três dimensões. No apêndice A são exibidas imagens e o código utilizado para realizar a simulação.

Para cada simulação foi medido: THD da corrente no indutor conectado a rede i_{Lr} ; amplitude da componente de 5^a harmônica na corrente da rede; tempo de subida da corrente no eixo dq (de 10% a 90%); sobressinal na corrente i_{Lr} no período transitório.

Na figura 4.25 é exibida a variação da distorção harmônica total presente na corrente do indutor do lado do conversor i_{Lc} , para variação dos ganhos k_{db} e k_{pr} .

Na figura 4.26 é exibida a porcentagem da componente de quinta harmônica, em relação à fundamental, presente na corrente do indutor do lado da rede i_{Lr} , para variação dos ganhos k_{db} e k_{pr} .

Para o cálculo do tempo de subida, realizou-se a transformação das variáveis para o eixo síncrono (dq), para que as variáveis senoidais tornem-se constantes. De forma a prevenir o comportamento comutado

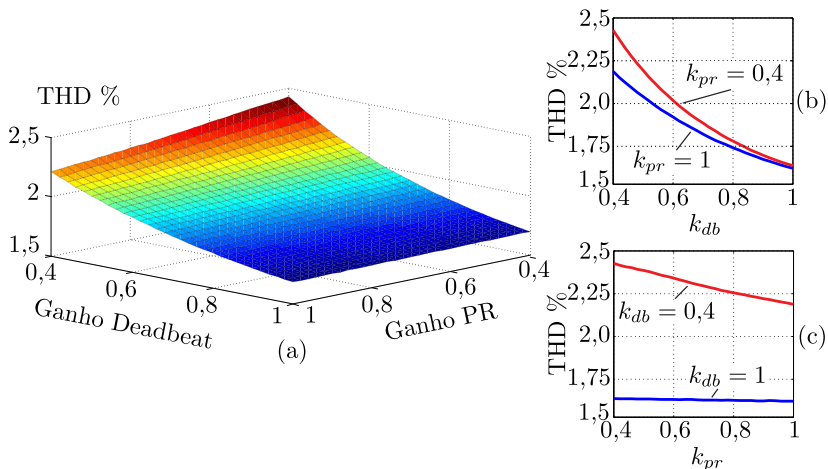


Figura 4.25 – (a) THD resultante na corrente do indutor L_r para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.

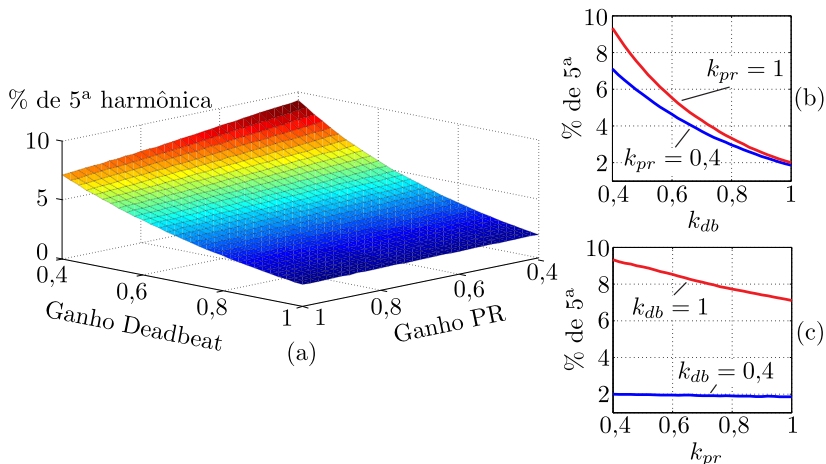


Figura 4.26 – (a) Componente da quinta harmônica presente na corrente do indutor L_r para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.

que interfere no cálculo, foi obtido o valor médio quase instantâneo. Por fim, foi calculado o tempo para a corrente ir de 10% até 90% de seu

valor de regime. O resultado para variação dos ganhos é exibido na figura 4.27.

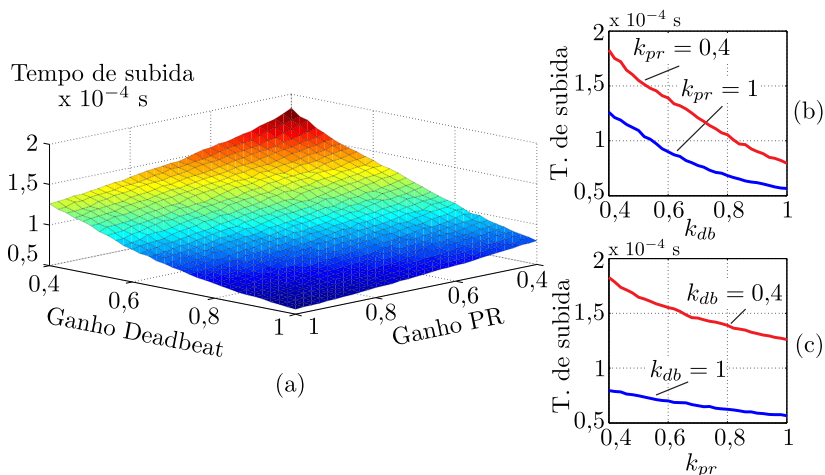


Figura 4.27 – (a) Tempo de subida para um degrau de referência de 5 A para 10 A da corrente do indutor L_c para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.

Devido à característica comutada da corrente no indutor do lado do conversor i_{Lc} , o sobressinal foi calculado na corrente do indutor do lado da rede i_{Lr} . Na figura 4.28 é exibido o gráfico para variação dos ganhos.

Por mais que o controlador *deadbeat* seja uma realocação dinâmica de polos, os gráficos o analisam como um controlador linear. Observa-se nos gráficos que o ganho que o pondera exerce maior influência no THD, na presença de 5^a harmônica, na dinâmica e no sobressinal. Já a parcela ressonante garante erro em regime permanente (ERP) nulo.

A variação de ganhos das parcelas dos controladores permite sintonizar o controlador de acordo com a resposta desejada em termos de tempo de subida, sobressinal e rejeição a perturbações. Na figura 4.29 são exibidos os resultados de simulação do controlador PR, do controlador *deadbeat* e do controlador híbrido com ganhos $k_{db} = 0,6$ e $k_{pr} = 0,6$ e com ganhos $k_{db} = 1$ e $k_{pr} = 1$.

Pelas formas de onda dos resultados de simulação, chega-se às seguintes conclusões:

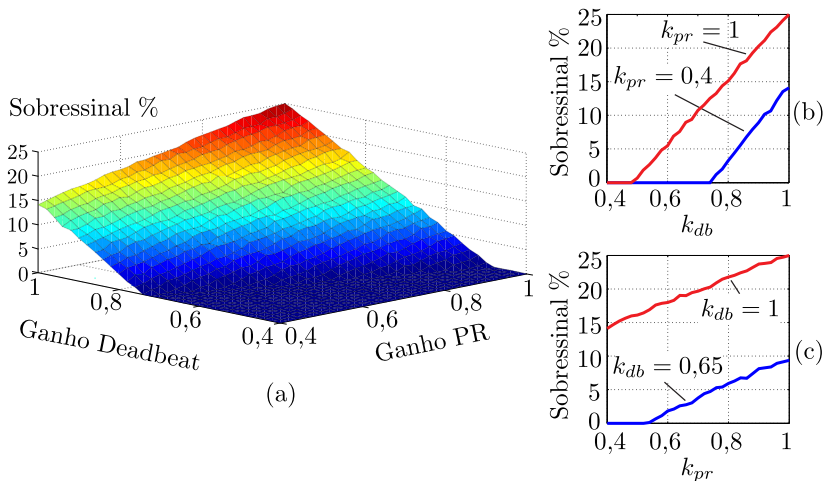


Figura 4.28 – (a) Sobressinal na corrente do indutor L_r para variação do ganho dos controladores. (b) Corte em duas dimensões mantendo k_{pr} constante e (c) mantendo k_{db} constante.

Apenas um controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental não é capaz de rejeitar as componentes harmônicas presentes na rede. Porém, garante erro em regime permanente (ERP) nulo na frequência fundamental, assim como é assegurado pelo princípio do modelo interno.

O controlador *deadbeat*, sem compensações de perda de tensão, não é capaz de obter um erro em regime permanente nulo, porém rejeita bem as perturbações das harmônicas da rede e apresenta uma boa resposta dinâmica.

O controlador híbrido consegue assumir as boas características dos dois controladores. O erro nulo é garantido, as perturbações são rejeitadas e a dinâmica é rápida. Para melhor visualização, os resultados são apresentados no gráfico radar exibido na figura 4.30. Os valores foram normalizados pelo maior resultado de forma a possibilitar a comparação dos dados de forma percentual.

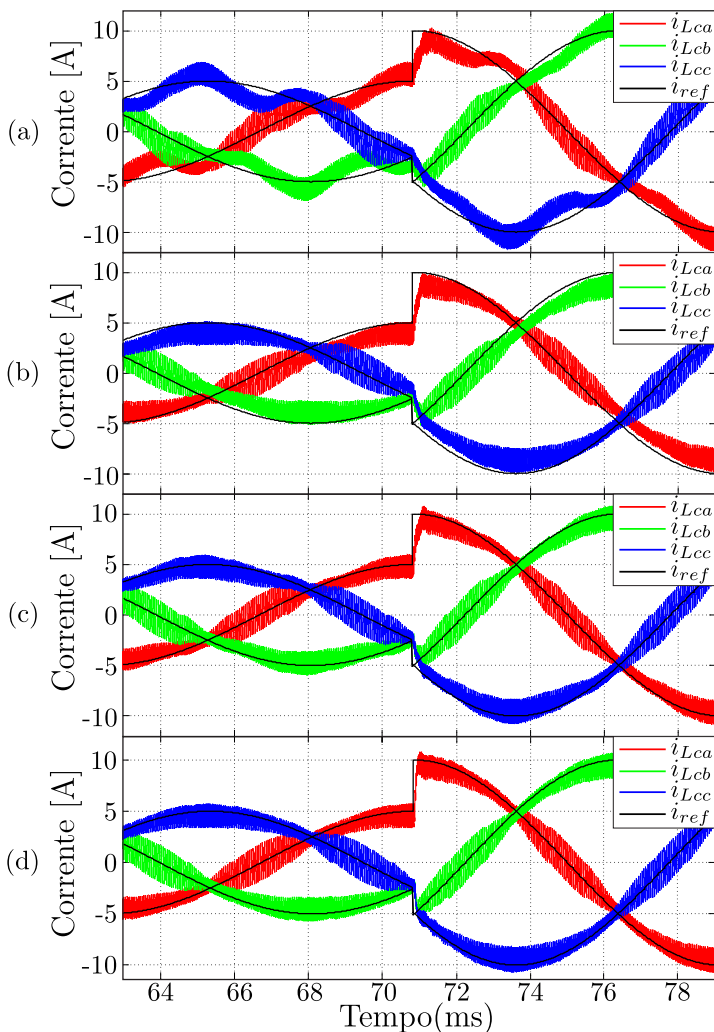


Figura 4.29 – Resultados de simulação de um degrau de corrente de 5 para 10 A. (a) Controlador Ressonante; (b) Controlador *deadbeat*; (c) Controlador Híbrido com ganhos $k_{db} = 0,6$ e $k_{pr} = 0,6$; (d) Controlador Híbrido com ganhos $k_{db} = 1$ e $k_{pr} = 1$.

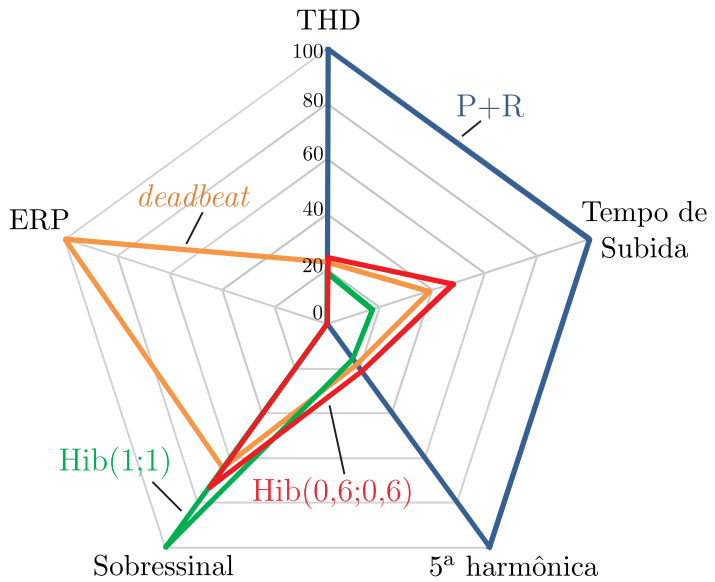


Figura 4.30 – Gráfico radar com os controladores proporcional ressonante, *deadbeat*, híbrido com ganhos $k_{db} = 0,6$ e $k_{pr} = 0,6$ e híbrido com ganhos $k_{db} = 1$ e $k_{pr} = 1$

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

De forma a validar os resultados de simulação, utilizou-se um protótipo de um VSI, projetado em [152] com potência nominal de 10 kW. A estratégia de controle foi implementada em um Controlador Digital de Sinais (DSC) TMS320F28335 32-bits 150 MHz. O protótipo é alimentado por uma fonte CC em 380 V e tem como tensão de fase de saída nominal 110 V / 60 Hz. Os interruptores Infineon IKP40N65F5, IGBT de 650 V / 40 A, operam com frequência de comutação $f_s = 20$ kHz. Os elementos do filtro apresentam as seguintes especificações:

- Indutor do lado do conversor $L_c = 460 \mu\text{H}$ núcleo APH46P60 Amocore $\times 2$;
- Indutor do lado da rede $L_r = 230 \mu\text{H}$ núcleo Magnetics 0078192A7;
- Capacitor $C_f = 4 \mu\text{F}$;
- Capacitor $C_d = 2 \mu\text{F}$;
- Resistor $R_d = 12 \Omega$;

A conexão com a rede é feita por um variac. Devido a seu grande valor de indutância de dispersão, foi utilizado um filtro capacitivo, com ramo de amortecimento RC de forma compensar este comportamento indutivo. O filtro é composto por um capacitor $C_v = 15,3 \mu\text{F}$ em paralelo com um ramo de amortecimento composto por um resistor $R_p = 16 \Omega$ e um capacitor $C_p = 15,3 \mu\text{F}$.

Na figura 5.1 é exibido um diagrama geral de todos os componentes.

Foram inseridas cargas resistivas dos lados CA e CC, de forma a garantir maior segurança à fonte CC, a qual não tem capacidade de absorver energia. O valor dos resistores são: $R_{AC} = 90 \Omega$; $R_{DC} = 190 \Omega$. Os demais elementos do sistema são:

- Fonte CC: Magna-Power Electronics XRii600-9.9;
- Osciloscópio: LeCroy WaveRunner 610Zi (12 bits/ 600 MHz);
- Variac: STP VTE-011 10 kVA trifásico.

O procedimento para a realização dos testes foi o seguinte: todos os interruptores são comandados a permanecer bloqueados; a fonte CC

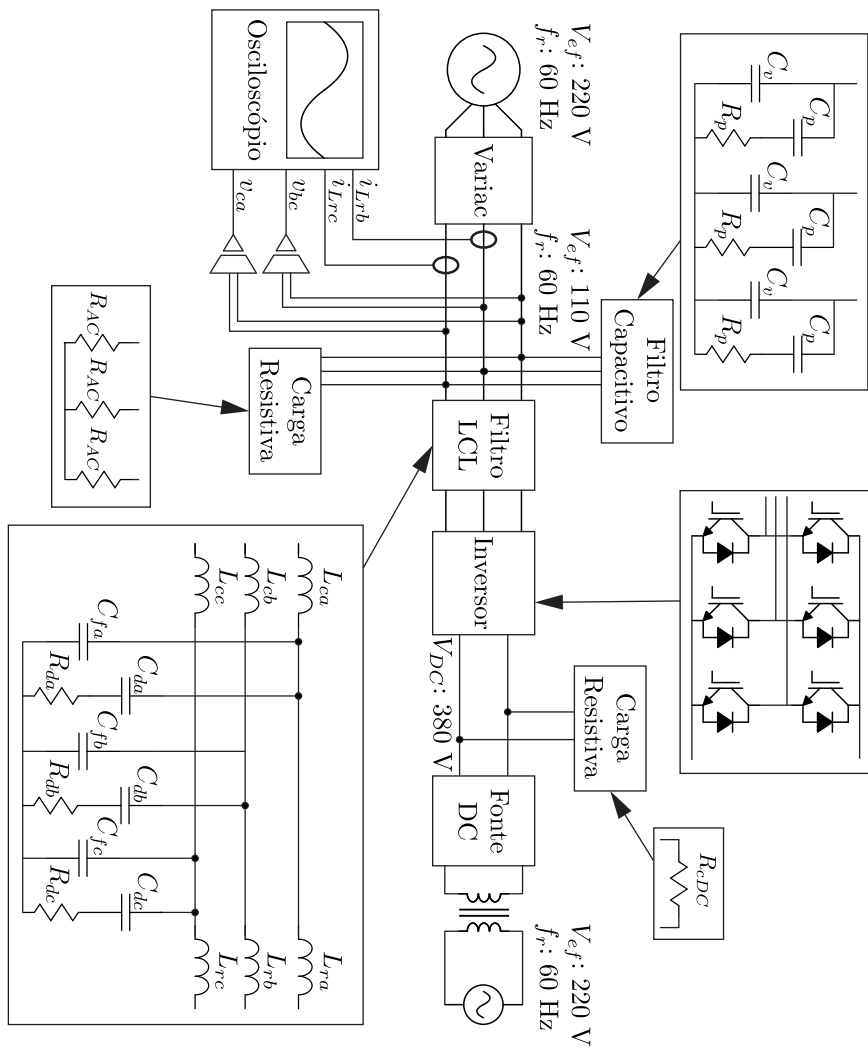


Figura 5.1 – Diagrama completo do procedimento dos testes.

é ligada em 380 V; a tensão no Variac é ajustada para 110 V; a partir da medição das tensões nos capacitores o PLL rastreia o ângulo da rede e gera referências em fase; os interruptores são comandados.

Foram realizadas as seguintes medições no osciloscópio: correntes nos indutores conectados à rede i_{Lrb} e i_{Lrc} e tensões nos terminais do

variáveis v_{ab} e v_{ca} . Uma vez que a soma das correntes das três fases é nula e a soma das três tensões de linha também, a corrente i_{Lra} e a tensão v_{bc} são obtidas por funções matemáticas do osciloscópio. Em seguida foram calculadas as correntes e tensões no eixo α, β .

São apresentados nas figuras 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, e 5.6 os resultados experimentais de um degrau de referência de 3 A para 6 A para os controladores *deadbeat* 4^ª ordem (DB4), proporcional ressonante (PR), híbrido (DB4+PR), *deadbeat* 1^ª ordem (DB1) e híbrido (DB1+PR), respectivamente. Na visualização das figuras é evidente a distorção harmônica presente nas tensões da rede, o que torna este um bom teste para analisar a rejeição de perturbação das frequências harmônicas.

Na figura 5.2 visualiza-se que o controlador PR possui limitada capacidade de rejeição de perturbações nas frequências harmônicas presentes na rede. É conclusivo que seu uso em sistemas conectados à rede deve ser feito com mais parcelas ressonantes, sintonizadas nas componentes harmônicas mais presentes na tensão da rede.

Como visto na figura 5.4, o controlador DB4 com compensação de perda de tensão apresenta uma rápida resposta dinâmica e garante boa rejeição das harmônicas da rede. É notável também a distorção nos cruzamentos por zero, causadas principalmente pelo tempo morto.

O controlador DB1 mostrado na figura 5.3 opera sem a compensação de perda de tensão. Desta forma, é claro o erro em regime resultante, uma vez que o pico da senoide após o degrau de referência é menor que 5 A, quando a referência é de 6 A. A mesma compensação utilizada no controlador DB4 poderia ter sido usada. Evitou-se o uso apenas para ilustrar o efeito.

O controlador híbrido (DB4+PR) demonstrou um ótimo resultado, com boa rejeição de perturbações das harmônicas, boa dinâmica e bom seguimento de referência.

Já o controlador híbrido (DB1+PR), assim como a outra estratégia híbrida, apresenta boa regulação da corrente e uma boa resposta dinâmica. Porém, ao monitorar a função de modulação no *software* de edição, ambas as técnicas utilizando o DB1 apresentaram uma componente de alta frequência. Provavelmente devido à desconsideração da maior ordem do sistema modelado e ao atraso causado pelo filtro anti-*aliasing*, não considerado em seu projeto. Assim sendo, optou-se por não utilizá-los nos demais testes realizados.

A fim de comparar a capacidade de rejeições de harmônicas presentes na rede das diferentes estratégias de controle, calcula-se a distorção harmônica total (THD), a partir da medição de corrente da rede i_{Lra} , com uma referência de corrente de 10 A. Para o cálculo foi feita

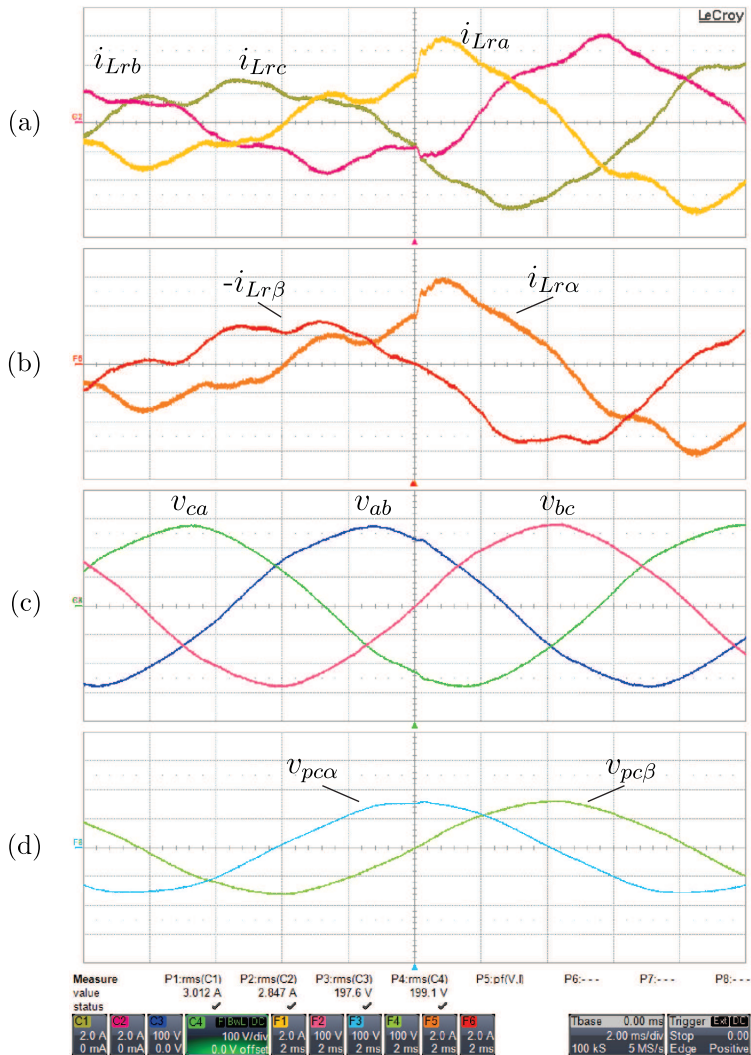


Figura 5.2 – Resultados experimentais utilizando o controlador proporcional ressonante em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

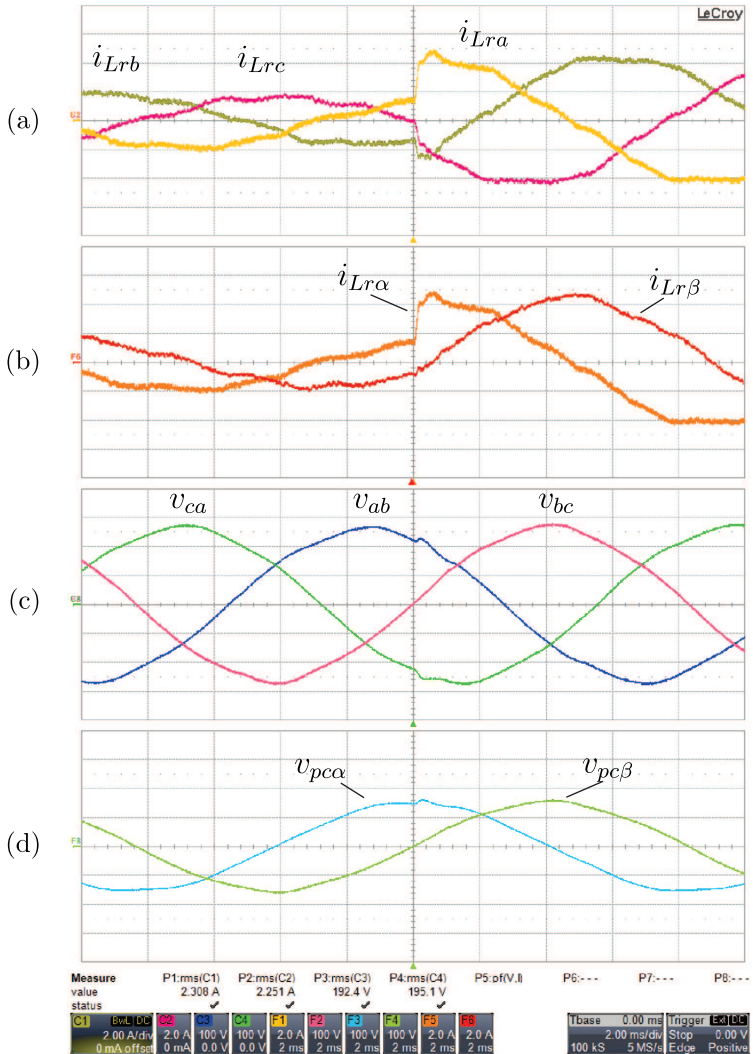


Figura 5.3 – Resultados experimentais utilizando o controlador *deadbeat* de primeira ordem (DB1) em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

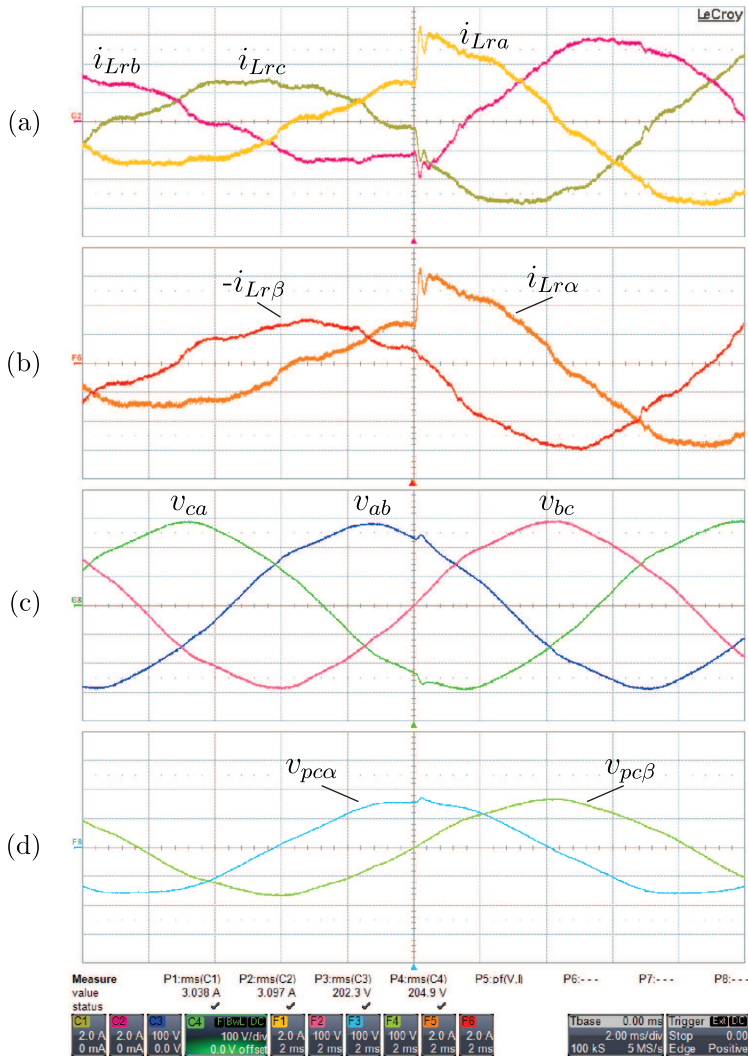


Figura 5.4 – Resultados experimentais utilizando o controlador *deadbeat* de quarta ordem (DB4) em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

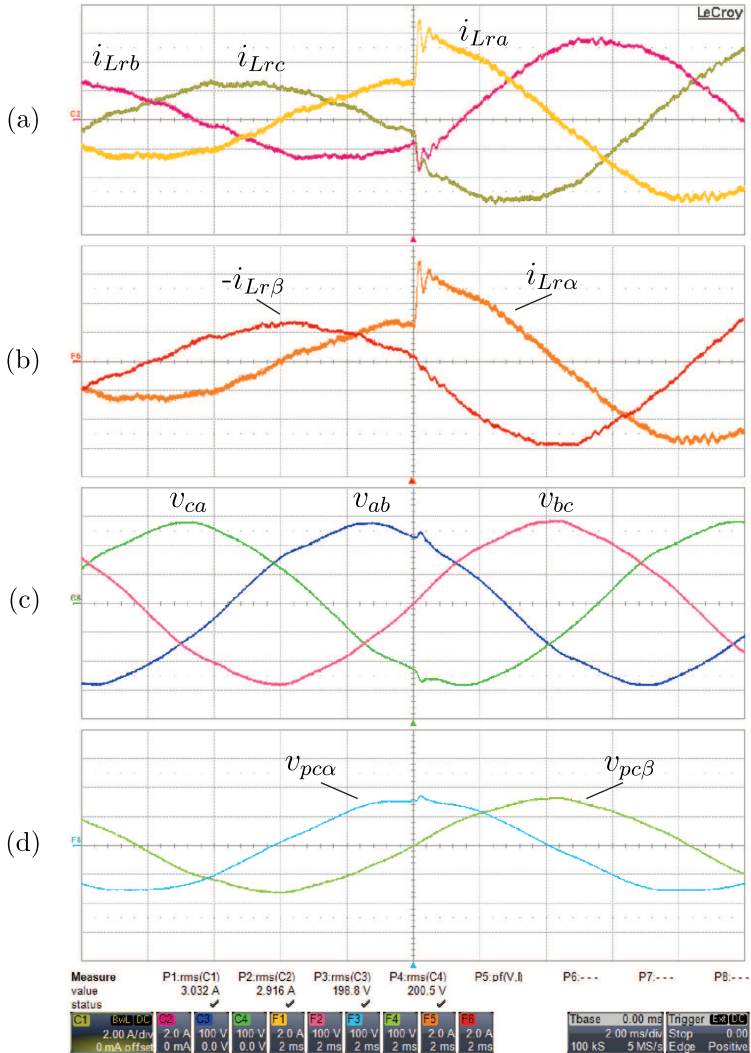


Figura 5.5 – Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB4+PR com ganhos $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$ em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

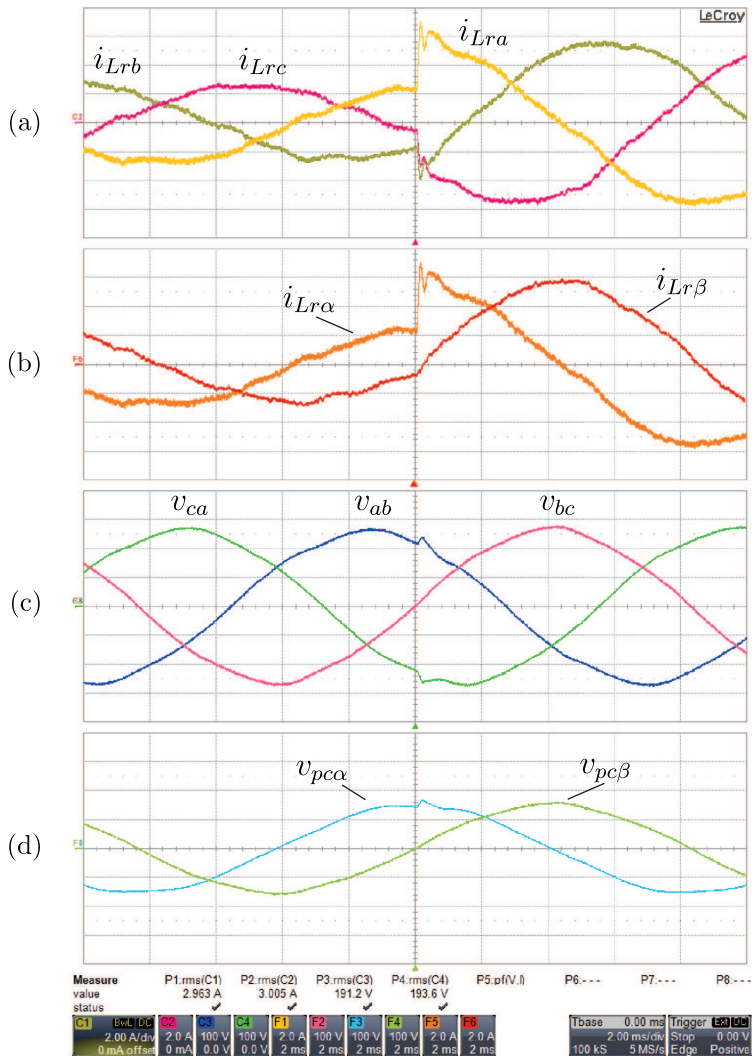


Figura 5.6 – Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB1+PR com ganhos $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$ em um degrau de referência de 3 A para 6 A (a) Correntes de fase (2 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (2 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

a aquisição dos pontos da medição do osciloscópio em uma taxa de 2,5 MHz. A figura 5.7 mostra a forma de onda das correntes na rede nas três fases, com as respectivas THD calculados para os controladores: (a) PR, (b) DB4 sem compensação, (c) DB4 com compensação, (d) híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$, (e) híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$. Nota-se que os menores valores de THD foram obtidos utilizando as estratégias híbridas, com pouca diferença entre elas.

São definidos por normas, os limites individuais para cada componente harmônica contido na conexão à rede. A norma brasileira NBR 16149, em vigência desde 1º de Março de 2014, estabelece recomendações para conexão entre sistemas fotovoltaicos e a rede elétrica. Nela são definidos limites percentuais para as componentes harmônicas, em relação à componente fundamental. Escolheu-se as especificações de harmônicos desta norma para ilustrar a efetividade dos controladores analisados.

Nas figuras 5.8, 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12 são exibidas as comparações entre os limites da norma e as componentes harmônicas presentes na corrente i_{Lra} para os controladores PR, DB4 sem compensação, (DB4) com compensação, híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$, híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$, respectivamente. Nota-se que, neste teste, apenas as técnicas híbridas encontram-se dentro dos limites. Porém, a fonte de alimentação CA (rede-variatic), apresenta altos níveis de componentes harmônicas de tensão, incluindo harmônicas de ordem par, como exibido na figura 5.13. O teste é inválido para qualificar o conversor, porém é um bom teste para demonstrar a capacidade de rejeição dos controladores.

A fim de testar os controladores conectados à uma rede fraca, retirou-se o filtro capacitivo conectado ao variatic, de forma que o conversor fique ligado diretamente à uma indutância de dispersão de aproximadamente $800 \mu H$ do variatic além da indutância equivalente presente na rede. As figuras 5.14, 5.15, 5.16, 5.17 e 5.18, ilustram a resposta do sistema a um degrau de referência de 5 A para 10 A, ao utilizar os controladores PR, DB4 sem compensação, DB4 com compensação, híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$ e híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$, respectivamente. Assim como foi obtido nos resultados teóricos, o sistema se torna mais lento e oscilante com os controladores *deadbeat* e proporcional ressonante.

Por fim, são exibidas na figura 5.19 as correntes no indutor do conversor i_{Lc} , em um degrau de referência de 5 A para 10 A, operando com o controlador DB4 com compensação. É notável sua rápida res-

posta dinâmica. Em torno de 8 períodos de comutação o sistema entra em regime.

As figuras 5.20 e 5.21 ilustram, respectivamente, o filtro LCL conectado ao inversor e o inversor utilizados para realização dos experimentos.

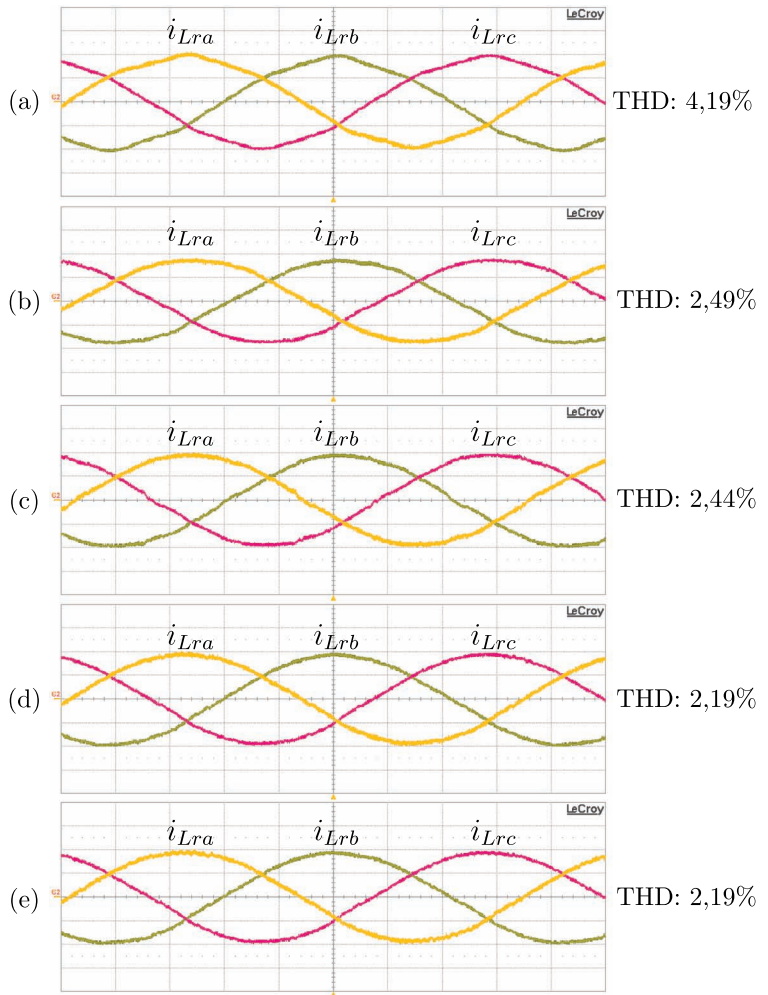


Figura 5.7 – Resultados experimentais das correntes injetadas na rede (3 A/div) utilizando os controladores: (a) Proporcional Ressonante; (b) *Deadbeat* sem compensação; (c) *Deadbeat* com compensação; (d) Híbrido $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$; (e) Híbrido $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$. A THD média da tensão durante os teste foi de 1,86%.

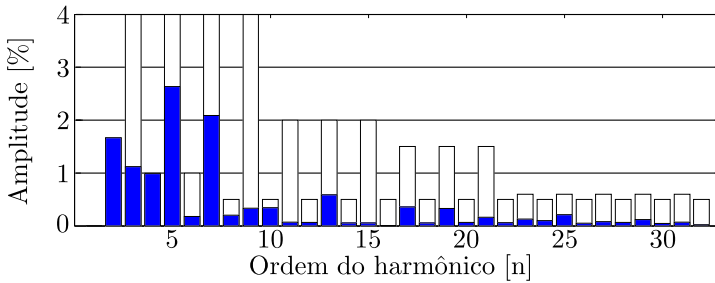


Figura 5.8 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao utilizar o controlador PR.

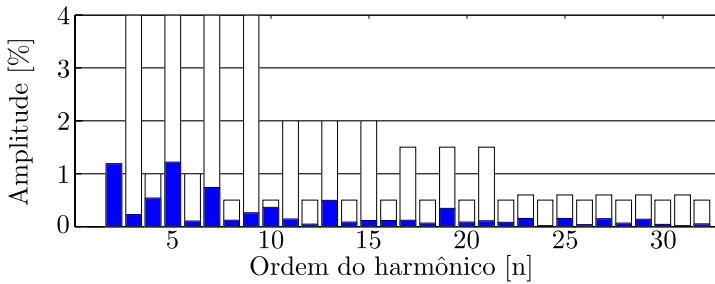


Figura 5.9 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao se utilizar o controlador DB4 sem compensação.

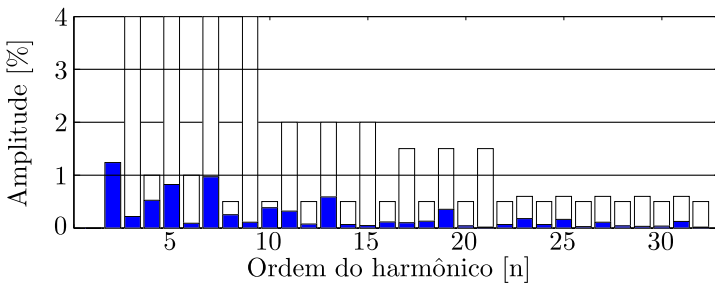


Figura 5.10 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao se utilizar o controlador DB4 com compensação.

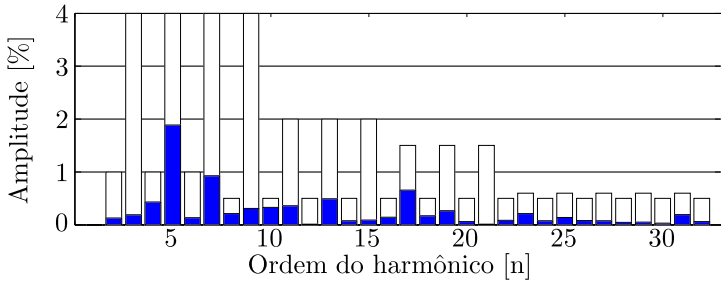


Figura 5.11 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao utilizar o se controlador híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$.

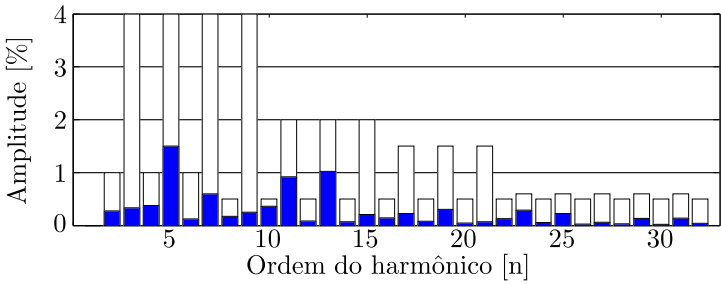


Figura 5.12 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede ao utilizar o se controlador híbrido (DB4+PR) $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$.

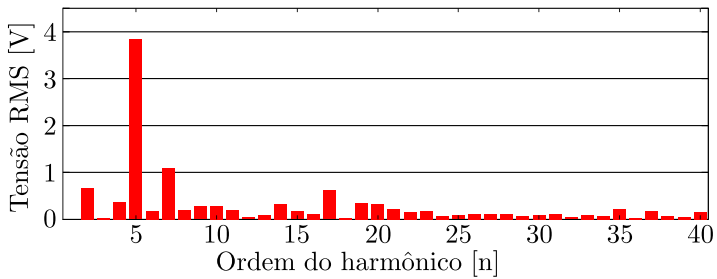


Figura 5.13 – Espectro harmônico da tensão medido no ponto de conexão ao conversor.

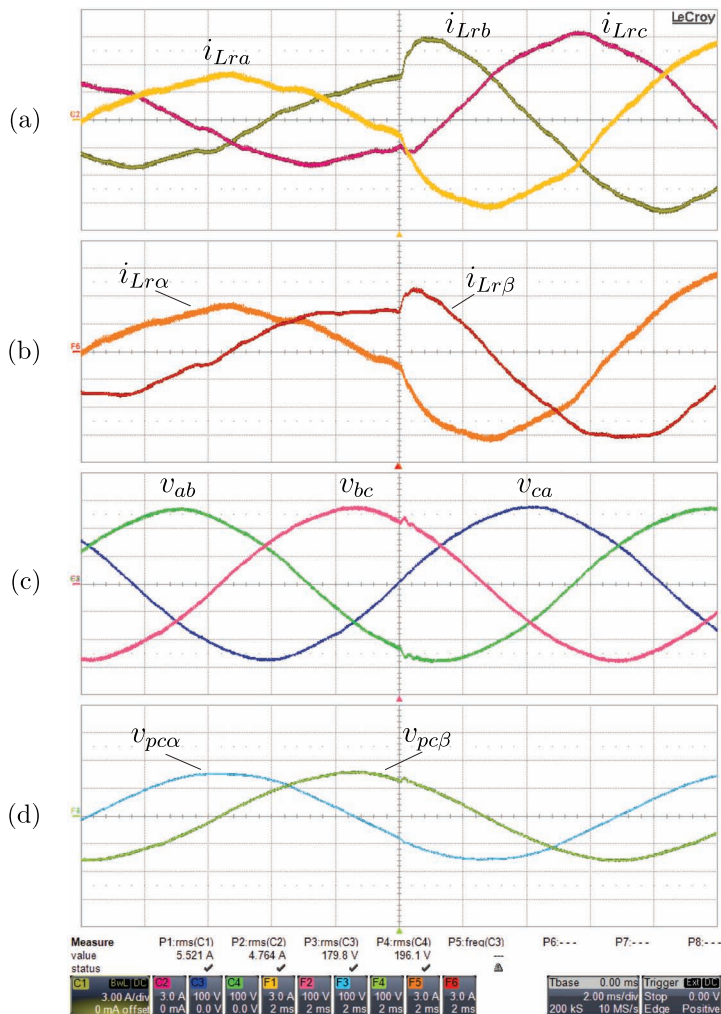


Figura 5.14 – Resultados experimentais utilizando o controlador proporcional ressonante em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

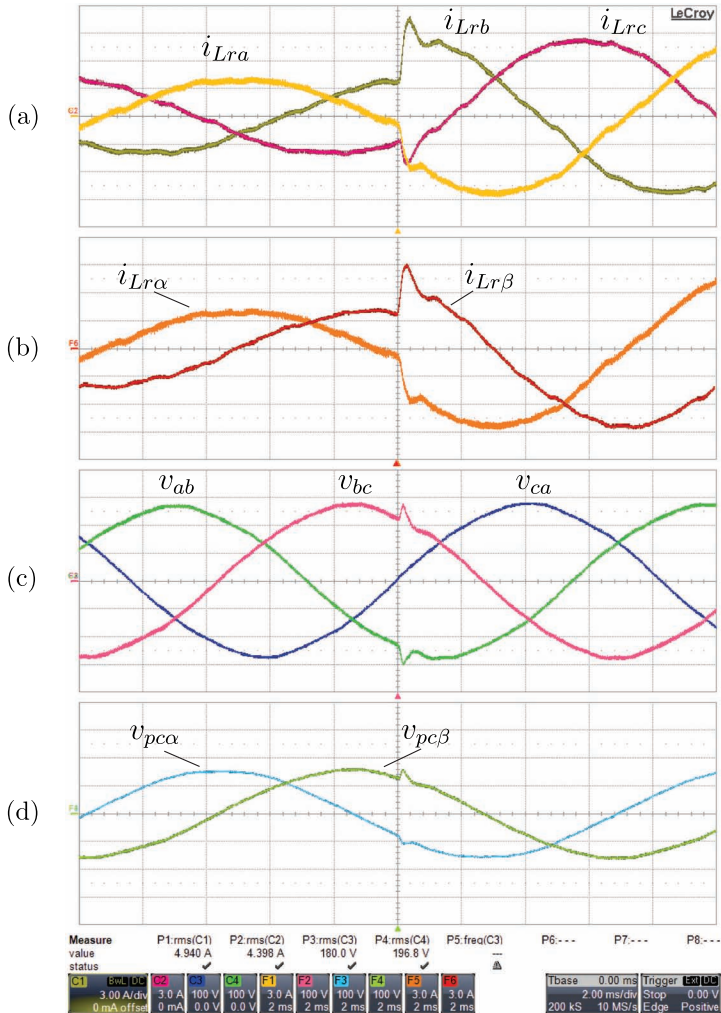


Figura 5.15 – Resultados experimentais utilizando o controlador *dead-beat* de 4ª ordem sem compensação de perda de tensão, em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

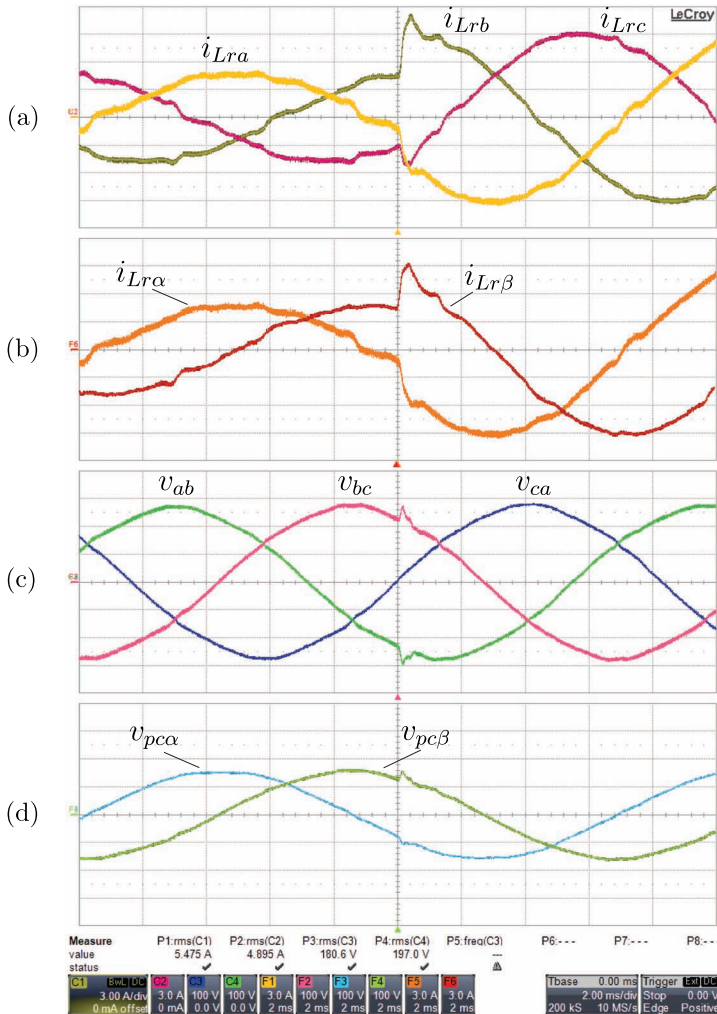


Figura 5.16 – Resultados experimentais utilizando o controlador *dead-beat* de 4ª ordem com compensação de perda de tensão em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

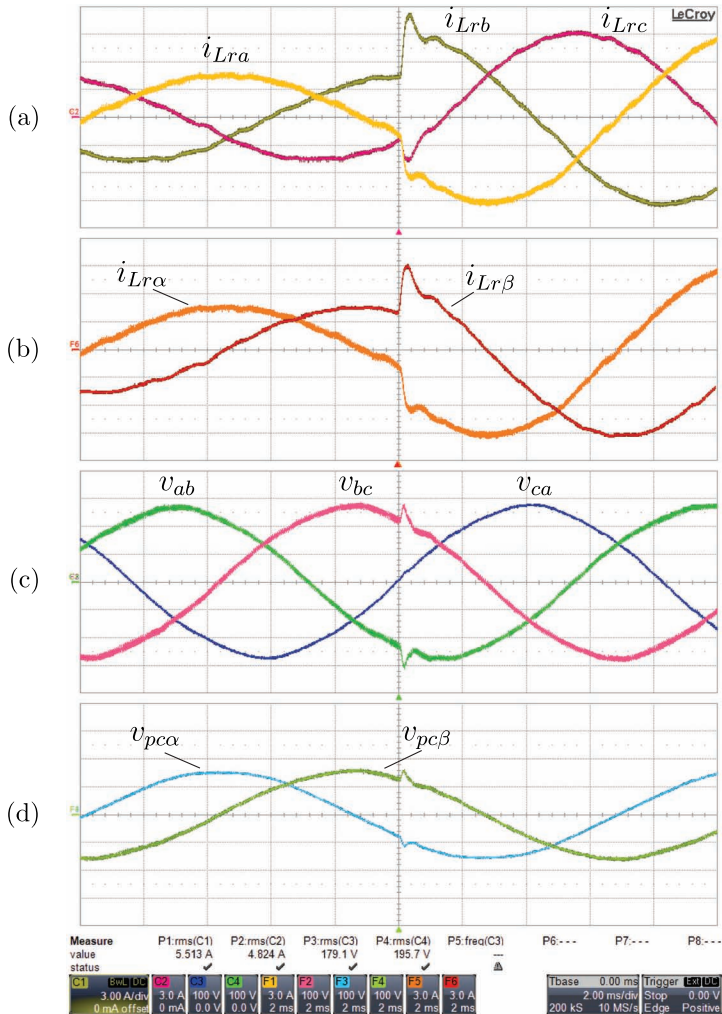


Figura 5.17 – Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB4+PR com ganhos $k_{pr} = 0,8$ e $k_{db} = 0,8$ em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

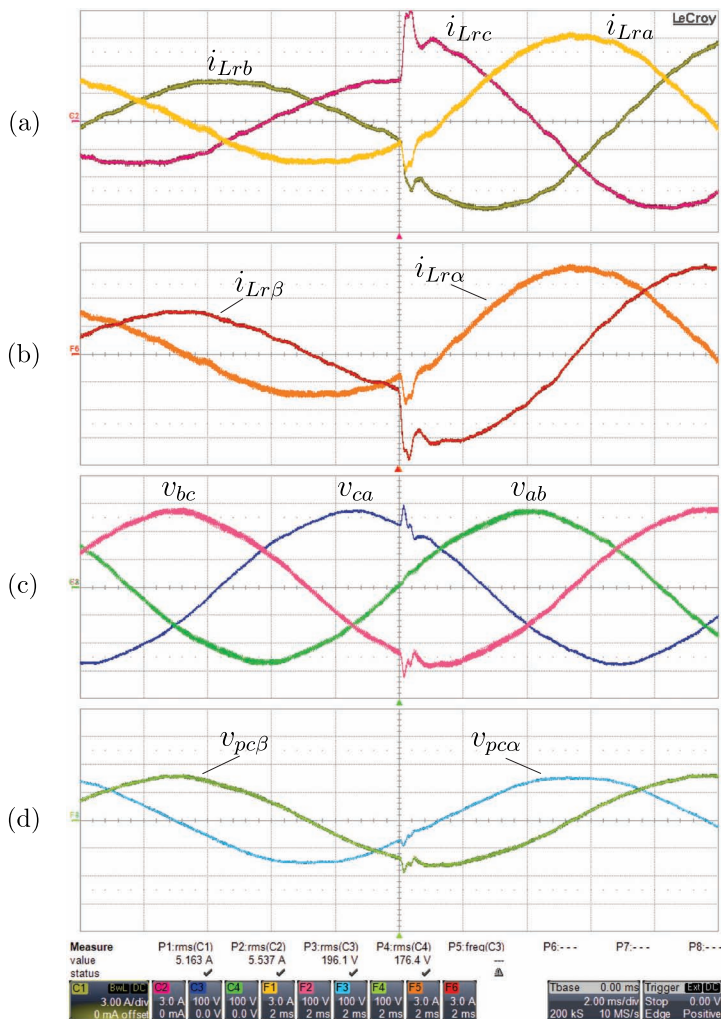


Figura 5.18 – Resultados experimentais utilizando o controlador híbrido DB4+PR com ganhos $k_{pr} = 1$ e $k_{db} = 1$ em um degrau de referência de 5 A para 10 A (a) Correntes de fase (3 A/div); (b) Correntes no eixo α, β (3 A/div); (c) Tensões de linha nos terminais do conversor (100 V/div); (d) Tensões de fase no eixo α, β (100 V/div).

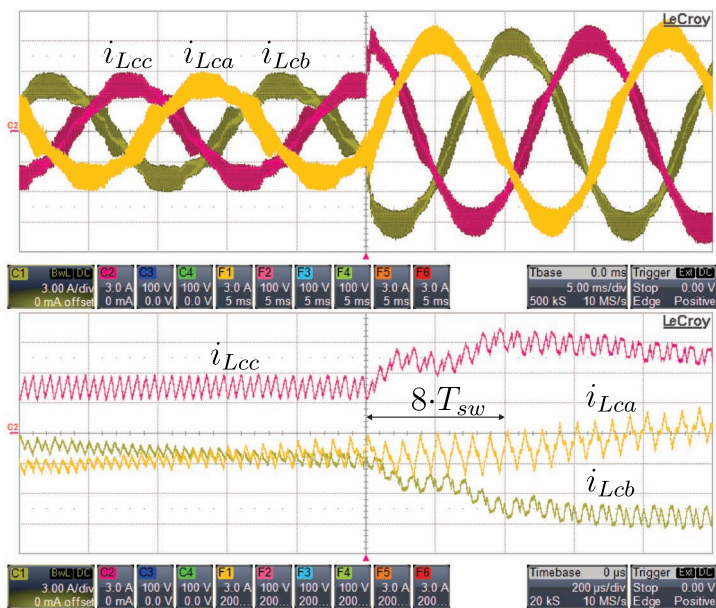


Figura 5.19 – Resultados experimental utilizando o controlador DB4 com compensação em um degrau de referência de 5 A para 10 A (3 A/div). Escalas de tempo: 5 ms/div (cima) 200 μ s/div (baixo).

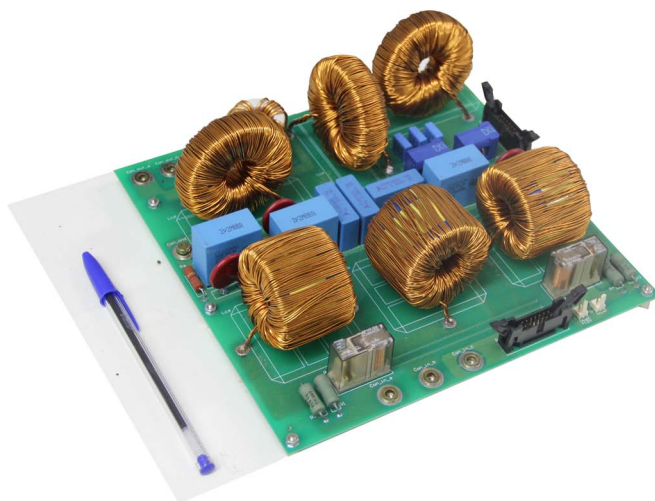


Figura 5.20 – Filtro LCL implementado neste trabalho.

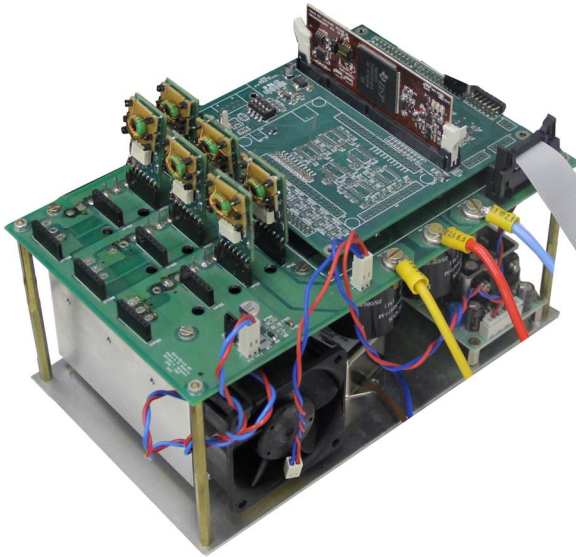


Figura 5.21 – Inversor Δ -VSI adaptado de [152] para funcionar como um VSI.

6 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou estudos de estratégias de controle de corrente para inversores conectados à rede elétrica, com foco nas estratégias de controle preditivo *deadbeat* e proporcional+ressonante. Também foi proposta uma estratégia utilizando ambos os controladores de uma forma híbrida.

Estratégias utilizando o controlador proporcional+ressonante vêm sendo muito aceitas pela comunidade científica, visto que nos últimos anos o número de publicações sobre o assunto tem aumentado rapidamente. Devido a seu embasamento no princípio do modelo interno, possibilitando o seguimento de referência e rejeição de perturbações senoidais, seu uso em conversores ligados a barramentos alternados é muito conveniente. Porém, a limitação da sua resposta dinâmica e incapacidade de rejeição de perturbações em frequências diferentes das sintonizadas, comprometem o uso da técnica para certas aplicações.

Por ser possível obter uma planta confiável para controle de corrente, estratégias de controle preditivas baseadas em modelo podem ser uma ferramenta com grande potencial. Este tema tem sido muito presente nas publicações atuais na área de eletrônica de potência, principalmente o FSC-MPC. No entanto este trabalho buscou obter uma estratégia linear, para ser utilizada com um modulador, de forma a garantir frequência fixa de comutação. Desta forma optou-se pelo uso de controlador com resposta *deadbeat*. O trabalho apresentou os pontos positivos e negativos desta estratégia, buscando trazer referências bibliográficas que descrevem como contornar seus problemas. Também mostrou que o controlador pode funcionar adequadamente quando se conhece bem o modelo do sistema e suas possíveis variações paramétricas.

Como o controlador proporcional+ressonante possui uma dinâmica interna e o controlador *deadbeat* necessita da realimentação de diversos estados, o controlador híbrido proposto buscou ser estruturado de forma intuitiva, para que a estratégia resulte numa solução simples, de forma a ser replicado em outros sistemas sem grandes dificuldades. O resultado obtido com a estratégia híbrida foi muito satisfatório, haja vista que as boas características de cada controlador foram preservadas, resultando assim em uma boa alternativa a ser comparada às principais estratégias utilizadas para esta função na atualidade.

No capítulo 2 foi apresentado o sistema inversor utilizado no trabalho, explicado seu funcionamento e realizada sua modelagem em

eixos estacionários α, β . Apresentou-se também uma discussão sobre a utilização de filtros L e LCL, suas características e seus comportamentos dinâmicos em controle de corrente de inversores conectados à rede. Por fim, o modelo de planta obtido foi comprovado por resultados de simulação.

O capítulo 3 buscou trazer uma breve explicação de algumas das técnicas de controle mais utilizadas em inversores conectados à rede. Diversas das técnicas apresentadas são derivadas de complexas teorias, sendo um trabalho muito difícil explicá-las detalhadamente em poucas páginas. O capítulo descreveu apenas o princípio de funcionamento e apresentar referências bibliográficas de como as estratégias revisadas vêm sendo utilizadas em eletrônica de potência.

Com o objetivo de projetar um controlador de corrente para um VSI conectado à rede por meio de um filtro LCL, no capítulo 4 foram descritas três metodologias de projeto para um controlador *deadbeat*. Para as primeiras duas metodologias, foi analisado criteriosamente o comportamento do sistema em malha fechada diante das variações paramétricas às quais o sistema estava sujeito. Também foi obtida a capacidade de rejeição de perturbações do sistema para a tensão da rede e suas harmônicas, onde concluiu-se que o *deadbeat* garante uma boa rejeição para as harmônicas de baixa frequência presentes na rede elétrica. Em seguida foi detalhada uma metodologia de projeto de um controlador proporcional ressonante, visando obter valores de margem de fase e frequência de corte.

Uma vez com os dois controladores projetados, foi proposto no capítulo 4, utilizá-los em paralelo, formando assim um controlador híbrido. Foi adicionado um ganho em cascata a cada controlador com intuito de regular seus efeitos. Uma série de simulações foi realizada a fim de analisar a resposta do sistema com o novo controlador, para diferentes combinações de ganho. Concluiu-se que ganhos podem ser regulados de fora a ajustar a resposta desejada por critérios de sobressinal, tempo de subida e rejeição de perturbações.

No capítulo 5 foram apresentados resultados experimentais onde foi utilizado um protótipo de um VSI projetado em [152], conectado à rede por um filtro LCL, utilizando as estratégias de controle projetadas. Os resultados confirmaram os das simulações, validando assim o funcionamento adequado das estratégias propostas. Apresentaram-se resultados de degraus de referência de 3 A para 6 A com o conversor conectado à rede por um variac com um filtro capacitivo, de forma a reduzir a característica altamente indutiva do variac. Foram realizadas medições da distorção harmônica total e comparou-se os resultados

com a norma NBR 16149. Na sequência, o filtro capacitivo ligado ao variac foi retirado, de forma a emular a característica rede fraca. As estratégias funcionaram adequadamente, de forma a comprovar a análise teórica apresentada no capítulo 4. Por fim, realizaram-se degraus de referência de 5 A para 10 A para análise do comportamento dinâmico. A estratégia híbrida apresentou os melhores resultados dinâmicos e de regime permanente, bem como suportou adequadamente as variações paramétricas dos componentes do filtro e da indutância da rede.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade a este trabalho sugere-se:

- Utilizar a estratégia *deadbeat* de forma a promover amortecimento ativo ao sistema, possibilitando o descarte do ramo de amortecimento passivo, reduzindo a ordem do circuito e facilitando o projeto do controlador *deadbeat*.
- Utilizar técnicas de observadores de estados de forma a melhorar o desempenho do controlador *deadbeat*.
- Aplicar técnicas de estimação da impedância da rede, de forma a adaptar os controladores para obterem performances melhores em situações de “rede fraca”.
- Realizar uma comparação da utilização de memória e processamento entre a estratégia híbrida e uma implementação com controladores ressonantes somados em paralelo.
- Realizar estudos da estratégia híbrida em filtros ativos.
- Realizar estudos da estratégia híbrida em inversores de alta potência com baixa frequência de comutação.

REFERÊNCIAS

- [1] CARRASCO, J. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, jun. 2006. ISSN 0278-0046.
- [2] MUNIR, M. S.; HE, J.; LI, Y. W. Comparative analysis of closed-loop current control of grid connected converter with LCL filter. In: *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 1641–1646.
- [3] LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, set. 2005. ISSN 0093-9994.
- [4] GABE, I.; MONTAGNER, V.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, jun. 2009. ISSN 0885-8993.
- [5] SERPA, L. et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 5, p. 1388–1400, set. 2007. ISSN 0093-9994.
- [6] SHEN, G. et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1899–1906, jul. 2008. ISSN 0885-8993.
- [7] PAPAVALIOU, A. et al. Current control of a voltage source inverter connected to the grid via LCL filter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. [S.l.]: IEEE, 2007. p. 2379–2384.
- [8] MOHAMED, Y.-R. Mitigation of converter-grid resonance, grid-induced distortion, and parametric instabilities in converter-based distributed generation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 3, p. 983–996, mar. 2011. ISSN 0885-8993.

- [9] BLAABJERG, F. et al. Analysis of the grid side behavior of a LCL-filter based three-phase active rectifier. In: *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE '03*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 775–780 vol. 2.
- [10] WANG, T. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784 vol.2.
- [11] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. Norwell, Mass.: Kluwer Academic, 2001. ISBN 0306480484 9780306480485.
- [12] WU, E.; LEHN, P. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1364–1373, set. 2006. ISSN 0885-8993.
- [13] LISERRE, M.; AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 1, p. 76–86, jan. 2004. ISSN 0885-8993.
- [14] BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 542–550, mar. 1997. ISSN 0093-9994.
- [15] DAHONO, P. A control method to damp oscillation in the input LC filter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 1630–1635.
- [16] DUESTERHOEFT, W.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, jul. 1951. ISSN 0096-3860.
- [17] KAZMIERKOWSKI, M.; SOBCZUK, D. Improved neural network current regulator for VS-PWM inverters. In: *, 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1237–1241 vol.2.

- [18] KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998.
- [19] TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.: s.n.], 2011. ISBN 9780470667057 0470667052 9780470667040 0470667044.
- [20] BROD, D. M.; NOVOTNY, D. W. Current control of VSI-PWM inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, n. 3, p. 562–570, 1985.
- [21] MALESANI, L.; TOMASIN, P. PWM current control techniques of voltage source converters—a survey. In: , *International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 670–675 vol.2.
- [22] SERPA, L. A. *Current control strategies for multilevel grid connected inverters*. Tese (Doutorado) — ETH, 2007.
- [23] BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, out. 2006. ISSN 0278-0046.
- [24] ORLOWSKA-KOWALSKA, T.; BLAABJERG, F.; RODRIGUEZ, J. (Ed.). *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*. Cham: Springer International Publishing, 2014. (Studies in Computational Intelligence, v. 531). ISBN 978-3-319-03400-3, 978-3-319-03401-0.
- [25] MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; TOMASIN, P. Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 5, p. 1194–1202, set. 1997. ISSN 0093-9994.
- [26] ELSAHARTY, M. A.; HAMAD, M. S.; ASHOUR, H. Digital hysteresis current control for grid-connected converters with LCL filter. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4685–4690.
- [27] MCMURRAY, W. Modulation of the chopping frequency in DC choppers and PWM inverters having current-hysteresis controllers.

- IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 4, p. 763–768, jul. 1984. ISSN 0093-9994.
- [28] MALESANI, L.; TENTI, P. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 1, p. 88–92, jan. 1990. ISSN 0093-9994.
- [29] BOSE, B. An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 37, n. 5, p. 402–408, out. 1990. ISSN 0278-0046.
- [30] ABU-RUB, H. et al. Predictive current control of voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 3, p. 585–593, jun. 2004. ISSN 0278-0046.
- [31] LE-HUY, H.; SLIMANI, K.; VIAROUGE, P. Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives. In: , *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1991*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 996–1002 vol.1.
- [32] FRANCIS, W. M. W. B. A. The internal model principle for linear multivariable regulators. v. 2, n. 2, p. 170–194, 1975. ISSN 0095-4616.
- [33] ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 2, p. 601–610, 2001.
- [34] FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001.
- [35] SATO, Y. et al. A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 34, n. 3, p. 480–486, 1998.
- [36] KHAJEHODDIN, S. et al. A resonant controller with high structural robustness for fixed-point digital implementations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 7, p. 3352–3362, jul. 2012. ISSN 0885-8993.

- [37] NEWMAN, M.; HOLMES, D. Delta operator digital filters for high performance inverter applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 447–454, jan. 2003. ISSN 0885-8993.
- [38] YEPES, A. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, jul. 2010. ISSN 0885-8993.
- [39] TZOU, Y.-Y. et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 4, p. 715–725, jul. 1997. ISSN 0885-8993.
- [40] BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Synthesis Lectures on Power Electronics*, v. 1, n. 1, p. 1–158, jan. 2006. ISSN 1931-9525, 1931-9533.
- [41] MICHELS, L.; CAMARGO, R. F. de. *Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofasicas Empregando Controladores de Acao Repetitiva Auxiliar no Estagio de Saida*. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, UFSM, RS, 2006.
- [42] CARBALLO, R. et al. Design and implementation of a three-phase DC-AC converter for microgrids based on renewable energy sources. *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, v. 11, n. 1, p. 112–118, fev. 2013. ISSN 1548-0992.
- [43] RECH, C. et al. Analysis and design of a repetitive predictive-PID controller for PWM inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 986–991 vol.2.
- [44] TRABELSI, M. et al. Repetitive scheme plugged-in parallel with deadbeat controller for VFD fed by cascaded multilevel inverter. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1070–1076.
- [45] HAMASAKI, S. et al. A novel method for active filter applying the deadbeat control and the repetitive control. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- [46] RECH, C. et al. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 401–410, jan. 2003. ISSN 0885-8993.

- [47] BOTTERON, F. *Controladores Discretos de Tensao Baseados no Principio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifasicos PWM*. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, UFSM, RS, 2005.
- [48] CORTES, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, dez. 2008. ISSN 0278-0046.
- [49] KENNEL, R.; LINDER, A. Predictive control of inverter supplied electrical drives. In: *Proc. of the Power Electronics Specialists Conference (PESC 00)*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 761–766.
- [50] TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 5, p. 820–827, set. 1986. ISSN 0093-9994.
- [51] HOLTZ, J.; BUBE, E. Field-oriented asynchronous pulsewidth modulation for high performance AC machine drives operating at low switching frequency. In: *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1988*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 412–417 vol.1.
- [52] CLARKE, D. W.; MOHTADI, C.; TUFFS, P. S. Generalized predictive control part i. the basic algorithm. *Automatica*, v. 23, n. 2, p. 137–148, 1987.
- [53] PEREZ, J. R.; ESTAY, P. C. *Predictive control of power converters and electrical drives*. Chichester, West Sussex, UK; Hoboken, N.J.: Wiley, 2012.
- [54] LORCHIRACHOONKUL, V.; PIERRE, D. Deadbeat response of time-delayed systems with minimal overshoot compromise. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 12, n. 4, p. 468–469, ago. 1967. ISSN 0018-9286.
- [55] SMITH, O. J. M. Deadbeat sampled system direct synthesis. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 8, n. 3, p. 240–246, jul. 1963. ISSN 0018-9286.
- [56] KAWAMURA, A.; ISHIHARA, K. High frequency deadbeat control of three phase PWM inverter used for uninterruptible power supply. In: *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 644–649 vol.2.

- [57] GOKHALE, K. P.; KAWAMURA, A.; HOFT, R. G. Dead beat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, n. 5, p. 901–910, 1987.
- [58] KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Digital control of three phase PWM inverter with l-c filter. In: , *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 634–643 vol.2.
- [59] WU, R.; DEWAN, S.; SLEMON, G. A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 5, p. 880–885, set. 1990. ISSN 0093-9994.
- [60] KAWAMURA, A.; HANEYOSHI, T.; HOFT, R. Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 2, p. 118–125, abr. 1988. ISSN 0885-8993.
- [61] OH, D. S.; CHO, K. Y.; YOUN, M. J. A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage-fed PWM inverter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 2, p. 364–373, 1992.
- [62] KUKRER, O. Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 2, p. 260–269, 1996.
- [63] HABETLER, T. A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8, n. 1, p. 30–36, jan. 1993. ISSN 0885-8993.
- [64] OGATA, K. *Discrete-time control systems*. [S.l.]: Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [65] ASTROM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer-controlled systems: theory and design*. [S.l.]: Courier Dover Publications, 2011.
- [66] MORENO, J. et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1993–2004, jun. 2009. ISSN 0278-0046.
- [67] HOLMES, D. G.; MARTIN, D. A. Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage

- source inverters. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE*. [S.l.]: IEEE, 1996. v. 2, p. 906–913.
- [68] MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 206–212, fev. 2005. ISSN 0278-0046.
- [69] MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G.; TENTI, P. Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 1, p. 140–147, jan. 2005. ISSN 0885-8993.
- [70] KUKRER, O. Deadbeat control of a three-phase inverter with an output LC filter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 1, p. 16–23, 1996.
- [71] TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 654–664, mar. 2009. ISSN 0885-8993, 1941-0107.
- [72] MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S. Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters. In: *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*. [S.l.]: IEEE, 1998. v. 2, p. 1377–1384.
- [73] MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase PWM voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 747–759, abr. 2007. ISSN 0278-0046.
- [74] BODE, G. et al. An improved robust predictive current regulation algorithm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 6, p. 1720–1733, nov. 2005. ISSN 0093-9994.
- [75] MOHAMED, Y.-R.; EL-SAADANY, E. A control scheme for PWM voltage-source distributed-generation inverters for fast load-voltage regulation and effective mitigation of unbalanced voltage disturbances. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 2072–2084, maio 2008. ISSN 0278-0046.
- [76] ZENG, Q.; CHANG, L. An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation

- systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 3, p. 1235–1246, mar. 2008. ISSN 0278-0046.
- [77] PRODANOVIC, M.; GREEN, T. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 373–380, jan. 2003. ISSN 0885-8993.
- [78] MACIEJOWSKI, J. *Predictive Control: With Constraints*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. (Pearson Education). ISBN 9780201398236.
- [79] CORTES, P. et al. Direct power control of an AFE using predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2516–2523, set. 2008. ISSN 0885-8993.
- [80] QUEVEDO, D. et al. Model predictive control of an AFE rectifier with dynamic references. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 7, p. 3128–3136, jul. 2012. ISSN 0885-8993.
- [81] CORTES, P.; RODRIGUEZ, J. Three-phase inverter with output LC filter using predictive control for UPS applications. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–7.
- [82] MIRANDA, H. et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1916–1924, jun. 2009. ISSN 0278-0046.
- [83] ZANCHETTA, P. et al. Finite states model predictive control for shunt active filters. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 581–586.
- [84] KOURO, S. et al. Model predictive control a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, jun. 2009. ISSN 0278-0046.
- [85] VARGAS, R. et al. Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 12, p. 4362–4371, dez. 2008. ISSN 0278-0046.
- [86] VILLARROEL, F. et al. Multiobjective switching state selector for finite-states model predictive control based on fuzzy decision making in a matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 2, p. 589–599, fev. 2013. ISSN 0278-0046.

- [87] CORTES, P. et al. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2691–2699, ago. 2010. ISSN 0278-0046.
- [88] VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 16–31, mar. 2014. ISSN 1932-4529.
- [89] MARIETHOZ, S.; MORARI, M. Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 389–399, fev. 2009. ISSN 0278-0046.
- [90] SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct power control for a grid-connected converter with an LCL-filter. In: *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 588–593.
- [91] VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control with constant switching frequency using a discrete space vector modulation with virtual state vectors. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009. ICIT 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- [92] ROWAN, T.; KERKMAN, R. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 4, p. 678–690, jul. 1986. ISSN 0093-9994.
- [93] SCHAUDER, C. D.; CADDY, R. Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-18, n. 2, p. 163–171, mar. 1982. ISSN 0093-9994.
- [94] LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, maio 2006. ISSN 0885-8993.
- [95] ALLMELING, J. A control structure for fast harmonics compensation in active filters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 376–381 vol.1.

- [96] ITKIS, U. *Control systems of variable structure*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Incorporated, 1976. (A Halsted Press book). ISBN 9780470150726.
- [97] EDWARDS, C.; SPURGEON, S. *Sliding Mode Control: Theory And Applications*. [S.l.]: Taylor & Francis, 1998. (Series in Systems and Control). ISBN 9780748406012.
- [98] UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 22, n. 2, p. 212–222, abr. 1977. ISSN 0018-9286.
- [99] DECARLO, R.; ZAK, S.; MATTHEWS, G. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 3, p. 212–232, mar. 1988. ISSN 0018-9219.
- [100] COLLING, I. E.; BARBI, I. *Conversores CA CC monofasicos e trifasicos reversiveis com elevado fator de potencia*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianopolis, 2000.
- [101] MALESANI, L.; SPIAZZI, R.; TENTI, P. Performance optimization of cuk converters by sliding-mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 3, p. 302–309, maio 1995. ISSN 0885-8993.
- [102] FUCHS, F.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. Discrete sliding mode current control of grid-connected three-phase PWM converters with LCL filter. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 779–785.
- [103] GAO, W.; WANG, Y.; HOMAIFA, A. Discrete-time variable structure control systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 2, p. 117–122, abr. 1995. ISSN 0278-0046.
- [104] BOSE, B. *Power electronics and ac drives*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1986. ISBN 9780136868828.
- [105] HAO, X. et al. A sliding-mode controller with multiresonant sliding surface for single-phase grid-connected VSI with an LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2259–2268, maio 2013. ISSN 0885-8993.
- [106] SHANG, L.; SUN, D.; HU, J. Sliding-mode-based direct power control of grid-connected voltage-sourced inverters under unbalanced network conditions. *IET Power Electronics*, v. 4, n. 5, p. 570–579, maio 2011. ISSN 1755-4535.

- [107] HU, J. et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 210–222, jan. 2011. ISSN 0885-8993.
- [108] JAIN, L.; MARTIN, N. *Fusion of Neural Networks, Fuzzy Systems and Genetic Algorithms: Industrial Applications*. [S.l.]: Taylor & Francis, 1998. (International Series on Computational Intelligence). ISBN 9780849398049.
- [109] RUTKOWSKI, L. *Flexible neuro-fuzzy systems structures, learning, and performance evaluation*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004. ISBN 1402080433 9781402080432.
- [110] WYK, J. D. van; LEE, F. C. On a future for power electronics. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, v. 1, n. 2, p. 59–72, 2013.
- [111] MCCULLOCH, W. S.; PITTS, W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. *The bulletin of mathematical biophysics*, v. 5, n. 4, p. 115–133, 1943.
- [112] BOSE, B. Neural network applications in power electronics and motor drives — an introduction and perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 14–33, fev. 2007. ISSN 0278-0046.
- [113] RUBAAI, A.; KOTARU, R. Adaptation learning control scheme for a high performance permanent magnet stepper motor using online random training of neural networks. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2386–2392 vol.4.
- [114] RUBAAI, A.; KOTARU, R.; KANKAM, M. Online training of parallel neural network estimators for control of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 5, p. 1512–1521, set. 2001. ISSN 0093-9994.
- [115] LIN, F.-J. et al. Adaptive backstepping control using recurrent neural network for linear induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 134–146, fev. 2002. ISSN 0278-0046.
- [116] BURTON, B. et al. Implementation of a neural network to adaptively identify and control VSI-fed induction motor stator currents.

- IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, p. 580–588, maio 1998. ISSN 0093-9994.
- [117] ZHANG, H.-T.; XU, F.-Y.; ZHOU, L. Artificial neural network for load forecasting in smart grid. In: *2010 International Conference on Machine Learning and Cybernetics (ICMLC)*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 6, p. 3200–3205.
- [118] BEN-BRAHIM, L.; KUROSAWA, R. Identification of induction motor speed using neural networks. In: *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 689–694.
- [119] ZHAO, J.; BOSE, B. Neural-network-based waveform processing and delayless filtering in power electronics and AC drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 981–991, out. 2004. ISSN 0278-0046.
- [120] TEMURTAS, F. et al. Harmonic detection using feed forward and recurrent neural networks for active filters. *Electric Power Systems Research*, v. 72, n. 1, p. 33–40, nov. 2004. ISSN 0378-7796.
- [121] ZADEH, L. A. Fuzzy sets. *Information and Control*, v. 8, n. 3, p. 338–353, jun. 1965. ISSN 0019-9958.
- [122] CIRSTEANU, M. N. *Neural and fuzzy logic control of drives and power systems*. Oxford [England]; Boston, MA: Newnes, 2002. ISBN 9780750655583 0750655585 9781429483988 1429483989.
- [123] JANTZEN, J. Tutorial on fuzzy logic. *Technical University of Denmark: Department of Automation, Technical report*, n. 98-E, p. 868, 1998.
- [124] DIXON, J.; CONTARDO, J.; MORAN, L. A fuzzy-controlled active front-end rectifier with current harmonic filtering characteristics and minimum sensing variables. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 4, p. 724–729, jul. 1999. ISSN 0885-8993.
- [125] RAVIRAJ, V. S. C.; SEN, P. Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 518–524, mar. 1997. ISSN 0093-9994.
- [126] RIZOL, P.; MESQUITA, L.; SAOTOME, O. Logica fuzzy tipo-2. *Revista SODEBRAS*, v. 6, p. 27–46, 2011.

- [127] SMITH, F.; SHEN, Q. Selecting inference and defuzzification techniques for fuzzy logic control. In: *Control '98. UKACC International Conference on (Conf. Publ. No. 455)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 54–59 vol.1.
- [128] BOSE, B. Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1303–1323, ago. 1994. ISSN 0018-9219.
- [129] MIN, S.-s. et al. A fuzzy current controller for field-oriented controlled induction machine by fuzzy rule. In: *, 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 265–270 vol.1.
- [130] SOUSA, G. C. D.; BOSE, B. A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 1, p. 34–44, jan. 1994. ISSN 0093-9994.
- [131] WU, T. F.; CHANG, C. H.; CHEN, Y. K. A fuzzy logic controlled single-stage converter for PV powered lighting system applications. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 3, p. 1685–1692 vol.3.
- [132] LOUZAZNI, M.; AROUDAM, E. Intelligent PID-fuzzy logic control for three-phase grid-connected photovoltaic inverter. In: *2014 9th International Conference on Intelligent Systems: Theories and Applications (SITA-14)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- [133] TZOU, Y.-Y.; LIN, S.-Y. Fuzzy-tuning current-vector control of a three-phase PWM inverter for high-performance AC drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 782–791, out. 1998. ISSN 0278-0046.
- [134] GRABOWSKI, P. et al. A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 4, p. 863–870, ago. 2000. ISSN 0278-0046.
- [135] JASINSKI, M. et al. Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers. In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1300–1305 vol.2.

- [136] MOHAMED, Y.-R.; A-RAHMAN, M.; SEETHAPATHY, R. Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL - filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 87–98, jan. 2012. ISSN 0885-8993.
- [137] MACCARI, L. et al. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, jul. 2014. ISSN 0885-8993.
- [138] HUERTA, F. et al. LQG servo controller for the current control of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 11, p. 4272–4284, nov. 2012. ISSN 0278-0046.
- [139] PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, mar. 2014. ISSN 0278-0046, 1557-9948.
- [140] MASSING, J. R. et al. Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 12, p. 4681–4693, dez. 2012. ISSN 0278-0046, 1557-9948.
- [141] ESPI, J. et al. An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 8, p. 3537–3546, ago. 2011. ISSN 0278-0046.
- [142] TAMBARA, R. et al. A digital RMRAC controller based on a modified RLS algorithm applied to the control of the output currents of an LCL-filter connected to the grid. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–8.
- [143] DURGANTE, M. H.; PLOTZKI, H. B.; STEFANELLO, M. Combined active damping with adaptive current control for converters with LCL filters. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 520–525.
- [144] NISHIDA, Y.; HANEYOSHI, T. Predictive instantaneous value controlled PWM inverter for UPS. In: *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 776–783 vol.2.

- [145] ALLMELING, J.; STEMMLER, H. A fast current control technique for active filters with low switching frequency. In: *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 1125–1131 vol.2.
- [146] LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R. Grid impedance estimation via excitation of LCL -filter resonance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 5, p. 1401–1407, set. 2007. ISSN 0093-9994.
- [147] ASIMINOAEI, L. et al. Implementation and test of an online embedded grid impedance estimation technique for PV inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 4, p. 1136–1144, ago. 2005. ISSN 0278-0046.
- [148] MUNOZ, A.; LIPO, T. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 4, p. 683–689, jul. 1999. ISSN 0885-8993.
- [149] HAHN, J.; EDISON, T.; EDGAR, T. F. A note on stability analysis using bode plots. 2001.
- [150] CASTILLA, M. et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4492–4501, nov. 2009. ISSN 0278-0046.
- [151] DE, D.; RAMANARAYANAN, V. A proportional multiresonant controller for three-phase four-wire high-frequency link inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 4, p. 899–906, abr. 2010. ISSN 0885-8993.
- [152] BEZERRA, P. A. M. *Inversor trifasico PWM fonte de tensao com integracao de interruptores em delta*. Dissertação (Mestrado) — UFSC, SC, 2013.

Apêndice A – Simulação do circuito no GECKOcircuits

A série de simulações realizadas para gerar os gráficos 3d exibidos no capítulo 4, foi realizada no *software* GECKOcircuits v1.70. Utilizando a função GECKOscript, que permite editar os parâmetros do circuito simulado, realizar aquisições de dados e comandar a simulação através de um *script* em java.

O *script* possui diversas funções para medição de parâmetros já inclusos, como calculo do THD e de componentes harmônicas específicas. No quadro a seguir é mostrado o código utilizado para variar os ganhos dos controladores de 0,4 até 1 em passos de 0,02. Os parâmetros medidos são armazenados em uma tela de saída e foram posteriormente processados no MATLAB. Uma imagem do circuito de simulação é exibido na figura A.1.

```

boolean finished = false;
double gdba=0.4, gddb=0.4, grsa=0.4, grsb=0.4;
double ovr=0, THD=0, mqi=0, fund=0, medd=0,THD2=0
double THDv=0, ovr100=0, err100=0, quinta=0;
double [] [] fourierIc= new double [4][5];
double [] [] fourierIr= new double [4][5];

setParameter ("GAIN.5 ", "r0", grsa );
setParameter ("GAIN.6 ", "r0", grsb );
setParameter ("GAIN.7 ", "r0", gdba );
setParameter ("GAIN.8 ", "r0", gddb );

        while (!finished)
        {
            //run the simulation
            writeOutputLn ("Gdeadbeat=" + gdba);
            writeOutputLn ("Gressonante=" + grsa);
            runSimulation ();
            //overshoot
            ovr=getSignalMax ("i11alfa ",71e-3,72.35e-3);
            medd=getSignalAvg ("i11d ",80.5e-3,147.1e-3);
            ovr100=(ovr -10)*100/10;
            //////////////////////////////////////
            //THD
            THD=getSignalTHD ("i11a ",0.11666,0.13333)*100;
            THDv=getSignalTHD ("vcfa ",0.11666,0.13333)*100;
            THD2=getSignalTHD ("i12a ",0.11666,0.13333)*100;
            //////////////////////////////////////

```

```

//Erro estatico e 5a harmonica
fourierIr=getFourier("SCOPE.2",1,0.11666,0.1333,5);
fourierIc=getFourier("SCOPE.2",0,0.11666,0.1333,5);
fund=fourierIc[2][1];
err100=(10-fund)*(100/10);
quinta=fourierIr[2][5]*100/10;
////////////////////////////////////
///Dados
////////////////////////////////////
///Escreve as saidas
writeOutputLn(+ THD);
writeOutputLn(+ THD2);
writeOutputLn(+ THDv);
writeOutputLn(+ ovr100);
writeOutputLn(+ err100);
writeOutputLn(+ quinta);
////////////////////////////////////
if (gdba>0.99) {
    grsa+=0.02;
    grsb+=0.02;
    gdba=0.4;
    gdbb=0.4;
    setParameter("GAIN.5","r0",grsa);
    setParameter("GAIN.6","r0",grsb);
    setParameter("GAIN.7","r0",gdba);
    setParameter("GAIN.8","r0",gdbb);
}
else {
    gdba+=0.02;
    gdbb+=0.02;
    setParameter("GAIN.5","r0",grsa);
    setParameter("GAIN.6","r0",grsb);
    setParameter("GAIN.7","r0",gdba);
    setParameter("GAIN.8","r0",gdbb);
    if (grsa>1) {
        finished = true; }
    }
}

```

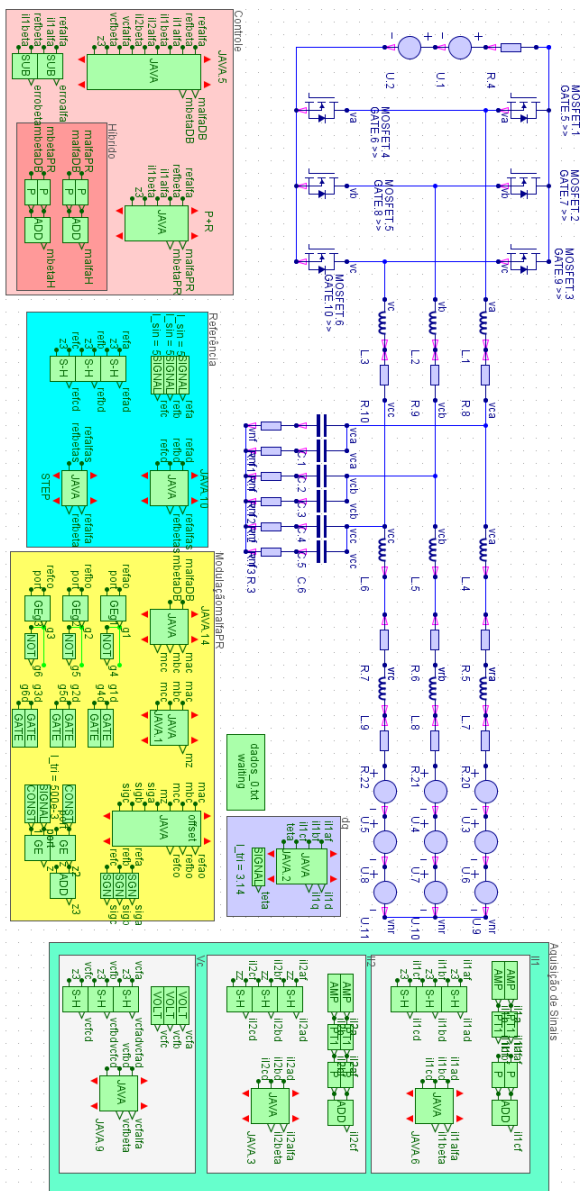


Figura A.1 – Circuito de simulação no GECKOcircuits.