UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Estratégia de Controle Robusto para Interconexão de Sistemas PV Trifásicos à Rede Elétrica.

Thiago de Oliveira Alves Rocha

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Natal, RN, 24 de Janeiro de 2014

621.396.67
Divisão de Serviços Técnicos

Catalogação da publicação na fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Rocha, Thiago de Oliveira Alves
Estratégia de Controle Robusto para Interconexão de Sistemas PV Trifásicos à Rede Elétrica. / Thiago de Oliveira Alves Rocha - Natal, RN, 2014
127 f.:il

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Controlador Robusto - Dissertação. 2. Fontes Renováveis - Dissertação 3. DSM-PI - Dissertação. 4. Compensação da Qualidade de Energia - Dissertação I. Ribeiro, Ricardo Lúcio de Araújo. II. Estratégia de Controle Robusto para Interconexão de Sistemas PV Trifásicos à Rede Elétrica.

RN/UF/BCZM CDU 681.5

Estratégia de Controle Robusto para Interconexão de Sistemas PV Trifásicos à Rede Elétrica

Thiago de Oliveira Alves Rocha

Dissertação de Mestrado aprovada em 24 de Janeiro de 2014 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro (Orientador). ..... UFRN

Prof. Dr. Flávio Bezerra Costa. ..... UFRN

Prof. Dr. Alexandre Cunha de Oliveira. ..... UFCG

Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi. ..... UFPE

Aos meus pais Gilberto Alves Rocha
e Maria de Fátima de Oliveira
Rocha e a minha namorada Paula
Rayanne.

Agradecimentos

Primeiramente à Deus, que me deu condições físicas e psicológicas para conseguir vencer mais essa etapa da minha vida.

Ao meu orientador Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro pelos ensinamentos.

A PETROBRAS pelo apoio financeiro na elaboração do projeto desenvolvido pelo LEPER.

Aos meus colegas de Laboratório, Rodrigo Lopes Barreto, Cecilio Martins de Sousa Neto, Rômulo Lira, Jonas Damasceno, Denis Alves, Franklin Hebert do Nascimento e Suélio Fernandes Carolino.

Aos meus pais, Gilberto Alves e Maria de Fátima pelo apoio e por ter me dado condições para que eu pudesse chegar até aqui. A minha namorada Paula Rayanne pelo grande incentivo e apoio nos momentos em que mais precisei.

A Capes, pelo apoio financeiro durante a execução do trabalho.

Resumo

Atualmente há uma grande preocupação em relação a complementação das fontes não renováveis pelas fontes renováveis na geração de energia elétrica. Isto ocorre devido a limitação do modelo tradicional e da crescente demanda atual de energia. Com o desenvolvimento dos conversores de potência e a eficácia dos esquemas de controle, as fontes renováveis têm sido interligadas na rede elétrica, em um modelo de geração distribuída. Neste sentido, este trabalho apresenta uma estratégia de controle não convencional, com a utilização de um controlador robusto, para a interconexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica trifásica. Nessa abordagem, a compensação da qualidade de energia no ponto de acoplamento comum (PAC) é também realizada pela estratégia proposta. As técnicas tradicionais utilizam esquemas para detecção de harmônicos, já neste trabalho o controle das correntes é feito de uma forma indireta sem a utilização desses esquemas. Na estratégia indireta é fundamental que o controle da tensão do barramento CC (Corrente Contínua) seja efetuado de uma forma que não haja grandes flutuações, e que a banda passante do controlador em regime permanente seja baixa para que as correntes da rede não tenham um alto THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*). Por este motivo é utilizado um controlador em modo dual DSM-PI (Proporcional Integral Dual em Modo Deslizante), que durante o transitório se comporta como um controlador em modo deslizante SM-PI (Proporcional Integral em Modo Deslizante), e em regime se comporta como um PI (Proporcional Integral) convencional. A corrente é alinhada ao ângulo de fase do vetor tensão da rede elétrica, obtido a partir do uso de um PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*). Esta aproximação permite regular o fluxo de potência ativa, juntamente com a compensação dos harmônicos e também promover a correção do fator de potência no ponto de acoplamento comum. Para o controle das correntes é usado um controlador dupla sequencia, que utiliza o princípio do modelo interno da senoide para evitar transformações de referencial. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar a eficácia do sistema de controle proposto.

Palavras-chave: Fontes renováveis, controlador robusto, DSM-PI, compensação da qualidade de energia.

Abstract

Actually there is a great concern regarding to the replacement of non-renewable resources by renewable sources in the electricity generation. This is due to the limitation of the traditional model and the growing demand of energy. With the development of power converters and effectiveness of control schemes, renewables have been integrated in the grid, as a distributed generation models (systems). Thus, this work presents a no-standard control strategy, with the use of a robust controller for interconnecting PV (Photovoltaic) systems to the grid phase. The compensation of power quality at the common coupling point (PCC) is performed by the proposed strategy. Traditional techniques use the harmonic detection. However, in this work the control of the current is done in an indirect way without the need of this detection. In the indirect strategy the DC (Direct Current) bus voltage control must be effective for avoiding voltage fluctuations. For that reason, the bandwidth of this controller is adjusted for reducing the distorcion on network current. To achieve this, the control strategy employs a dual mode DSM-PI (Dual-Sliding Mode-Proportional Integral) that behaves as a sliding mode controller SM-PI (Sliding Mode-Proportional Integral) during the transition and like a conventional PI (Proportional Integral) in the steady-state. The output phase current are aligned with the phase angle of the utility voltage vector obtained from the use of a PLL (Phase Locked Loop). This approach allows to regulate the power flow with the harmonic compensation and also regulates the power factor at the common coupling point. For controlling of the output phase currents a double sequence regulator are used with introdution of the internal model principle. Simulation and experimental results are presented to demonstrate the effectiveness of the proposed control system.

Keywords: Renewable, robust controller, DSM-PI, power quality compensation.

Sumário

Sumário i

Lista de Figuras iii

Lista de Tabelas vi

Lista de Simbolos ix

Lista de Abreviaturas e Siglas xiii

1 Introdução 1

1.1 Motivação 4

1.2 Objetivos 5

1.3 Contribuições 5

1.4 Organização do Trabalho 6

2 Revisão Bibliográfica 8

2.1 Sistemas de Controle para Aplicações Fotovoltaicas 8

2.2 Conversão CC/CA 9

2.2.1 Sistema de Conversão com 1 Estágio 10

2.2.2 Sistema de Conversão com 2 Estágios 10

2.3 Filtro L e LCL 11

2.4 Estratégias de Controle 13

2.4.1 Sincronização com a Rede Elétrica 13

2.4.2 Controle das Malhas de Tensão e Corrente 16

2.5 Conclusões do Capítulo 24

3 Modelagem 25

3.1 Descrição do Sistema 25

3.2 Modelagem do Conversor de Potência Conectado à Rede. 27

3.3 Modelagem do Barramento CC. 30

3.4 Conclusões do Capítulo 32

4 Sistema de Controle **34**
4.1 Controle do Sistema de Geração Fotovoltaico 34
4.2 Controle da Tensão do Barramento CC 35
4.3 Projeto do Controlador do Barramento CC 40
4.4 Controle de Corrente 46
4.5 Projeto do Controlador de Corrente 47
4.6 Conclusões do Capítulo 48

5 Plataforma de Simulação **49**
5.1 Descrição do Sistema PV Implementado 49
5.2 Controlador de Corrente 50
5.3 Controlador de Tensão 52
5.3.1 Caso 1 54
5.3.2 Caso 2 57
5.3.3 Caso 3 60
5.3.4 Caso 4 63
5.3.5 Caso 5 66
5.4 Conclusões do Capítulo. 69

6 Resultados Experimentais **72**
6.1 Descrição do Sistema PV Implementado 72
6.2 Controlador de Corrente 76
6.3 Controlador de Tensão 78
6.3.1 Obtenção dos Parâmetros 78
6.3.2 Desempenho do controlador de tensão 82
6.3.3 Caso 1 84
6.3.4 Caso 2 87
6.3.5 Caso 3 90
6.3.6 Caso 4 93
6.4 Conclusões do capítulo. 96

7 Conclusões **99**
7.1 Conclusões Gerais 99
7.2 Trabalhos Futuros 100

Referências bibliográficas **102**

Lista de Figuras

1.1 Esquema básico de um sistema trifásico de uma geração distribuída que usa geração fotovoltaica. 3
1.2 Esquema básico de um sistema monofásico de uma geração distribuída que usa geração fotovoltaica. 3

2.1 Diagrama de blocos do sistema de geração fotovoltaico. 9
2.2 Conversão em apenas um estágio. 10
2.3 Conversão em dois estágios. 11
2.4 Filtro L. 12
2.5 Filtro LCL. 12
2.6 Diagrama básico da estrutura de controle. 13
2.7 Diagrama básico de um PLL. 14
2.8 Diagrama básico de um PLL em quadratura 15
2.9 Diagrama básico de um PLL em quadratura monofásico. 15
2.10 Sistema de controle no referencial $\alpha\beta$. 16
2.11 Sistema de controle no referencial dq. 17

3.1 Diagrama de blocos do sistema de interconexão trifásico. 26
3.2 Modelo completo do capacitor eletrolítico. 30
3.3 Modelo simplificado do capacitor eletrolítico. 31

4.1 Diagrama de blocos do sistema de controle proposto 35
4.2 Diagrama de blocos DSM-PI. 37
4.3 Gráfico de μ em função de ε_v 39
4.4 Polos complexos com partes real e imaginária iguais. 42
4.5 Variação dos ganhos em função do σ 43
4.6 Região que define a transição do DSM-PI 45

5.1 Formas de onda das correntes e da tensão: (a) i_{s1} e v_{pac1} antes da compensação; (b) i_{s1} e v_{pac1} depois da compensação; (c) i^s_{sd} e i^{s*}_{sd}. 51
5.2 Espectro de frequências antes e depois da compensação. 52

5.3 Caso 1: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 55
5.4 Caso 1: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$; (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 56
5.5 Caso 2: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 58
5.6 Caso 2: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 59
5.7 Caso 3: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 61
5.8 Caso 3: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 62
5.9 Caso 4: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 64
5.10 Caso 4: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 65
5.11 Caso 5: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 67
5.12 Caso 5: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 68

6.1 Diagrama de blocos da estrutura experimental 73
6.2 Plataforma experimental. 74
6.3 Quadro com carga linear e não-linear. 74
6.4 *Array* fotovoltaico utilizado. 75
6.5 Formas de onda das correntes e da tensão: (a) i_{s1} e v_{pac1} antes da compensação; (b) i_{s1} e v_{pac1} depois da compensação; (c) i^s_{sd} e i^{s*}_{sd};(d) i^s_{sq} e i^{s*}_{sq}. 77
6.6 Espectro de frequências antes e depois da compensação 78
6.7 Circuito Equivalente do capacitor eletrolítico. 79
6.8 Gráfico de Δv_c obtido experimentalmente. 79
6.9 Gráfico de $\overline{v_c}$ obtido experimentalmente. 80
6.10 Gráfico de $\overline{i_c}$ obtido experimentalmente. 80
6.11 Gráfico de $\overline{i^e_{sd}}$ obtido experimentalmente. 80
6.12 Gráfico de *esr* obtido experimentalmente. 81
6.13 Gráfico de r_p obtido experimentalmente. 81
6.14 Caso 1: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 85
6.15 Caso 1: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 86
6.16 Caso 2: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 88

6.17 Caso 2: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 89
6.18 Caso 3: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 91
6.19 Caso 3: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 92
6.20 Caso 4: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ. 94
6.21 Caso 4: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$. 95

Lista de Tabelas

1.1 Contribuição de cada fonte primária na geração de energia elétrica no mundo. 1
1.2 Contribuição de cada fonte primária na geração de energia elétrica no mundo. 2
1.3 Limites de frequência, amplitude e THD total de corrente. 4
1.4 Listagem das contribuições. 7

2.1 Resumo das Estratégias de Controle. 23

5.1 Parâmetros do sistema 50
5.2 Parâmetros do Controlador dupla sequência. 50
5.3 Resumo da descrição dos testes realizados. 52
5.4 Parâmetros do Controlador DSM-PI. 53
5.5 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 1. 56
5.6 Índices de redução com o DSM-PI no caso 1. 56
5.7 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 2. 59
5.8 Índices de redução com o DSM-PI no caso 2. 59
5.9 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 3. 62
5.10 Índices de redução com o DSM-PI no caso 3. 62
5.11 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 4. 65
5.12 Índices de redução com o DSM-PI no caso 4. 65
5.13 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 5. 68
5.14 Índices de redução com o DSM-PI no caso 5. 68
5.15 Desempenho dos controladores 70
5.16 Resumo dos índices de redução com o DSM-PI 70

6.1 Parâmetros do sistema fotovoltaico trifásico. 75
6.2 Parâmetros do Controlador Dupla Sequência. 76
6.3 Parâmetros do modelo dinâmico do barramento CC. 82
6.4 Resumo da descrição dos testes realizados. 82
6.5 Parâmetros do Controlador DSM-PI. 83

6.6 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 1. 86
6.7 Índices de redução com o DSM-PI no caso 1. 86
6.8 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 2. 89
6.9 Índices de redução com o DSM-PI no caso 2. 89
6.10 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 3. 92
6.11 Índices de redução com o DSM-PI no caso 3. 92
6.12 Resumo do desempenho de cada controlador no caso 4. 95
6.13 Índices de redução com o DSM-PI no caso 4. 95
6.14 Desempenho dos controladores 97
6.15 Resumo dos índices de redução com o DSM-PI 97

Lista de Símbolos

$v_{\alpha\beta 0}$	Tensões no referencial estacionário
v_{123}	Tensões no referencial natural
v_{dq0}	Tensões no referencial síncrono
$T_{123-x^s_{dq}}$	Matriz de transformação do referencial natural para o estacionário
$T_{x^s_{dq}-x^e_{dq}}$	Matriz de transformação do estacionário para o síncrono
ω_s	Frequência da rede elétrica
l	Indutância do filtro L
r	Resistência intrínseca do filtro L
I_f	Corrente de saída dos filtros L e LCL
V_f	Tensão de saída do VSI
l_1	Indutância 1 do filtro LCL
l_2	Indutância 2 do filtro LCL
C_{lcl}	Capacitância do filtro LCL
r_d	Resistência de amortecimento
$I_{\alpha\beta}$	Correntes no referencial estacionário
$I^*_{\alpha\beta}$	Correntes de referência no referencial estacionário
$V_{f\alpha,f\beta}$	Tensões de saída do VSI de referência no referencial estacionário
$V_{f1,f2,f3}$	Tensões de saída do VSI no referencial natural
$I_{1,2,3}$	Correntes da rede no referencial natural
I_{dq}	Correntes no referencial síncrono
I^*_{dq}	Correntes de referência no referencial síncrono
$V_{fd,fq}$	Tensões de saída do VSI no referencial síncrono
θ	Ângulo extraído pelo PLL
r_f	Resistência do filtro
l_f	Indutância intrínseca do filtro

r_l	Resistência da carga
l_l	Indutância da carga
r_{nl}	Resistência da carga não linear
l_{nl}	Indutância da carga não linear
r_s	Resistência da rede elétrica
i_s	Indutância da rede elétrica
i_{f123}	Correntes do filtro
i_{l123}	Correntes da carga
i_{s123}	Correntes da rede elétrica
v_{pac123}	Tensões do PAC
v_{s123}	Tensões da rede elétrica
v_g	Tensão de saída do VSI no circuito simplificado
r_t	Resistência total
l_t	Indutância total
v^s_{dq0}	Tensões no referencial estacionário
i^s_{dq0}	Correntes no referencial estacionário
v^s_{fdq0}	Tensões do filtro no referencial estacionário
i^s_{fdq0}	Correntes do filtro no referencial estacionário
i^s_{sdq0}	Correntes da rede no referencial estacionário
i^s_{ldq0}	Correntes da carga no referencial estacionário
v^s_{sdq0}	Tensões do filtro no referencial estacionário
$v^{s'}_{sdq0}$	Tensões do filtro no referencial estacionário com pertubações
a_s	Ganho da planta de corrente
b_s	Polo da planta de corrente
I^e_{sd}	Corrente de eixo direto da rede no referencial síncrono
R_v	Regulador da tensão do barramento CC
i^{e*}_{sd}	Corrente de referência de eixo direto da rede no referencial síncrono
θ_s	Ângulo do vetor tensão do PAC
R_i	Regulador de corrente
i^{s*}_{sdq}	Correntes de referência da rede no referencial estacionário
v^{s*}_{fdq}	Tensões de referência do filtro no referencial estacionário
v^{s*}_{f123}	Tensões de referência do filtro no referencial natural
l_c	Indutância série do modelo do capacitor

esr	Resistência série do modelo capacitor
r_p	Resistência em paralelo do modelo capacitor
$\tilde{k}_p$	Ganho proporcional do DSM-PI
$\tilde{k}_i$	Ganho integrativo do DSM-PI
i_{cc}	Corrente de entrada do VSI
i_{pv}	Corrente de saída do *boost*
i_c	Corrente do barramento CC
k_{conv}	Constante do conversor
v_c	Tensão do Barramento CC
v_c^*	Tensão de referência do Barramento CC
ε_v	Erro da Tensão do Barramento CC
σ	Superfície deslizante
c	Constante da superfície deslizante
e_1 e e_2	Variáveis de estado do sistema em malha fechada
$V(\sigma)$	Candidata a função de Lyapunov
$\dot{V}(\sigma)$	Derivada da candidata a função de Lyapunov
k_p^+, k_p^- e k_p	Ganhos proporcionais usados em $\tilde{k}_p$
k_i^+, k_i^i e k_i	Ganhos integrais usados em $\tilde{k}_i$
μ	Sinal usado na transição do DSM-PI
λ	Constante do sinal μ
ε_{vt}	Erro de transição da tensão do barramento CC
μ_t	Sinal μ de transição
ω_t	Frequência de corte do filtro na tensão do barramento CC
$Z_c(s)$	Função de transferência da impedância do capacitor
G_v	Função de transferência da tensão do barramento CC
b_v	Ganho de G_v
a_v	Polo de G_v
$Z(s)$	Polinômio numerador de G_v
$R(s)$	Polinômio denominador de G_v
$P(s)$	Polinômio numerador de R_v
$L(s)$	Polinômio denominador de R_v
T_{es}	Função de transferência em malha fechada para a malha de tensão
$B(s)$	Polinômio numerador em malha fechada para a malha de tensão
$Q(s)$	Polinômio denominador em malha fechada para a malha de tensão
A_m^{n*}	Polinômio desejado na malha de tensão

A_m^{fs*}	Polinômio desejado para atuação rápida na malha de tensão
A_m^{sl*}	Polinômio desejado para atuação lenta na malha de tensão
ξ	Coeficiente de amortecimento
ω_n	Frequência natural não amortecida
$t_{ss2\%}^n$	Tempo de estabilização
$A_{ss2\%}^{fs}$	Tempo de estabilização da atuação rápida
$A_{ss2\%}^{sl}$	Tempo de estabilização da atuação lenta
$M\%$	Porcentagem de *Overshoot*
k_p^{fs}	Ganho proporcional da atuação rápida
k_i^{fs}	Ganho integral da atuação rápida
k_p^{sl}	Ganho proporcional da atuação lenta
k_i^{sl}	Ganhos integral da atuação lenta
Δv_c	Variação aceitável de v_c
p_2	Ganho 2 de R_i
p_1	Ganho 1 de R_i
p_0	Ganho 0 de R_i
k_{pi}	Ganho proporcional de R_i
k_{ii}	Ganho integrativo de R_i
ω_c	Banda passante do controlador de corrente
Δi_{sd}^e	Variação de i_{sd}^e

Lista de Abreviaturas e Siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CNL	Carga Não Linear
DB	Controlador *Dead-Beat*
DSM-PI	Controlador Proporcional Integral Dual em Modo Deslizante
DSC	Controlador *Double Sequence Control*
DSP	*Digital Signal Processor*
LDEV	Controlador Linear Discreto + Estrutura Variável
LEPER	Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis
IEEE	*Institute of Electrical and Electronic Engineers*
IGBT	*Insulated-Gate Bipolar Transistor*
MRAC	Controlador *Model Reference Adaptive*
NFA	*Neuro-Fuzzy Adaptativo*
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PD	*Phase Detector*
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	*Phase Locked Loop*
PR	Controlador Proporcional Ressonante
PV	*Photovoltaic*
PWM	*Pulse Width Modulation*
SM	*Sliding-Mode*
SM-PI	Controlador Proporcional Integral em Modo Deslizante
THD	*Total Harmonic Distortion*
VCO	*Voltage-Controlled-Oscillator*
VP	Variação Paramétrica
VSI	*Voltage Source Inverter*

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas de geração, que utilizam fontes renováveis, estão se tornando cada vez mais populares devido a necessidade do incremento do uso da energia elétrica. A geração convencional possui forte dependência de fontes não renováveis. O uso de fontes renováveis é uma boa alternativa para se reduzir os efeitos indesejados (poluição) das fontes que utilizam carvão natural ou combustíveis fosseis. Atualmente, as fontes renováveis têm o papel de cooperar com a geração convencional, em decorrência da crescente demanda de energia, limitação do sistema na entrega da potência requerida e a dificuldade de construção de novas linhas de transmissão e/ou distribuição.

Na Tabela 1.1 é apresentada a contribuição das fontes utilizadas na produção de energia elétrica no mundo em 2009 (PROGRAMME, 2011).

Tabela 1.1: Contribuição de cada fonte primária na geração de energia elétrica no mundo.

Taxa de fornecimento de cada fonte primária	
Combustíveis fósseis	81%
Eólica/Solar/Biomassa/Geotérmica *	0,7%
Bio combustíveis	0,6%
Biomassa/Solar Térmica/Geotérmica **	1,5%
Hidroelétrica	3,4%
Biomassa tradicional	10%
Nuclear	2,8%

* Geração de Energia Elétrica. ** Aquecimento.

Segundo os dados apresentados na Tabela 1.1, cerca de 16% de toda a energia produzida é proveniente de fontes renováveis. Com avanço tecnológico, estima-se que este tipo de fonte passe a ocupar uma maior parcela da energia total no futuro. De toda energia

produzida, 81% ainda é proveniente de combustíveis fosseis. Os combustíveis fosseis são limitados e a sua utilização produz vários efeitos indesejáveis, dentre eles, o efeito estufa, que contribui para o aquecimento global (BOSE, 2010).

O desenvolvimento de um país depende fundamentalmente da disponibilidade de energia elétrica por se tratar de uma indústria de base. O acesso a anergia elétrica possibilita o incremento da qualidade de vida dos seus habitantes. Por este motivo, o mercado de energia elétrica provinda de fontes renováveis tem apresentado um crescimento acelerado. Sem a energia necessária, os países emergentes perdem flexibilidade na produção, no consumo e no transporte. Além disso, a crescente restrição ambiental tem incentivado o uso de fontes de energias renováveis, o que também coopera para o forte crescimento desta forma de geração.

Na Tabela 1.2 é apresentado o resumo da taxa de crescimento anual do uso de fontes renováveis, no mundo, entre os anos 2006 a 2010 (PROGRAMME, 2011) e entre os anos 2002 a 2006 no Brasil (ANEEL, 2008). No mundo, a geração eólica possui uma maior taxa de crescimento anual, enquanto no Brasil a geração fotovoltaica é a que possui maior crescimento.

Tabela 1.2: Contribuição de cada fonte primária na geração de energia elétrica no mundo.

Tipo de fonte	No mundo	No Brasil
Fotovoltaica	27,67%	61%
Eólica	55,45%	25,5%
Etanol	22,15%	14,0%
Biodiesel	1,5%	43,0%
Hidroelétrica	34,53%	5,9%

A inclusão de sistemas de micro ou minigeração em domicílios ou empreendimentos comerciais e industriais tem feito com que a geração distribuída ganhe espaço frente ao mercado de geração concentrada. A geração distribuída possui a vantagem de estar próxima ao consumidor. Dentre as fontes renováveis, a geração fotovoltaica tem se mostrado interessante pela sua facilidade de instalação e durabilidade. A geração fotovoltaica conectada a rede elétrica representa uma boa parcela da geração distribuída no mundo. No Brasil, a resolução n° 482 da Agencia Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (ELÉTRICA, 2012) permite que pessoas físicas ou jurídicas tenham geração fotovoltaica própria com potência instalada de até 1 MW. Essa resolução define que sistemas de geração fotovoltaicos com potência instalada de até 100 kW são denominadas como centrais de microgeração e as com potência de 101 kW a 1 MW são denominadas de centrais

de minigeração. As orientações presentes na resolução são estabelecidas pela ANEEL e aplicadas pelas empresas concessionárias locais.

Os modelos trifásico e monofásico de uma geração distribuída que utiliza fontes fotovoltaicas são apresentados nas Figuras 1.1 e 1.2, respectivamente. Estes modelos são constituídos por: rede elétrica, que representa a concessionária local, medição, realizada pela concessionária, cargas que podem ser casas, comércios ou industrias, pelo painel fotovoltaico PV (do inglês, *Photovoltaic*) e pelo conversor CC/CA (de corrente contínua para corrente alternada) que realiza a conexão do *array* fotovoltaico com a rede elétrica.

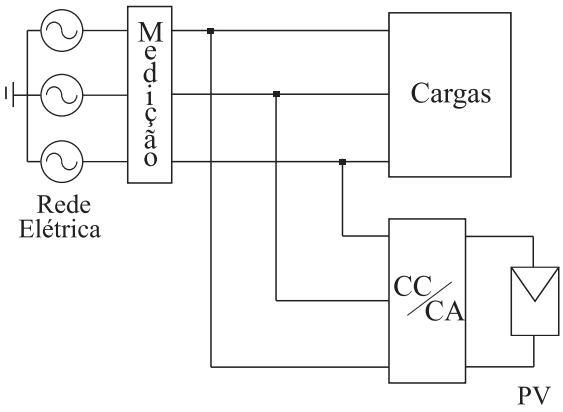

Figura 1.1: Esquema básico de um sistema trifásico de uma geração distribuída que usa geração fotovoltaica.

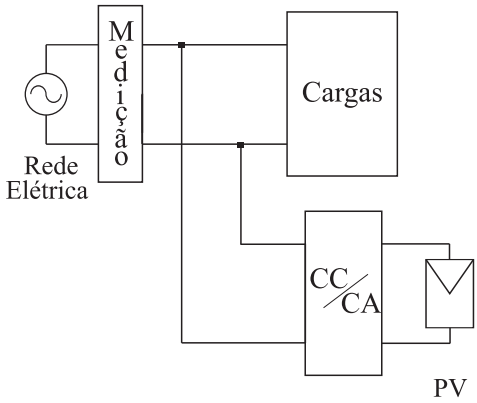

Figura 1.2: Esquema básico de um sistema monofásico de uma geração distribuída que usa geração fotovoltaica.

Para conectar estes sistemas à rede elétrica é necessário seguir normas que estabelecem os critérios necessários. A norma 1547 IEEE (2009) estabelece os requisitos para conexão. Ela define padrões no que diz respeito as seguintes características:

- Sincronismo;
- Níveis de tensão;
- Taxa de distorção harmônica THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*).

O sincronismo garante que a tensão produzida pelo sistema fotovoltaico possua características de amplitude e frequência semelhantes aos do Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Outro parâmetro importante presente na norma é a THD das correntes do sistema fotovoltaico. Na Tabela 1.3 é apresentada uma síntese dos critérios necessários do sistema fotovoltaico interconectado.

Tabela 1.3: Limites de frequência, amplitude e THD total de corrente.

Critérios necessários			
Potência da unidade	Variação de frequência	Variação de tensão	THD
0-500 kVA	0,3 Hz	10 V	5%

A implementação de um sistema de geração fotovoltaico com as características citadas na Tabela 1.3, só é viabilizado por meio do uso de uma estrutura de controle adequada. Desta forma, é de responsabilidade da estratégia de controle garantir a qualidade da potência fornecida, mesmo sobre mudanças do ponto de operação do sistema e sobre condições transitórias. Quando houver limitação do sistema fotovoltaico, é importante que o sistema de controle identifique este limitação e tome as decisões necessárias para proteger o sistema. Neste sentido, para analisar o desempenho do sistema com a ocorrência de condições anormais, se torna indispensável levar em consideração tais condições durante o projeto dos controladores e de toda estrutura utilizada para realizar o controle do sistema.

1.1 Motivação

Uma das motivações para a utilização da energia solar é a intensa irradiância existente no Brasil, em especial, na região nordeste. Por esse motivo a necessidade do desenvolvimento das tecnologias associadas a este tipo de geração vem aumentando. Os sistemas de geração fotovoltaicos são susceptíveis a variação da irradiância na região que o sistema foi instalado. Além disso, a energia produzida deve ser entregue no PAC, de forma controlada, garantido assim, os requisitos de qualidade. Neste sentido, a qualidade da energia tem que ser garantida independente do ponto de operação. Para que isto seja possível é preciso utilizar uma estratégia de controle que seja robusta a distúrbios e pertubações. Desta forma, a principal motivação deste trabalho é propor um sistema de controle para

sistemas fotovoltaicos, que seja robusto às variações de irradiância e imperfeições do ponto de acoplamento. Independente da energia gerada pelos módulos fotovoltaicos e das condições do ponto de acoplamento, as correntes da rede elétrica devem possuir fator de potência o mais próximo do unitário e um conteúdo harmônico dentro das restrições (limites).

1.2 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é propor uma estratégia de controle para a interconexão de sistemas fotovoltaicos trifásicos à rede elétrica. Esta estratégia de controle utiliza um controlador por modos deslizantes para o controle da tensão do barramento CC e um controlador de ganhos fixos para a malha de corrente. Os objetivos específicos são:

- Fazer o estudo das principais estratégias de controle utilizadas em sistemas fotovoltaicos;
- Implementar uma plataforma laboratorial de geração fotovoltaico de 1 kWp;
- Propor algoritmos de controle robusto para sistema fotovoltaico, sem a utilização de estimação de parâmetros;
- Avaliar o sistema proposto mediante estudos de simulação e experimentais;
- Comparar o desempenho da estratégia de controle proposta com métodos tradicionais.

1.3 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

- Desenvolvimento de uma plataforma experimental fotovoltaica de 1 kWp;
- Proposição de uma estrutura de controle robusta que:
  - (i) Apresente facilidade de implementação e de projeto;
  - (ii) Garanta a qualidade da energia independente do ponto de conexão e da variação atmosférica;
  - (iii) Que não necessite de estimação de parâmetros e que seja de fácil implementação.

Em relação a produção cientifica associada a este trabalho, no estágio de seu desenvolvimento, já foram submetidos 6 trabalhos, dos quais foram publicados 4, conforme apresentado na Tabela 1.4.

1.4 Organização do Trabalho

No capítulo 1 é apresentada uma contextualização do estágio atual dos sistemas de geração fotovoltaicos no Brasil e no mundo. O estado da arte das técnicas, meios e sistemas desenvolvidos para viabilização destes sistemas é apresentado no capítulo 2. A modelagem do sistema é apresentado no capítulo 3. O capítulo 4 contém a descrição dos sistemas de controle utilizados para o controle das plantas de tensão do barramento CC e de corrente. Os resultados de simulação obtidos estão presentes no capítulo 5, no qual também são realizadas comparações da estrutura proposta com estruturas já existentes. Resultados obtidos experimentalmente no controle da malha de tensão e de corrente são apresentados no capítulo 6. Finalizando, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões obtidas com a realização do trabalho. Neste capítulo também são salientados os pontos positivos e negativos da estrutura proposta e sugestões para trabalhos futuros.

Tabela 1.4: Listagem das contribuições.

Evento/Periódico/Revista	Título	Autores
CBA	Estratégia não Convencional para Controle de Sistemas de Interconexão de Fontes de Geração Renováveis com a Rede Elétrica Monofásica*	R.L.A. Ribeiro, F.H. Nascimento, R.L. Barreto,T.O.A. Rocha, C.S. Azevedo
IECON	Non-Standard Control Strategy for Grid-Tied Single Phase Systems With Power Quality Compensation*	R.L.A. Ribeiro, R.L. Barreto, T.O.A. Rocha, C.S. Azevedo
APEC	Enhanced Power Quality Compensation in PV Single-Phase Grid-Tied Systems*	R.L.A. Ribeiro, T.O.A. Rocha, R.L. Barreto, C.S. Azevedo
COBEP	Wavelet-Based Fault Detection in Grid-Connected Photovoltaic Systems*	R.L. Barreto, T.O.A. Rocha, C.M.S. Neto, F.B. Costa and R.L.A. Ribeiro
Generation, Transmission and Distribution, IET	A Robust Voltage Regulator for Salient Pole Synchronous Generator**	R. L. A. Ribeiro, S. F . Carolino, C. M. S. Neto, F. B. Costa, T . O. A. Rocha and R.L.A. Ribeiro
IEEE Transactions on Industrial Electronics	A Robust DC-Link Voltage Control Strategy to Enhance the Performance of Shunt Active Power Filters without Harmonic Detection Schemes**	R. L. A. Ribeiro, R. M Sousa, T . O. A. Rocha and E. C. dos Santos Jr

* Publicado, ** Submetido.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

As estratégias de controle empregadas nos sistemas de geração fotovoltaicos devem realizar as seguintes tarefas (BLAABJERG et al., 2006): (i) sincronização com a rede elétrica, (ii) controle da potência ativa entregue à rede elétrica, (iii) transferência de potência reativa entre o sistema de distribuição e a rede elétrica, (iv) controle de tensão do barramento CC e (v) controle da qualidade da energia no PAC.

Os sistemas de controle devem, a princípio, garantir o fornecimento da potência ativa gerada pelos painéis à rede elétrica. Todavia, há também a possibilidade de fazer o controle da qualidade da energia no PAC (SUNG et al., 2002), (DIXON et al., 2006) e (LO; LEE; WU, 2008).

2.1 Sistemas de Controle para Aplicações Fotovoltaicas

A estrutura de controle de um sistema de geração fotovoltaico é basicamente dividida em duas malhas. A malha mais externa tem a função de regular a tensão do barramento CC do conversor e a mais interna tem a função de controlar as correntes de saída do sistema. Várias estratégias têm sido propostas, em especial para a malha de corrente. Têm-se observado que a adoção de técnicas de controle, baseadas no modelo interno da senoide, tem ganhado bastante espaço. Aliado a isso, a inclusão de esquemas de controle de qualidade de energia tem recebido bastante atenção. Isso se dá por conta da restrição imposta pelas normas técnicas e pela necessidade premente de manutenção da estabilidade do sistema elétrico. Com o objetivo de analisar as estratégias de controle apontadas na literatura, neste capítulo são apresentados alguns controladores utilizados para a regulação dessas duas malhas. Também são apresentadas algumas formas de obtenção do ângulo do vetor tensão da rede elétrica e características físicas, no que se diz respeito a conversão CC/CA e a filtragem das correntes de saída do sistema. O diagrama de blocos básico de um sistema de geração fotovoltaico é apresentado na Figura 2.1.

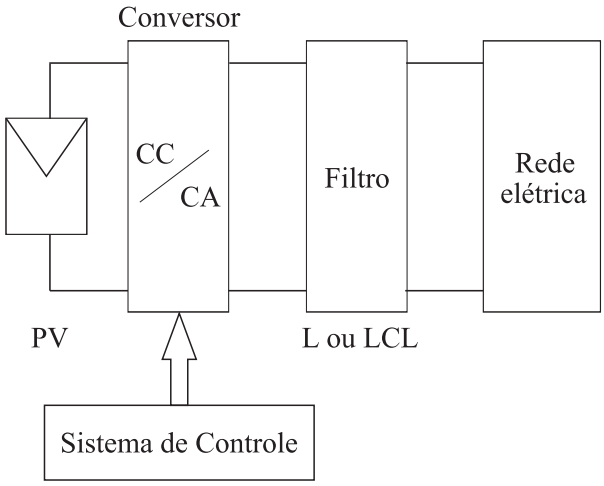

Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema de geração fotovoltaico.

Nesse diagrama, o bloco PV refere-se ao painel composto por módulos fotovoltaicos. O bloco CC/CA corresponde ao conversor de potência CC/CA. Ele pode ser implementado com um ou dois estágios. O bloco filtro é constituído por circuitos L ou LCL empregados na interligação do sistema com a rede elétrica. Finalmente, o bloco de controle é responsável pela implementação das estratégias: seguidor de máxima potência MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*), controlador da tensão do barramento CC e pelos controladores das correntes de saída.

2.2 Conversão CC/CA

Os conversores de potência que interligam o painel fotovoltaico ao sistema elétrico desempenham duas funções principais: (i) garantir a operação dos módulos no ponto de máxima potência e (ii) fornecer a potência elétrica gerada por estes a rede elétrica. Essas duas tarefas devem ser efetuadas da forma mais eficiente possível, dentro da faixa de operação determinada pelo período de disponibilidade da luz solar. Além disso, o sistema deve garantir sua operação considerando-se perturbações eventuais, tais como: sombreamento, variações sazonais ou distúrbios na rede elétrica (GAO et al., 2009) (SUBUDHI; PRADHAN, 2013). A estrutura do sistema de geração fotovoltaico pode ser composta por um ou dois estágios, cujas características são descritas nas subseções seguintes.

2.2.1 Sistema de Conversão com 1 Estágio

Na Figura 2.2 é apresentado o diagrama de blocos de um sistema de geração fotovoltaico monofásico com apenas um estágio.

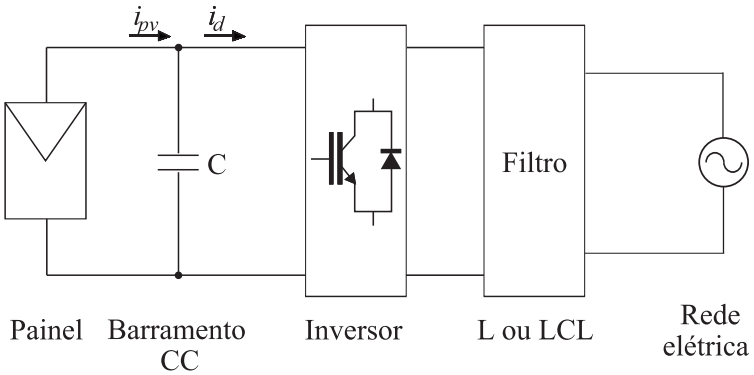

Figura 2.2: Conversão em apenas um estágio.

Nesta topologia, o painel fotovoltaico é diretamente conectado ao banco de capacitores do barramento CC. O inversor de tensão VSI (do inglês, *Voltage Source Inverter*) realiza a conexão do painel fotovoltaico com a rede elétrica, ao mesmo tempo que busca o ponto de máxima potência dos painéis. Essa busca é realizada modificando-se a corrente i_d, variando a tensão de referência do barramento CC. A utilização de apenas um estágio possui a vantagem da redução do custo relativo a etapa de conversão CC/CA, por conta da redução do número de chaves empregadas. Todavia, essa topologia apresenta uma maior dificuldade para implementação, pois o seguidor de máxima potência MPPT necessita variar a tensão de referência do barramento CC. Essa variação de tensão precisa estar dentro de limites que garantam o funcionamento do sistema conectado com a rede elétrica. Outro problema é a limitação quanto ao número mínimo de módulos fotovoltaicos requeridos, especialmente no que se refere a sistemas monofásicos (GHODDAMI; YAZDANI, 2011) (ALAJMI et al., 2013). Essa limitação se dá pelo fato de não existir um conversor para elevar a tensão de saída do painel fotovoltaico, limitando assim o valor mínimo da tensão requerida para que o inversor possa entregar potência a rede elétrica.

2.2.2 Sistema de Conversão com 2 Estágios

Na Figura 2.3 é apresentado o esquema de um sistema de geração fotovoltaico monofásico com dois estágios.

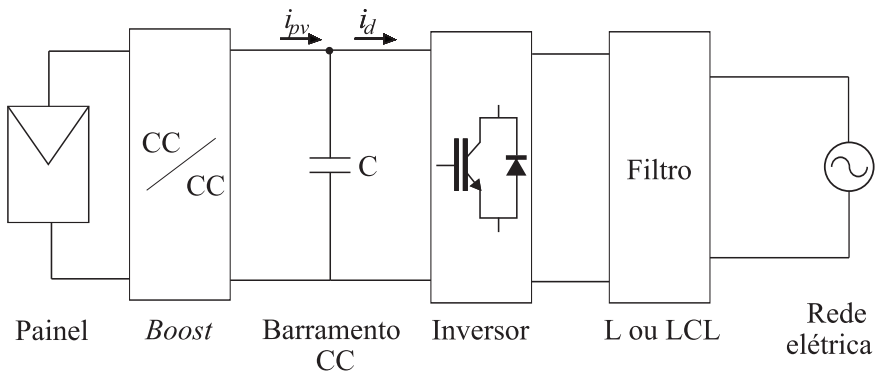

Figura 2.3: Conversão em dois estágios.

Essa estrutura é a forma convencional de implementação de um sistema de geração fotovoltaico. O primeiro estágio é ligado diretamente no painel fotovoltaico. Em geral, o seu controle é responsável pela elevação da tensão gerada pelo painel e também pela implementação do seguidor do ponto de máxima potência. Nessa etapa, um conversor elevador do tipo *boost* é normalmente utilizado. Por sua simplicidade e facilidade de controle, o primeiro estágio apresenta alto rendimento e robustez. O VSI utilizado no segundo estágio é responsável pela injeção da potência produzida pelo sistema fotovoltaico no barramento CA. A eficácia do fornecimento da energia elétrica à rede CA depende do controle da potência ativa do sistema. Ele é baseado na técnica de controle das potências instantâneas PQ (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984). A implementação é realizada segundo o referencial vetor tensão do barramento CA (WANG et al., 2013).

A vantagem principal de se utilizar uma estrutura de dois estágios é a facilidade de controle. A desvantagem associada a essa topologia são as perdas verificadas por conta da maior quantidade de chaves utilizadas na etapa de conversão.

2.3 Filtro L e LCL

Em geral, a conexão do VSI com a rede elétrica pode ser realizada por um filtro L, LC ou LCL. Eles são empregados para reduzir o conteúdo harmônico das correntes de saída, decorrentes do processo de chaveamento. A análise do filtro LC é semelhante a do filtro LCL, por este motivo são analisados apenas os filtros L e LCL. Na Figura 2.4 é apresentado o circuito equivalente por fase do filtro L. Em que l é a indutância do filtro, r é a resistência intrínseca do indutor, V_f é a tensão de saída do VSI e I_f é a corrente de saída do filtro.

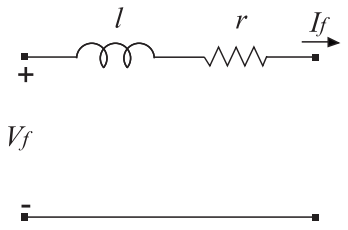

Figura 2.4: Filtro L.

A função de transferência do filtro L apresentado na Figura 2.4 é descrita por:

$$\frac{I_f(s)}{V_f(s)} = \frac{\frac{1}{l}}{s + \frac{r}{l}}. \tag{2.1}$$

Geralmente o filtro L é utilizado em sistemas de pequeno porte, pois em sistemas de maior porte há uma necessidade de um alto valor da indutância L, o que empobrece a dinâmica do sistema. Além disto, indutores com auto valor de indutância possuem maior tamanho físico, o que ocasiona um aumentando do custo de fabricação. Nestes sistemas é mais indicado o uso do filtro LCL, pois os indutores usados neste filtro possuem valor de indutância bem menor quando comparado ao do filtro L. O diagrama unifilar do filtro LCL é apresentado na Figura 2.5, em que l_1 a indutância de entrada, C_{lcl} é a capacitância do filtro, l_2 é a indutância de saída e r_d é a resistência introduzida para amortecer eventuais oscilações.

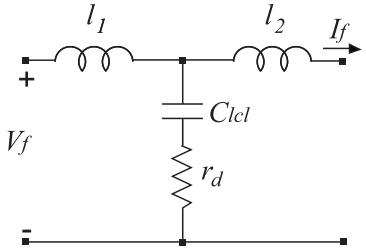

Figura 2.5: Filtro LCL.

A função de transferência do filtro LCL da Figura 2.5 é descrita como segue:

$$\frac{I_f(s)}{V_f(s)} = \frac{C_{lcl} r_d s + 1}{l_1 l_2 C_{lcl} s^3 + C_{lcl} r_d l_1 s^2 + l_1 s}. \tag{2.2}$$

Quando o filtro L é utilizado, o projeto do controlador de corrente se torna mas simples, pois seu modelo apresenta uma dinâmica de 1ª ordem. Já no caso do filtro LCL, o

modelo dinâmico é de terceira ordem, o que dificulta o projeto do controlador. Outro problema relacionado ao filtro LCL é a presença de um pico de ressonância que pode tornar o controle de corrente instável. A estabilidade pode ser viabilizada com a introdução de resistências de amortecimento r_d em série ou em paralelo com o capacitor C_{lcl}. Porém, o uso dessa técnica aumenta as perdas, diminuindo o rendimento do sistema.

Comparativamente, o filtro LCL é mais eficiente na redução do conteúdo harmônico das correntes fornecidas à rede. Porém, se a utilização do filtro L for associada a uma estratégia de controle suficientemente rápida, é possível obter similarmente a redução do conteúdo harmônico nas correntes de saída. Essa solução se torna atrativa, considerando-se a possibilidade de instabilidade do sistema e o aumento de consumo de energia introduzido pelo filtro LCL.

2.4 Estratégias de Controle

Normalmente as estratégias de controle utilizadas em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica possuem três partes básicas, que são: sincronização com a rede elétrica, para que seja possível realizar o controle de quesitos de qualidade de energia, controle da tensão do barramento CC, tornando possível o fornecimento de potência e o controle das correntes de saída do sistema fotovoltaico. O diagrama de blocos simplificado da estratégia de controle utilizada em sistemas fotovoltaicos conectadas à rede elétrica é apresentado na Figura 2.6.

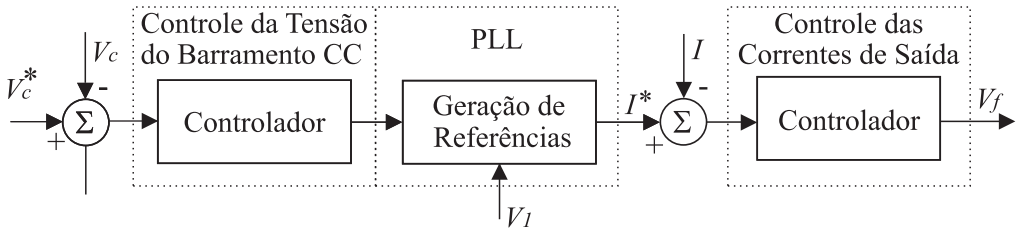

Figura 2.6: Diagrama básico da estrutura de controle.

2.4.1 Sincronização com a Rede Elétrica

Dentre os métodos utilizados para identificar o ângulo do vetor tensão da rede elétrica, destacam-se os esquemas de detecção de passagem por zero da tensão e as técnicas PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) (GARDNER, 1979)(PHIPPS; HARRISON; DUKE, 2006) (TIMBUS et al., 2005) (ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001). Os esquemas de passagem por zero são de simples implementação, mas de pouca eficiência principalmente

quando há distúrbios na forma de onda da tensão. Esses distúrbios podem gerar mais pontos de passagem por zero do que o esperado, resultando em identificações incorretas do ângulo do vetor tensão. Tais distúrbios podem ser decorrentes de afundamentos de tensão e/ou por conta da presença de harmônicos de baixa ordem. Já na técnica PLL, o rastreamento é feito continuamente, gerando assim um sinal elétrico, de natureza angular, em fase com a tensão da rede. O principio de funcionamento do PLL é zerar a diferença entre os ângulos do vetor tensão e do sinal gerado na sua saída (HSIEH; HUNG, 1996). Este ajuste é imposto por um controlador PI (Proporcional Integral), como ilustrado no diagrama de blocos da Figura 2.7.

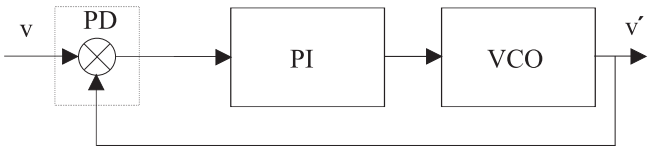

Figura 2.7: Diagrama básico de um PLL.

Nesse diagrama, o bloco PD (do inglês, *Phase Detector*) realiza a detecção da defasagem entre os sinais de entrada v e saída v' do PLL. Com base nessa defasagem (erro), o PI gera um sinal de controle para o oscilador controlado por tensão VCO (do inglês, *Voltage-Controlled-Oscillator*), que produz na sua saída um sinal elétrico correspondente ao ângulo do vetor tensão. Com o objetivo de aumentar a robustez do PLL, várias alterações na sua estrutura básica têm sido propostas nos últimos anos (YANG; BLAABJERG, 2012) (AMUDA et al., 2000). Em geral, os estudos têm se concentrado mais no detector de fase PD.

Uma alternativa para implementação do PLL é a utilização da detecção de fase baseada na geração de sinais em quadratura (MARANGONI, 2012). Esses sinais podem ser obtidos a partir da conversão do sistema trifásico da rede elétrica, em um sistema bifásico $\alpha\beta$, utilizando-se a Transformada de Clarke (CLARKE, 1943). A Transformada de Clarke pode ser obtida da seguinte forma (TORABI, 2011):

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{123} \end{bmatrix}. \tag{2.3}$$

A partir das tensões v_α e v_β obtidas com a Equação 2.3, é possível fazer uma transformação para o referencial vetor tensão. Esse novo sistema é composto por dois eixos (dq) defasados entre si de 90^0, que giram no sentido anti-horário com a frequência da rede. Esse procedimento é conhecido como Transformada de Park (PARK, 1929) e pode ser

obtido com o auxilio da Equação 2.4:

$$\begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & sen(\theta) \\ -sen(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \end{bmatrix}. \tag{2.4}$$

em que e θ é o ângulo estimado do vetor tensão.

O PLL em quadratura implementado a partir das tensões v_α, v_β, v_d e v_q é apresentado na Figura 2.8. Nesse diagrama de blocos, ω_s é a frequência da rede (rad /s) e $\omega_s^{'}$ é a frequência instantânea (rad /s).

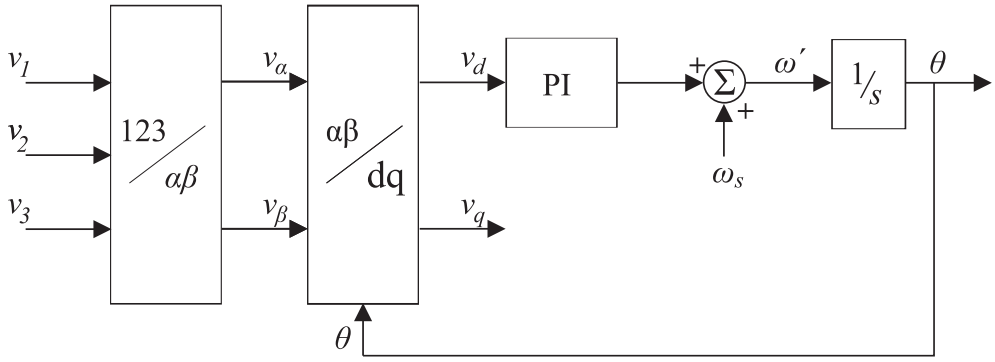

Figura 2.8: Diagrama básico de um PLL em quadratura .

No caso dos sistemas monofásicos, a transformação exata do referencial *123* para $\alpha\beta$ ou para *dq* não pode ser realizada, a não ser de forma aproximada. Uma possibilidade, é a utilização da tensão da rede elétrica como a componente α e a emulação da componente β a partir da defasagem desta em 90^0. Para isso, utiliza-se um filtro passa baixa com um retardo de 1/4 do período da fundamental ou um filtro passa tudo (YANG; BLAABJERG, 2012). Na Figura 2.9 é mostrado o diagrama de blocos do PLL monofásico usando a Transformada de Park.

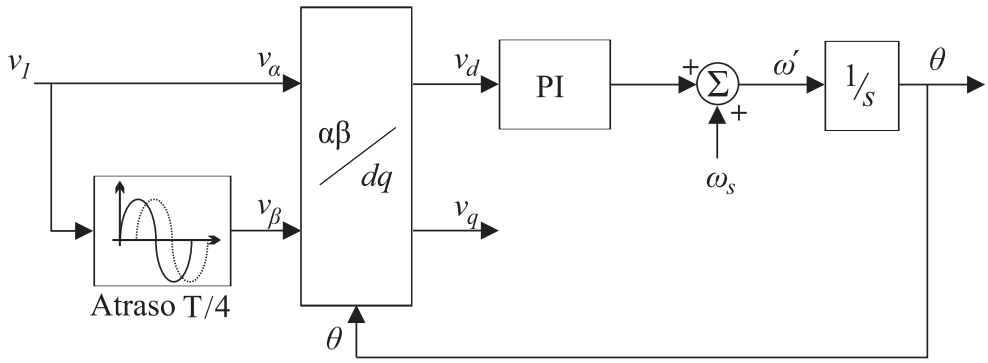

Figura 2.9: Diagrama básico de um PLL em quadratura monofásico.

2.4.2 Controle das Malhas de Tensão e Corrente

O diagrama de blocos simplificado da estratégia de controle de um sistema de geração fotovoltaico trifásico é apresentado na Figura 2.10. Esse sistema é implementado no referencial estacionário e a conversão das grandezas trifásicas 123 para grandezas bifásicas αβ é realizada utilizando-se a Transformada de Clark. Neste diagrama existem duas malhas de controle, uma interna que regula as correntes de saída da planta de geração fotovoltaica e outra externa que controla a tensão dos capacitores do barramento CC. Inicialmente é necessário realizar o controle da tensão do barramento CC. Como essa tensão é contínua, utiliza-se um controlador PI para garantir erro em regime permanente nulo. A saída deste controlador gera um sinal de corrente contínua, que passa por um sistema de referência (Geração de Referências), baseado normalmente em um esquema PLL. Na saída desse sistema são geradas as correntes de referência I_α e I_β. Como essas grandezas são senoidais, a utilização de controladores PI não é adequada por não ser possível zerar o erro de regime permanente. Para resolver este problema, utilizam-se controladores Proporcionais Ressonantes (PRs), que utilizam o princípio do modelo interno do sinal de referência senoidal. Assim, pode-se zerar o erro de regime permanente.

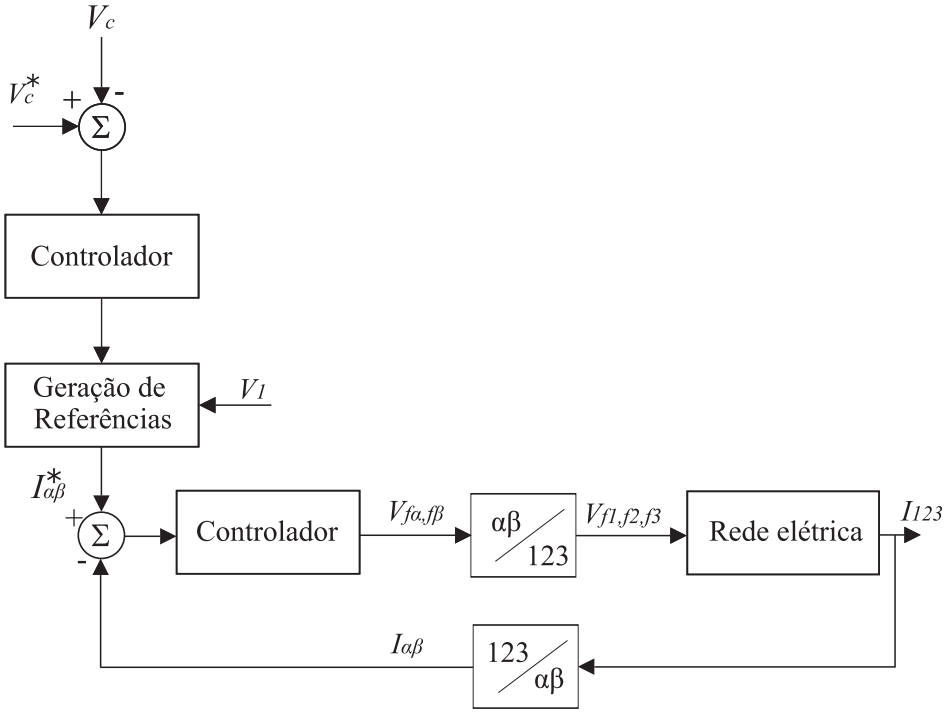

Figura 2.10: Sistema de controle no referencial αβ.

A outra possibilidade de implementação do esquema de controle empregado nos sis-

temas de geração fotovoltaico trifásico é a implementação do controle de corrente no referencial vetor tensão, obtido mediante o uso da transformada de Park. Neste caso, as correntes de saída passam a ser contínuas, o que torna viável o emprego de controladores PIs. Esta estrutura de controle é apresentada na Figura 2.11.

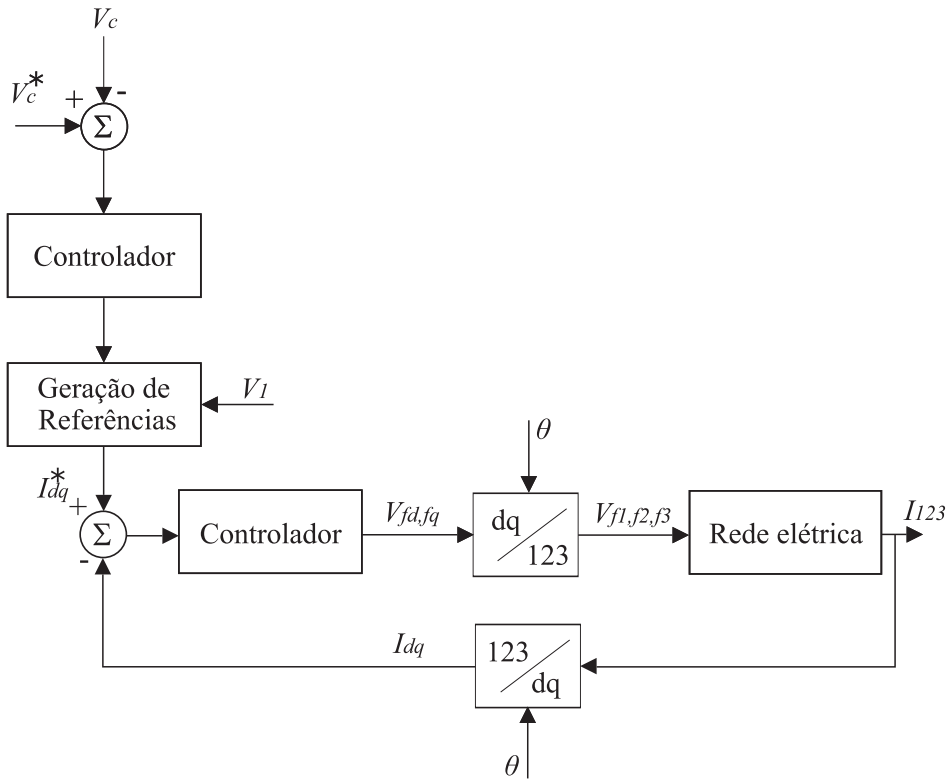

Figura 2.11: Sistema de controle no referencial dq.

Controle da Tensão do Barramento CC

A regulação da tensão do barramento CC, em níveis adequados, é crucial para garantir o balanço de energia do sistema. O controlador de tensão fornece a amplitude das correntes de referência de saída do sistema, baseado no balanço de energia do sistema. Geralmente, controladores convencionais do tipo PI são utilizados (PARK et al., 2013); (MIRET et al., 2012). Porém, esse esquema de controle apresenta comportamentos indesejáveis quando há a ocorrência de variações abruptas de carga. Por conta disso, nos últimos anos, outras alternativas de controle têm sido propostas com o objetivo de incrementar o seu desempenho dinâmico. Dentre as estratégias estudadas, destaca-se o uso de um controlador Neuro-fuzzy adaptativo que modifica seus ganhos em função das condições de um sistema trifásico (SINGH; CHANDRA, 2013). Esse controlador permite uma atuação mais rápida, que aumenta o desempenho do sistema durante a ocorrência de

transitórios.

Diferentemente do sistema trifásico, a estrutura monofásica tem um efeito indesejado, que é a presença de uma oscilação na tensão controlada do barramento CC, com duas vezes a frequência fundamental da rede elétrica. Isto é decorrente da estrutura do inversor de tensão, que normalmente é implementada por um conversor Ponte-H. O resultado deste segundo harmônico na tensão do capacitor é um aumento considerável do terceiro harmônico nas correntes injetadas pelo conversor na rede elétrica. Uma solução possível é a utilização de um filtro passa-baixa ou de banda suprimida, para medição da tensão do barramento CC. Esses filtros reduzem a banda de passagem do controlador empregado. Uma solução alternativa para a remoção do segundo harmônico em um sistema monofásico foi proposta por He et al. (2011). Nela emprega-se a remoção do segundo harmônico sem a utilização de filtros, por meio do uso de um controlador preditivo de alta frequência. O controlador utilizado possui rejeição a essas oscilações se baseando no balanço de energia do sistema.

Um dos componentes de maior custo na composição de um sistema de geração fotovoltaico é o banco de capacitores do barramento CC. Com o objetivo de reduzir o tamanho destes capacitores, e consequentemente reduzir o custo final do sistema, Kotsopoulos, Duarte e Hendrix (2001) e He et al. (2010) propuseram uma estratégia de controle preditiva para um sistema monofásico. Esses controladores se caracterizam pela utilização de previsões do comportamento futuro da tensão do barramento CC. Para a realização dessas previsões, utiliza-se uma lei ótima de controle baseada em um critério de desempenho determinístico ou estocástico. A ideia é obter um controlador rápido para garantir a estabilização do sistema em poucos períodos de amostragem. Assim, os requisitos de filtragem e armazenamento de energia do barramento CC podem ser reduzidos.

Outro controlador não convencional proposto para o controle de tensão do barramento CC de um sistema monofásico, usa um esquema híbrido que associa a facilidade de dimensionamento do controlador linear discreto com a técnica de estrutura variável (MEZA et al., 2006). A estrutura variável utiliza uma lei chaveada baseada na variação de tensão do barramento CC e na variação de energia da geração do painel fotovoltaico. O esquema pode ser usado em estruturas de um ou dois estágios. No caso de sistema com um estágio, a tensão de referência é gerada pela estratégia do seguidor da máxima potência. No caso do sistema com dois estágios, a referência de tensão é gerada pela etapa *boost*, que também realiza a tarefa de MPPT.

Os parâmetros do modelo do barramento CC podem variar de acordo com as condições de operação do sistema. Portanto, uma solução adequada para compensar esses problemas é a utilização de controladores que modificam seus ganhos de acordo com

o desempenho do sistema. Por este motivo, este trabalho propõe a utilização de um controlador que modifica seus ganhos de acordo com a dinâmica do erro da tensão do barramento CC. O sistema é trifásico e a tensão do barramento CC é regulada por um controlador hibrido que é composto pela associação de um PI convencional com um controlador em modo deslizante. O esquema de modo deslizante determina continuamente os ganhos do controlador se baseando no erro da tensão e na sua derivada. Este controlador é denominado como DSM-PI (Proporcional Integral Dual em Modo Deslizante). O *chattering* devido ao esquema de modo deslizante utilizado é reduzido com a utilização de um esquema de transição que fixa os ganhos do DSM-PI quando o regime permanente é alcançado. Desta forma, o DSM-PI possui estrutura variável durante o transitório e estrutura fixa no regime permanente.

Controle das Correntes de Saída do Conversor

No controle das correntes de saída dos sistemas de geração fotovoltaicos são comumente usados controladores convencionais do tipo PI ou Proporcional Ressonante (WANG et al., 2013); (KADRI; GAUBERT; CHAMPENOIS, 2011); (BAO et al., 2013), dependendo do referencial usado. Esses controladores são lineares e são dimensionados de acordo com o modelo do sistema. Isto pode comprometer o seu desempenho, quando ocorre mudanças paramétricas ou quando o ponto de operação é alterado. Considerando-se que as condições da rede elétrica têm natureza randômica, no que se refere a ocorrência de distúrbios e perturbações, não é possível assegurar o desempenho desses esquemas para toda a faixa de operação. Ao longo dos anos várias estratégias de controle têm sido propostas para contornar estes problemas. Nesta direção, Timbus et al. (2009) propuseram um controlador preditivo do tipo *Dead-Beat* (DB), com adição de robustez, para aumentar a confiabilidade do sistema em um sistema trifásico. Este tipo de controlador resolve o problema de sensibilidade do modelo do sistema com o uso do controlador DB convencional, quando filtros LCL são utilizados. Outra possibilidade é o emprego do controlador DB, com a incorporação de um seletor reconfigurável das correntes de referência (RODRIGUEZ et al., 2007). Com esse controlador, é possível não só obter o desempenho desejado na injeção de potência ativa, mas também corrigir a qualidade de energia no PAC. Diferentemente das soluções anteriores, controladores de corrente preditivos podem ser utilizados. No entanto, eles podem ocasionar erros de regime permanente no controle das potências ativa e reativa. Para zerar estes erros, adicionou-se um esquema de adaptação ao controlador preditivo original como proposto em Ahmed et al. (2011) e Espi et al. (2011). A vantagem desse esquema de controle é sua melhor adequação as perturbações

em comparação com as estratégias convencionais. Porém, essa modificação não reduz sua forte dependência aos parâmetros da planta. Uma proposta interessante seria associar a rapidez do controlador preditivo com a garantia de erro nulo em regime permanente da estratégia adaptativa.

Controladores adaptativos possuem a vantagem da atualização de seus ganhos em tempo real por meio da estimação dos parâmetros da planta. Porém, o emprego desses esquemas dificulta a sua implementação em decorrência da necessidade do uso de estimadores. Os estimadores empregados nesses esquemas devem ter uma dinâmica mais rápida do que a da planta, para que se obtenha um desempenho satisfatório, e isto nem sempre é possível.

Para garantir o amortecimento requerido em sistemas que empregam o filtro LCL, Massing et al. (2012) e Mao e Ayyanar (2010) propuseram a utilização de um controlador de corrente adaptativo do tipo MRAC (do inglês, *Model Reference Adaptive Control*) no referencial estacionário $\alpha\beta$ em um sistema trifásico. Com esse controlador, é possível selecionar um modelo de referência adequado para o sistema em malha fechada baseado no comportamento desejado do sistema de geração fotovoltaico. Porém, esse modelo de referência nem sempre resulta em estimações com valores corretos. Desta forma, além de aumentar a complexidade do algoritmo, pode-se comprometer o desempenho do controlador.

Em condições normais de operação, a tensão no PAC está sujeita a desbalanceamentos e conteúdos harmônicos de baixa e de alta frequência. Para garantir a qualidade da tensão no PAC em um sistema trifásico, em Mohamed (2011) foi proposto à utilização de controladores de dupla sequência no referencial estacionário. Desta forma, as correntes de referência são geradas com forma de onda senoidal. Nesse tipo de controle, é introduzido uma lei chaveada, baseada no erro de tensão e na sua derivada. Esse procedimento adiciona robustez ao sistema de geração fotovoltaico.

Apesar de toda a evolução das estratégias de controle empregadas na regulação das correntes de um sistema fotovoltaico, ainda são encontrados na literatura o uso de controladores histerese (SINGH; CHANDRA, 2013) em um sistema trifásico. Esses controladores são implementados no referencial trifásico 123. O problema da utilização desses controladores decorre da introdução de *chattering*, nas correntes controladas, aumentando, portanto, o seu conteúdo harmônico. O problema do *chattering* pode ser resolvido com o uso de controladores com estratégia dual, no qual durante o transitório, utiliza-se a técnica por histerese e em regime permanente, reconfigura-se a estrutura para um regulador com parâmetros fixos (BLAABJERG et al., 2006).

Em relação ao sistemas fotovoltaicos monofásicos os controladores de corrente mais

usados são do tipo PI (SELVARAJ; RAHIM; KRISMADINATA, 2008) (AFROZE; UDAYKUMAR; NAIK, 2012). O problema da utilização deste tipo de controlador em sistemas monofásicos é a presença de um terceiro harmônico persistente nas correntes fornecidas proveniente de um segundo harmônico presente na tensão do barramento CC. Além disso existe o problema deste controlador não garantir erro nulo em regime permanente, para referenciais senoidais, e da sua capacidade limitada de rejeição à distúrbios (TEODORESCU et al., 2004). Uma solução é a utilização de controladores PR, que além de proporcionar um erro nulo no regime permanente, consegue erro nulo em regime permanente pelo fato de possuir ganho infinito em malha aberta na frequência da rede elétrica. Essa técnica é utilizada por Cha, Vu e Kim (2009), no qual são empregados dois controladores PR para regular as correntes injetadas na rede elétrica, no referencial estacionário $\alpha\beta$. A corrente I_β é obtida utilizando um filtro passa tudo a partir de I_α. Quando comparado ao esquema com o controlador PI, os resultados experimentais mostram um menor conteúdo harmônico das correntes I_α e I_β. Na mesma direção, em Teodorescu et al. (2004) é apresentada uma alternativa para controle das correntes de saída do sistema de geração fotovoltaico monofásico, com a adição de um sistema para reduzir o conteúdo harmônico. Essa alternativa é baseada no controlador repetitivo. Esse esquema de controle é implementado por quatro PRs em paralelo, sintonizados no primeiro, terceiro, quinto e sétimo harmônicos. Os harmônicos são obtidos com a utilização de filtros e os controladores têm a função de gerar um sinal com controle para zerar o erro no regime permanente.

Para obter um bom desempenho com o uso dos controladores PR é necessário que a frequência da rede seja constante, pois o controlador PR é sintonizado para trabalhar em uma frequência específica. No caso da ocorrência de variações nesta frequência, o erro nulo de regime permanente não é mais obtido. Desta forma, para que a atuação do PR não seja suscetível a variações de frequência, é proposto em Dasgupta, Sahoo e Panda (2009) um controlador PR adaptativo para um sistema monofásico. Nesse esquema de controle a frequência da fundamental não é fixa na função de transferência do controlador, e pode ser continuamente identificada por um PLL.

Os sistemas fotovoltaicos regulam suas correntes de saída, entregando para a rede elétrica correntes com baixa distorção harmônica. Também há a possibilidade do sistema fotovoltaico fornecer correntes que compensam reativos e harmônicos consumidos por cargas conectadas ao ponto de acoplamento. Para realizar essa compensação normalmente são utilizados filtros passa baixa na medição das correntes da carga separando a componente fundamental das componentes harmônicas, desta forma há um controlador para a frequência fundamental e outra para os harmônicos. Outra possibilidade de realizar o controle das correntes é a utilização de vários filtros passa banda sintonizados na

frequência de cada harmônico a ser compensado. Para cada componente harmônico é utilizado um controlador de modo a minimizar o conteúdo harmônico das correntes fornecidas pela rede elétrica. Os filtros utilizados na identificação dos harmônicos geram atrasos que podem comprometer o desempenho do sistema. Além disso, nessa forma de compensação são necessários sensores para a medição das correntes da carga e das correntes de saída do sistema, e isto ocasiona um maior custo final do sistema. Para contornar estes problemas, neste trabalho as correntes de um sistema trifásico são reguladas com o uso de um controlador DSC (do inglês, *Double Sequence Controller*) com três graus de liberdade sem nenhum esquema de detecção de harmônicos. Os requisitos de compensação são obtidos regulando indiretamente as correntes da rede elétrica. O DSC emprega o princípio do modelo interno para evitar transformações de referencial. Na estrutura utilizada são medidas apenas as correntes da rede elétrica, e em regime permanente, com a compensação, tais correntes possuem formato quase senoidal.

O resumo comparativo dos controladores existentes na literatura é apresentado na Tabela 2.1. Nesse resumo, destacam-se os principais tipos de controladores utilizados no controle da tensão do barramento CC e no controle das correntes de saída deste sistema. Também é apresentada a validação dos métodos propostos (por meio de simulação, ou por meio de resultados experimentais). Além disso, se os referidos métodos foram testados com a utilização de cargas não lineares, variações paramétricas e faltas.

Tabela 2.1: Resumo das Estratégias de Controle.

Referência	Controlador		Validação		CNL	VP	Faltas
	Barramento CC	Corrente	Sim.	Exp.			
Sung et al. (2002)	PI	Proporcional	√	-	√	-	-
Dixon et al. (2006)	-	PI	√	√	-	√	-
Meza et al. (2006)	LDEV	-	√	-	-	-	-
Rodriguez et al. (2007)	-	DB	√	√	-	-	√
Lo, Lee e Wu (2008)	-	Histerese	√	√	-	-	-
Timbus et al. (2009)	-	DB robusto	√	√	-	√	-
Mao e Ayyanar (2010)	-	MRAC	√	-	-	√	-
Ahmed et al. (2011)	-	Preditivo	√	√	-	-	-
Espi et al. (2011)	-	Preditivo Robusto	√	-	-	-	-
He et al. (2011)	PI	Preditivo	√	-	-	-	-
Hu et al. (2011)	PI	Sliding-Mode	√	√	-	-	-
Kadri, Gaubert e Champenois (2011)	PI	PI	√	√	-	-	-
Mohamed (2011)	-	Dupla Sequência Robusto	√	√	-	√	-
Gonzalez-Espin et al. (2012)	PI	Proportional+Lattice	√	√	-	√	-
Massing et al. (2012)	-	MRAC	√	√	-	-	√
Miret et al. (2012)	PI	PR	√	√	-	-	√
Gonzalez-Espin et al. (2013)	PI	Proportional+Lattice	√	√	-	√	-
Herran et al. (2013)	-	Preditivo Robusto	√	√	-	-	-
Park et al. (2013)	PI	PI	√	√	-	-	-
Singh e Chandra (2013)	NFA	Histerese	√	√	√	-	-
Wang et al. (2013)	PI	PI	√	√	-	-	-

CNL - Carga Não Linear
VP - Variação Paramétrica
NFA - Neuro-*Fuzzy* Adaptativo
LDEV - Linear Discreto + Estrutura Variável
Sim. : Simulação
Exp. : Experimental

2.5 Conclusões do Capítulo

Nesse capítulo foi apresentada a revisão bibliográfica das estratégias de controle usadas em sistemas de geração fotovoltaico trifásicos e monofásicos. Foram apresentadas as principais topologias de conversão, que são a de um ou de dois estágios. O tipo da topologia utilizada afeta o sistema de controle, pois com apenas um estágio, o algoritmo MMPT é quem define a tensão de referência do barramento CC, já com dois estágios, a tensão de referência é definida pelo operador. Para conectar o sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica é preciso obter o vetor tensão do PAC. Por esse motivo foram apresentados métodos de extração de ângulos da rede (PLL), para sistemas trifásicos e monofásicos. Também foram apresentados os modelos dos filtros de potência L e LCL, que são usados na saída do VSI para tornar possível o controle das correntes. Logo após, foram apresentados os principais controladores usados na malha de corrente e na malha de tensão do barramento CC, tanto para sistemas trifásicos como para monofásicos. Foi comentado que nos sistemas monofásicos as transformações de referencial não podem ser utilizadas diretamente, por isso, é necessário o uso de filtros.

Capítulo 3

Modelagem

Na implementação de um sistema de geração fotovoltaico, os controladores utilizados na regulação da tensão do barramento CC e das correntes são projetados a fim de garantir que o sistema controlado atenda a determinadas especificações, que podem ser: rejeição a distúrbios e pertubações e resposta dinâmica em malha fechada. Para dimensionar esses controladores é necessário realizar a modelagem que descreve o comportamento da tensão do barramento CC e das correntes de saída do sistema fotovoltaico. Com o objetivo de realizar a modelagem do sistema, neste capítulo é apresentada a descrição do sistema fotovoltaico estudado neste trabalho. Inicialmente é considerado o sistema com todas suas particularidades e, logo após, são feitas algumas considerações para simplificar os modelos, facilitando assim o projeto dos controladores. O controle das correntes de saída do sistema é feito de forma indireta, sem a utilização de extração de harmônicos, regulando-se a corrente da rede elétrica no referencial estacionário. Por este motivo é apresentado o modelo que relaciona as correntes da rede elétrica pelas tensões geradas pelo VSI. A estratégia de controle da tensão do barramento CC proposta neste trabalho se baseia no balanço de potência do sistema. O controlador de tensão gera a corrente de referência do eixo d capaz de fixar a tensão do barramento CC e alimentar a carga do PAC. Na modelagem do barramento CC, realizada neste capítulo, é levado em consideração o circuito equivalente que descreve o comportamento real do capacitor.

3.1 Descrição do Sistema

Na Figura 3.1 é apresentada a topologia básica do sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica, sendo composta por um inversor de tensão trifásico conectado ao PAC por meio de indutâncias, representadas pelas associações série de resistências e de indutâncias (r_f+$j\omega l_f$). No PAC há também uma carga composta pela conexão em paralelo de um retificador trifásico não controlado com uma carga linear trifásica através

de um impedância de acoplamento composta pela associação em série de resistências e indutâncias ($r_{ac}+j\omega l_{ac}$). O referido retificador alimenta uma carga fortemente indutiva, que também possui uma associação série de uma resistência e uma indutância ($r_{nl}+j\omega l_{nl}$). A carga linear trifásica possui a configuração estrela, com neutro isolado, composta pelas associações série de resistências e de indutâncias ($r_l+j\omega l_l$). A rede elétrica é composta por uma fonte de tensão senoidal trifásica com suas respectivas impedâncias internas, também representadas por associações série de resistências e de indutâncias ($r_s+j\omega l_s$). O barramento CC do inversor trifásico é conectado a um painel fotovoltaico por meio de um conversor *Boost*. O referido painel é composto por 4 módulos fotovoltaicos conectados em série.

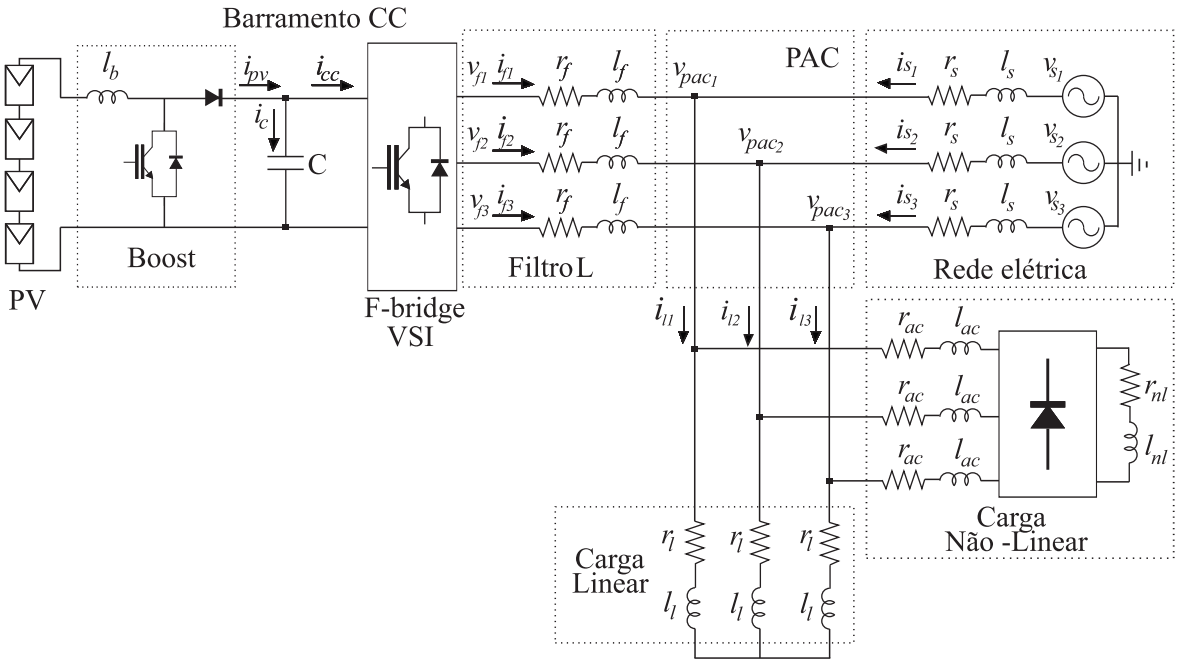

Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de interconexão trifásico.

O conversor *Boost* é empregado para elevar a tensão produzida pelo conjunto de módulos fotovoltaicos e para garantir que o sistema opere no ponto de máxima potência. O VSI é responsável pela conversão CC/CA, viabilizando a interconexão do sistema à rede elétrica. O filtro indutivo trifásico ($r_f+j\omega l_f$), utilizado na interconexão do VSI com o PAC, é empregado para redução das componentes harmônicas de corrente, oriundas do chaveamento do inversor de tensão. A carga linear, conectada no PAC, tem por objetivo, submeter um baixo fator de potência ao sistema. Já a carga não-linear é empregada como fonte de harmônicos.

3.2 Modelagem do Conversor de Potência Conectado à Rede.

O comportamento dinâmico do conversor de potência conectado à rede pode ser obtido a partir da análise do diagrama elétrico da Figura 3.1. Aplicando-se a Lei das Tensões de Kirchhoff a este circuito, obtêm-se a seguinte equação dinâmica:

$$\left[\ v_{f_{123}}\ \right] = r_f \left[\ i_{f_{123}}\ \right] + l_f \frac{d}{dt}\left[\ i_{f_{123}}\ \right] - r_s \left[\ i_{s_{123}}\ \right] - l_s \frac{d}{dt}\left[\ i_{s_{123}}\ \right] + \left[\ v_{s_{123}}\ \right], \quad (3.1)$$

em que:

$$\left[v_{f123}\right] = \begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

$$\left[i_{f123}\right] = \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$\left[i_{s123}\right] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

$$\left[v_{s123}\right] = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

$$\left[i_{l123}\right] = \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ i_{l3} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Diferentemente dos métodos tradicionais, que controlam a corrente de saída do filtro $i_{f_{123}}$, este trabalho propõe uma estratégia de controle indireto para as correntes do filtro, obtida a partir da regulação das correntes da rede elétrica $i_{s_{123}}$. Para viabilizar essa estratégia, é necessário obter um modelo dinâmico que relacione as correntes da rede com as tensões geradas pelo VSI. Utilizando-se leis dos nós, as correntes geradas pelo filtro podem ser descristas por:

$$\left[\ i_{f_{123}}\ \right] = \left[\ i_{l_{123}}\ \right] - \left[\ i_{s_{123}}\ \right]. \tag{3.7}$$

Considerando-se

$$r_t = r_f + r_s, \tag{3.8}$$

e

$$l_t = l_f + l_s, \tag{3.9}$$

tem-se que

$$\left[\ v_{f_{123}}\ \right] = -r_t \left[\ i_{s_{123}}\ \right] - l_t \frac{d}{dt}\left[\ i_{s_{123}}\ \right] + r_f \left[\ i_{l_{123}}\ \right] + l_f \frac{d}{dt}\left[\ i_{l_{123}}\ \right] + \left[\ v_{s_{123}}\ \right]. \tag{3.10}$$

O circuito trifásico descrito na Equação 3.10 pode ser convertido em um circuito equivalente bifásico no referencial estacionário, utilizando-se a matriz de transformação dada pela Equação 2.3. Segundo esse referencial, as tensões e as correntes de fase podem ser obtidas como segue:

$$\left[\ v^s_{dq0}\ \right] = \left[T_{123-x^s_{dq0}}\right] \left[\ v_{123}\ \right], \tag{3.11}$$

$$\left[\ i^s_{dq0}\ \right] = \left[T_{123-x^s_{dq0}}\right] \left[\ i_{123}\ \right], \tag{3.12}$$

em que o sobrescrito s refere-se ao referencial vetor tensão (estacionário). Multiplicando-se a matriz da Equação 3.10 à esquerda pela matriz de transformação $\left[T_{123-x^s_{dq0}}\right]$, obtém-se,

$$\begin{aligned}\left[\ v^s_{f_{dq0}}\ \right] = -r_t \left[\ i^s_{s_{dq0}}\ \right] - l_t \left[T_{123-x^s_{dq0}}\right] \frac{d}{dt}\left[\ i_{s_{123}}\ \right] + r_f \left[\ i^s_{l_{dq0}}\ \right] \\ + l_f \left[T_{123-x^s_{dq0}}\right] \frac{d}{dt}\left[\ i_{l_{123}}\ \right] + \left[\ v^s_{s_{dq0}}\ \right].\end{aligned} \tag{3.13}$$

Utilizando-se a regra da cadeia, tem-se que:

$$\left[T_{123-x^s_{dq0}}\right] \frac{d}{dt}\left[\ i_{s_{123}}\ \right] = \frac{d}{dt}\left[\left[T_{123-x^s_{dq0}}\right]\left[\ i_{s_{123}}\ \right]\right] - \frac{d}{dt}\left[T_{123-x^s_{dq0}}\right]\left[\ i_{s_{123}}\ \right], \tag{3.14}$$

$$\left[T_{123-x^s_{dq0}}\right]\frac{d}{dt}\left[\ i_{l_{123}}\ \right]=\frac{d}{dt}\left[\left[T_{123-\alpha\beta 0}\right]\left[\ i_{l_{123}}\ \right]\right]-\frac{d}{dt}\left[T_{123-\alpha\beta 0}\right]\left[\ i_{l_{123}}\ \right], \tag{3.15}$$

o que resulta em,

$$\left[\ v^s_{f_{dq0}}\ \right]=-r_t\left[\ i^s_{s_{dq0}}\ \right]-l_t\frac{d}{dt}\left[\ i^s_{s_{dq0}}\ \right]+\left[v^s_{l_{dq0}}\right]+\left[\ v^s_{s_{dq0}}\ \right], \tag{3.16}$$

em que a tensão $\left[v^s_{l_{dq0}}\right]$ é dada por:

$$\left[\ v^s_{l_{dq0}}\ \right]=r_f\left[\ i^s_{l_{dq0}}\ \right]+l_f\frac{d}{dt}\left[\ i^s_{l_{dq0}}\ \right]. \tag{3.17}$$

Considerando-se que os termos $\left[v^s_{l_{dq0}}\right]$ e $\left[v^s_{s_{dq0}}\right]$ presentes na Equação 3.17 e 3.16 são considerados pertubações a serem compensadas pelo esquema de controle, desta forma, as tensões de fase do filtro podem ser dadas por:

$$\left[\ v^{s\prime}_{f_{dq0}}\ \right]=\left[\ v^s_{f_{dq0}}\ \right]-\left[\ v^s_{l_{dq0}}\ \right]-\left[\ v^s_{s_{dq0}}\ \right], \tag{3.18}$$

e, consequentemente,

$$\left[\ v^{s\prime}_{f_{dq0}}\ \right]=-r_t\left[\ i^s_{s_{dq0}}\ \right]-l_l\frac{d}{dt}\left[\ i^s_{s_{dq0}}\ \right]. \tag{3.19}$$

Aplicando-se a transformada de Laplace as seguintes funções de transferência podem ser obtidas:

$$\frac{I^s_{s_d}(s)}{V^{s\prime}_{f_d}(s)}=-\frac{1/l_l}{s+r_t/l_l}=-\frac{b_s}{s+a_s}, \tag{3.20}$$

$$\frac{I^s_{s_q}(s)}{V^{s\prime}_{f_q}(s)}=-\frac{1/l_l}{s+r_t/l_l}=-\frac{b_s}{s+a_s}. \tag{3.21}$$

em que $a_s=(r_s+r_f)/(l_s+l_f)$ e $b_s=1/(l_s+l_f)$. Os parâmetros r_t e l_t podem variar em função do comportamento da rede elétrica e da deterioração do filtro L. Além disso, o modelo do conversor de potência conectado à rede elétrica possui ainda distúrbios não modelados $\left[v^s_{l_{dq0}}\right]$ e $\left[v^s_{s_{dq0}}\right]$, cujas dinâmicas são impostas pela carga ou pela rede elétrica.

3.3 Modelagem do Barramento CC.

O barramento CC do sistema fotovoltaico (ver Figura 3.1) utiliza capacitores eletrolíticos para garantir uma tensão contaste. Esses capacitores são normalmente submetidos a altos *ripples* de corrente que podem provocar aquecimento e, consequentemente, modificar sua característica dinâmica (GASPERI, 2005). A estratégia de controle da tensão do barramento CC proposta neste trabalho se baseia no balanço de potência do sistema. Desta forma, o controlador de tensão gera a corrente de referência do eixo "d" capaz de fixar a tensão do barramento CC e alimentar a carga do PAC. Portanto, para um efetivo controle da tensão do barramento CC, é necessário descrever um modelo que represente a dinâmica desses capacitores. Na literatura são encontrados diferentes modelos para o capacitor eletrolítico, como o introduzido por Gasperi (2005) ou o introduzido por Braham et al. (2010). Ambos modelos apresentam características peculiares. No entanto, o utilizado pelos fabricantes é o mais abrangente e sua descrição é feita a partir de parâmetros facilmente obtidos na literatura técnica (AELOIZA et al., 2005). Na Figura 3.2 é apresentado o circuito equivalente para o capacitor eletrolítico segundo essa metodologia. Neste modelo, l_c é uma indutância proveniente dos terminais do capacitor, C é a capacitância do componente, r_p é a resistência que representa a dinâmica da descarga do capacitor, a resistência *esr* descreve as perdas no dielétrico e o diodo Zener D modela o comportamento de sobretensão e de tensão reversa.

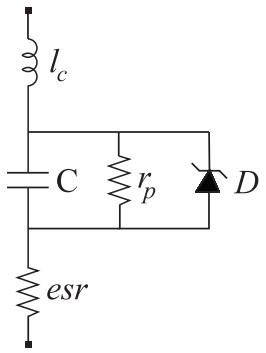

Figura 3.2: Modelo completo do capacitor eletrolítico.

Estudos realizados por Aeloiza et al. (2005) demostraram que estes parâmetros variam em função das condições do sistema. De uma forma geral, observou-se que: a capacitância C diminui com o aumento da frequência e a resistência *esr* diminui com o aumento da frequência e da temperatura. Já a indutância l_c é relativamente independente tanto da frequência como da temperatura. Porém ele aumenta com o aumento da área dos terminais do capacitor. A resistência r_p é responsável pela modelagem dinâmica da fuga

de corrente do capacitor, queaumenta com o aumento da capacitância, da temperatura e da tensão. A indutância l_c tem valor significativo quando a frequência de chaveamento supera os 100 kHz. Porém, para aplicações em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, essa frequência é normalmente bem inferior a este limite. Por este motivo, l_c pode ser negligenciado. O diodo Zener D também é negligenciado pois ele não afeta o comportamento linear do capacitor. Com base nessas considerações, o circuito equivalente apresentado na Figura 3.2 pode ser simplificado e o seu novo diagrama elétrico é apresentado na Figura 3.3.

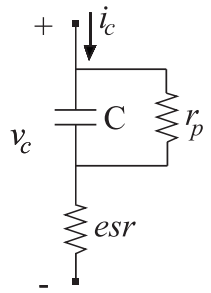

Figura 3.3: Modelo simplificado do capacitor eletrolítico.

Com base na análise da Figura 3.3, o modelo do capacitor pode ser determinado, calculando-se a sua impedância total, que pode ser dada por:

$$Z_c(s) = \frac{\frac{1}{sC} r_p}{\frac{1}{sC} + r_p} + esr. \tag{3.22}$$

Expandindo a Equação 3.22, obtém-se:

$$Z_c(s) = \frac{esr(s + \frac{1}{r_p C} + \frac{1}{esrC})}{s + \frac{1}{r_p C}}. \tag{3.23}$$

A função de transferência representada pela Equação 3.23 tem um polo que depende dos valores de C e r_p e um zero dependendo dos valores de C, r_p e esr. Considerando a condição padrão encontrada nos capacitores de boa qualidade, utilizados nos barramentos CC, ou seja, $r_p >> esr$, é possível simplificar ainda mais a Equação 3.23, negligenciando-se o valor da resistência esr. Neste caso, a função de transferência resultante passa a ser representada por:

$$Z_c(s) = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{r_p C}}. \tag{3.24}$$

Analisando a Figura 3.1, observa-se que a corrente que flui pelo capacitor é determinada pela diferença entre a corrente proveniente do painel fotovoltaico i_{pv} e a corrente de entrada do conversor CC/CA i_{cc}. Quando o sistema está em equilíbrio, significa que a tensão do capacitor possui valor constante. Ou seja, o valor médio da corrente que flui pelo capacitor é nulo, o que corresponde a $\overline{i_{pv}} = \overline{i_{cc}}$. Sendo assim, é possível concluir que a tensão do barramento CC pode ser controlada por i^e_{sd}, já que em equilíbrio $\overline{i_{cc}} = k_{conv} i^e_{sd}$ (em que k_{conv} é uma constante que representa o efeito do ciclo de trabalho do conversor na síntese das tensões de saída do conversor). Para controlar a tensão do capacitor, é necessário determinar um modelo matemático que descreva o comportamento dinâmico do barramento CC pela corrente i^e_{sd}. Esse modelo pode ser obtido a partir da Equação 3.24, inserindo-se a dinâmica do conversor representada aqui pela constante k_{conv}. Assim o modelo resultante pode ser dado por:

$$\frac{V_c(s)}{I^e_{sd}(s)} = \frac{k_{conv}\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{r_p C}} = \frac{b_v}{s + a_v}, \tag{3.25}$$

em que $b_v = k_{conv}/C$ e $a_v = \frac{1}{r_p C}$. Ainda em relação ao modelo, considera-se que a corrente i_{pv} é uma perturbação que será compensada pelo controlador.

3.4 Conclusões do Capítulo

O controle das correntes de saída do sistema fotovoltaico utilizado neste trabalho é feito de forma indireta, regulando-se as correntes da rede elétrica. Por este motivo foi necessário obter o modelo que relaciona as correntes da rede elétrica pelas tensões geradas na saída do VSI. O controle indireto torna possível a compensação de harmônicos consumidos pela carga sem a necessidade da utilização de filtros, para separar a componente fundamental das componentes harmônicas, forçando com que a corrente da rede elétrica tenha um baixo conteúdo harmônico. O controlador de corrente precisa ter uma rápida atuação para conseguir compensar perturbações impostas pela rede elétrica e pela carga. O capacitor utilizado no barramento CC pode ter sua característica dinâmica modificada dependendo das condições do sistema. Por este motivo, a modelagem do barramento CC realizada no capítulo utilizou o modelo descrito por fabricantes, que levam em consideração aspectos reais do capacitor. O modelo obtido relaciona a tensão do barramento CC pela corrente i^e_{sd}, para que o controle baseado no balanço da potência do sistema possa ser realizado. Os modelos dinâmicos da tensão do barramento CC e das correntes da rede elétrica que foram obtidos nesse capítulo possuem uma dinâmica de primeira ordem,

facilitando o projeto dos controladores.

Capítulo 4

Sistema de Controle

O tipo da estratégia de controle utilizada em sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica é uma importante questão a ser considerada, devido ao comportamento estocástico da potência fornecida por estes sistemas e pela variedade de cargas que são conectadas a rede elétrica. O sistema de controle possui a responsabilidade do fornecimento da potência gerada e de garantir a qualidade da energia no ponto de acoplamento mesmo com a presença de variações paramétricas ou pertubações. Por este motivo, se torna necessária a utilização de controladores que se adequem a condição de operação do sistema. Neste sentido, no capítulo 4 é discutido o sistema de controle proposto neste trabalho. A partir dos modelos de corrente e da tensão do barramento CC desenvolvidos no capítulo 3 é apresentada a estratégia de controle utilizada. Para a malha de corrente, é utilizado um controlador que possui erro nulo em regime permanente para referências senoidais. Desta forma, é responsabilidade deste controlador garantir que a corrente fornecida pela rede elétrica tenha fator de potência unitário e um baixo conteúdo harmônico. Para a malha de tensão do barramento CC é apresentado o controlador DSM-PI, que possui atuação rápida durante o transitório e suave atuação no regime permanente. A atuação rápida é necessária quando há variações bruscas de cargas. Já a atuação suave do controlador durante o regime permanente é necessária por causa da referência de corrente gerada por este controlador, se esta referência tiver grandes oscilações isto pode ocasionar correntes da rede elétrica com um alto teor harmônico.

4.1 Controle do Sistema de Geração Fotovoltaico

Na Figura 4.1 é apresentado o diagrama de blocos do esquema de controle para o sistema fotovoltaico proposto. Nesse diagrama, a tensão do barramento CC é regulada pelo controlador R_v, utilizando um controlador do tipo DSM-PI com ação *anti-windup*. Esse controlador gera a corrente de referência i_{sd}^{e*} no referencial vetor tensão (síncrono)

que determina o balanço de energia do sistema. O ângulo de fase do vetor tensão θ, é determinado com o uso de um PLL a partir da medição da tensão v_{s1} do PAC. Como neste trabalho não foi analisado o desempenho do sistema durante faltas ou interrupções, apenas uma tensão do PAC é medida. Com base no ângulo do vetor tensão obtido pelo PLL ($cos(\theta)$ e $sen(\theta_s)$), as correntes da rede elétrica são reguladas em fase com a tensão do PAC. Isso faz com que a rede elétrica forneça apenas potência ativa. O controle destas correntes é implementado pelo controlador R_i com três graus de liberdade. Nesse regulador, o princípio do modelo interno é empregado para evitar transformações de referencial. Os distúrbios não modelados $\left[v^s_{l_{dq0}}\right]$ e $\left[v^s_{s_{dq0}}\right]$ são também compensados por esse controlador. Os controladores de corrente geram as tensões de referência $V^{s*}_{f_{dq}}$, que são transformadas para 123 e utilizadas como sinais de referência para um esquema de modulação PWM. Estes por sua vez geram os sinais de comando para as chaves do VSI.

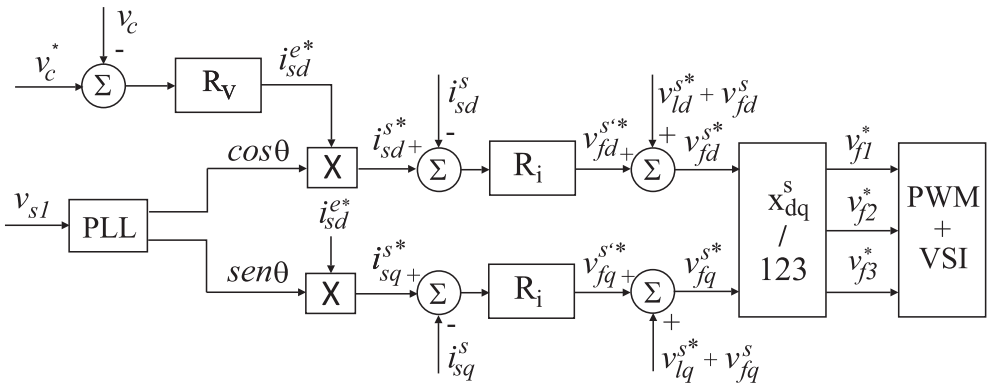

Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de controle proposto

4.2 Controle da Tensão do Barramento CC

A tensão do barramento CC do sistema de interconexão é regulada por um controlador em modo dual DSM-PI, que agrega o desempenho do controlador convencional Proporcional Integral com a robustez da técnica por Modos Deslizantes do SM-PI (CAROLINO, 2013). Durante o transitório predomina a estrutura SM-PI, já durante o regime permanente predomina o controlador PI. Controladores baseados na técnica por modos deslizantes constituem uma classe de sistemas não-lineares a estrutura variável (CASTRUCCI P. B. L.; CURTI, 1981), sem a estimação de parâmetros. A característica principal deste tipo de controle é a sua robustez em relação às pertubações externas e variações paramétricas. O seu objetivo é fazer com que a trajetória do erro convirja para a superfície de deslizamento independente do ponto de operação do sistema.

A estratégia de controle do SM-PI não necessita da estimação online dos parâmetros da planta para o cálculo dos ganhos do controlador, pois o cálculo desses ganhos são baseados no desempenho do sistema. O procedimento de cálculo dos ganhos do SM-PI é similar aos realizados para o projeto de controladores convencionais. O SM-PI apresenta características de robustez devido ao uso da técnica de modo deslizante para determinação dos seus ganhos. Já o controlador PI é um controlador linear que garante erro nulo em regime permanente. A estrutura variável do SM-PI alterna os ganhos do controlador, dependendo da dinâmica do erro, para incrementar o seu desempenho no transitório. O SM-PI é um controlador que possui estrutura variável, baseado no regulador convencional PI. Ele pode ser projetado utilizando-se técnicas de dimensionamento convencionais, como Ziegler Nichols, lugar das raízes ou posicionamento de polos.

O problema da utilização do SM-PI para o controle da tensão do barramento CC é que a referência gerada por este controlador apresenta oscilação decorrente do processo de chaveamento dos ganhos (*chattering*). Isto pode acarretar no aumento da distorção harmônica das correntes da rede elétrica, principalmente quando o controle das correntes é implementado de forma indireta (AZEVEDO, 2011). Uma possível solução seria a utilização de um filtro na saída do controlador. Todavia, esta solução produz atrasos no sinal de controle que pode comprometer o seu desempenho. Para o bom desempenho do sistema, é necessário que a tensão do barramento CC seja regulada sem grandes flutuações. A existência dessas flutuações pode gerar pertubações na corrente de referência i_{sd}^{e*}. Para minimizar essas flutuações, propõe-se neste trabalho uma estratégia de controle dual composta pela associação do SM-PI com uma técnica de transição, que fixa os ganhos do SM-PI em função do erro de tensão. Assim, quando o sistema converge para o regime permanente, o controlador SM-PI é convertido em um PI convencional. A função de transferência do controlador DSM-PI proposto é dada por;

$$R_v(s) = \frac{\tilde{k}_p s + \tilde{k}_i}{s}. \tag{4.1}$$

Durante o transitório, os ganhos do controlador são determinados segunda uma superfície de deslizamento, determinada pelo erro de tensão e por sua derivada. O diagrama de blocos do controlador DSM-PI é mostrado na Figura 4.2.

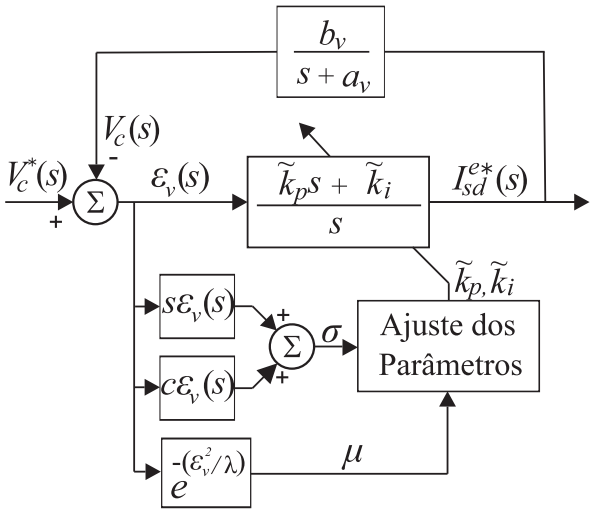

Figura 4.2: Diagrama de blocos DSM-PI.

Neste diagrama, o bloco Ajuste dos Parâmetros realiza os cálculos dos ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ do DSM-PI se baseando na superfície deslizante σ e no sinal μ. A superfície deslizante utilizada na determinação dos ganhos do controlador é dada por:

$$\sigma = c\varepsilon_v + \dot{\varepsilon}_v, \tag{4.2}$$

em que: ε_v é o erro de tensão do barramento CC e c é uma constante positiva definida pelo operador, em função do desempenho requerido.

O erro da tensão do barramento CC em malha fechada pode ser dado por;

$$\varepsilon_v(s) = \frac{s(s+a_v)}{s^2 + (a_v + b_v\tilde{k}_p)s + b_v\tilde{k}_i} V_c^*(s). \tag{4.3}$$

Definindo-se duas variáveis de estado $\varepsilon_v = e_1$ e $\dot{\varepsilon}_v = e_2$, os espaços de estados, do sistema em malha fechada, pode ser dado por;

$$\dot{e}_1 = e_2, \tag{4.4}$$

e

$$\dot{e}_2 = -b_v\tilde{k}_i e_1 - (a_v + b_v\tilde{k}_p)e_2. \tag{4.5}$$

A superfície deslizante σ é estável se a função de Lyapnov $V(\sigma)$ for definida positiva e sua derivada $\dot{V}(\sigma)$ for definida negativa (IOANNOU; SUN, 1996). A escolha para uma candidata a função de Lyapnov pode ser dada por:

$$V(\sigma) = \frac{1}{2}\sigma^2, \tag{4.6}$$

e a sua derivada é dada por:

$$\dot{V}(\sigma) = \sigma\dot{\sigma} = \sigma[-b_v\tilde{k}_i e_1 - (a_v + b_v\tilde{k}_p - c)e_2]. \tag{4.7}$$

Para garantir o critério de estabilidade, a derivada $\dot{V}(\sigma)$ deve ser definida negativa. Isto pode ser obtido impondo-se as seguintes restrições:

$$b_v\tilde{k}_i > 0, \tag{4.8}$$

e

$$(a_v + b_v\tilde{k}_p - c) > 0. \tag{4.9}$$

Para provar a estabilidade, do controlador proposto na origem ($\varepsilon_v = 0$), considera-se que a candidata da função de Lyapunov é dada por:

$$V(\varepsilon_v) = \frac{1}{2}\varepsilon_v^2, \tag{4.10}$$

e que sua derivada pode ser expressa como:

$$\dot{V}(\varepsilon_v) = \varepsilon_v\dot{\varepsilon}_v = \varepsilon_v(-c\varepsilon_v) = -c\varepsilon_v^2 < 0, \tag{4.11}$$

em que c é uma contante positiva determinada pela seguinte restrição:

$$c < a_v + b_v\tilde{k}_p. \tag{4.12}$$

Baseadas nas restrições de estabilidade de Lyapunov e no critério de desempenho requerido, os ganhos do controlador podem ser determinados pelas seguintes leis de chaveamento:

$$\tilde{k}_p = [(sgn(\sigma) + 1)k_p^+ - (1 - sgn(\sigma))k_p^-] + k_p, \tag{4.13}$$

e

$$\tilde{k}_i = [(sgn(\sigma) + 1)k_i^+ - (1 - sgn(\sigma))k_i^-] + k_i. \tag{4.14}$$

em que k_p, k_i, k_p^+ , k_i^+ e k_p^- , k_i^- são constantes positivas, determinadas de acordo com o desempenho desejado, e $sgn(\sigma)$ é uma função matemática que retorna os valores -1 ou 1, e pode ser expressa como:

$$sgn(\sigma) = \begin{cases} -1, & \text{se} \quad \sigma < 0 \\ 1, & \text{se} \quad \sigma > 0, \end{cases} \tag{4.15}$$

em que $\sigma \neq 0$.

Uma das maneiras possíveis para realizar a transição entre os controladores SM-PI e o PI, é feita a partir de uma função Gaussiana μ, baseado na inferência *fuzzy* de Takagi-Sugeno (TAKAGI; SUGENO, 1985), em que o erro de tensão do barramento CC é uma variável linguística. A função escolhida foi do tipo Gaussiana pois este tipo de função é simétrica em relação ao ponto (μ,0) e sua sensibilidade a variável analisada pode ser regulada a partir de um parâmetro de pertinência. Desta forma, o sinal μ pode ser determinado como sendo

$$\mu = e^{-\frac{\varepsilon_v^2}{\lambda}}, \tag{4.16}$$

em que λ é o parâmetro de pertinência da função Gaussiana que determina a forma como ocorre a transição entre as regiões de transitório e de regime permanente.

Na Figura 4.3 é ilustrado o gráfico da função μ em função de ε_v dada pela Equação 4.16. Em que μ_t representa o valor de μ no instante em que ocorre a transição do DSM-PI e ε_{vt} é o valor do erro correspondente a μ_t.

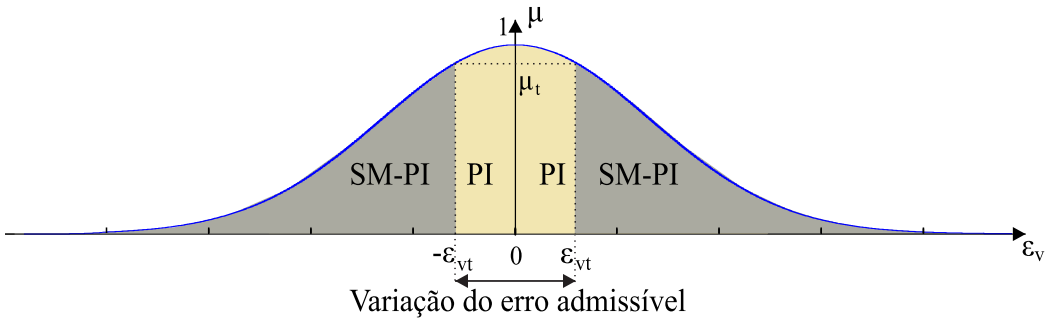

Figura 4.3: Gráfico de μ em função de ε_v

Definindo-se uma escala de valores em torno da tensão de referência do barramento CC, é possível calcular o valor de μ_t, a partir do qual os ganhos do controlador DSM-PI são fixados. O mecanismo de transição funciona da seguinte forma: o valor de μ é continuamente calculado para cada erro de tensão ε_v, utilizando-se a Equação 4.16. Se o valor de μ for menor do que μ_t, o controlador implementado será o SM-PI, caso contrário, será empregado o controlador PI padrão (controlador SM-PI com ganhos fixos).

Para que a transição ocorra sem comprometer o desempenho da estratégia de controle, é necessário escolher um parâmetro λ adequado. Uma forma possível de encontrar o λ para o sistema é através da obtenção do erro de tensão utilizando apenas o controlador SM-PI, realizar um estudo de forma *off-line* de μ para vários valores de λ. A partir dos sinais μ encontrados realiza-se uma análise de qual λ representa a melhor sensibilidade para definir a região de transição. Se a escolha do parâmetro λ for feita de forma inadequada a transição completa do DSM-PI pode apresentar um tempo elevado, gerando oscilações desnecessárias na tensão do barramento CC. Quanto maior for λ, menos sensível será μ ao erro de tensão ε_v, e quanto menor for o valor de λ, mais sensível será μ ao erro de tensão ε_v.

4.3 Projeto do Controlador do Barramento CC

A teoria da potência instantânea DQ (SOARES; VERDELHO; MARQUES, 2000) mostra que a potência ativa do sistema, que será injetada na rede, pode ser regulada, controlando-se a corrente $i^e_{s_d}$. Com base no balanço de potência ativa do sistema, pode-se concluir que para manter o valor da tensão dos capacitores do barramento CC constante é necessário que a corrente que flui nos capacitores do barramento CC tenha média nula. Assim, o controlador de tensão do barramento CC deverá impor uma corrente $i^{e*}_{s_d}$, que será regulada pelos controladores de corrente. Em equilíbrio, a tensão v_c tem valor médio constante. Isto significa que a potência fornecida pelos módulos fotovoltaicos está sendo injetada na rede elétrica.

A tensão do barramento CC possui um 6º harmônico persistente decorrente da estrutura do conversor trifásico (MOHAN, 2003). Para evitar que esse harmônico gere pertubações na estratégia de controle, utiliza-se um filtro passa-baixa na medição da tensão do barramento CC, com frequência de corte $\omega_t << 6\omega_s$. Como a estratégia proposta possui uma estrutura de controle em cascata, é importante que a malha de corrente seja pelo menos 4 vezes mais rápida que a da tensão (OHM; OLEKSUK, 1998).

O critério de projeto empregado para dimensionar o DSM-PI é baseado no método de alocação de polos obtido a partir da solução da equação Diofantina (IOANNOU; SUN, 1996). A função de transferência do barramento CC é dada por:

$$G_v(s) = \frac{Z(s)}{R(s)} = \frac{b_v}{s + a_v}, \tag{4.17}$$

admitindo-se que $Z(s) = b_v$ e $R(s) = s + a_v$.

Considerando que a função de transferência do regulador de tensão DSM-PI pode ser

dada por:

$$R_v = \frac{P(s)}{L(s)}, \tag{4.18}$$

em que $P(s) = \tilde{k}_p s + \tilde{k}_i$ e $L(s) = s$.

O método de alocação de polos consiste em determinar os parâmetros do controlador, de tal forma que os polos de malha fechada $T_{es}(s)$ estejam em uma posição previamente especificada. A função de transferência de malha fechada da estratégia de controle da tensão do barramento CC é dada por:

$$T_{es}(s) = \frac{Z(s)P(s)}{Z(s)P(s) + R(s)L(s)} = \frac{B(s)}{Q(s)}. \tag{4.19}$$

Os polos escolhidos para $T_{es}(s)$ são determinados a partir de um polinômio característico desejado, em malha fechada ($Q(s)$). A partir do polinômio desejado são obtidos os polinômios $L(s)$ e $P(s)$ utilizando a Equação Diofantina:

$$Q(s) = Z(s)P(s) + R(s)L(s) = A^{\eta *}(s), \tag{4.20}$$

em que: $Q(s)$, $Z(s)$ e $R(s)$ são polinômios conhecidos, enquanto $P(s)$ e $L(s)$ são os polinômios do DSM-PI que satisfazem a Equação 4.20. $A^{\eta *}(s)$ é o polinômio cujos polos são determinados a partir do desempenho requerido do controlador (IOANNOU; SUN, 1996). O polinômio $A^{\eta *}(s)$ e dado por:

$$A^{\eta *}(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2. \tag{4.21}$$

A localização dos polos utilizados na determinação do polinômio de referência $A^{\eta *}(s)$ é apresentado na Figura 4.4.

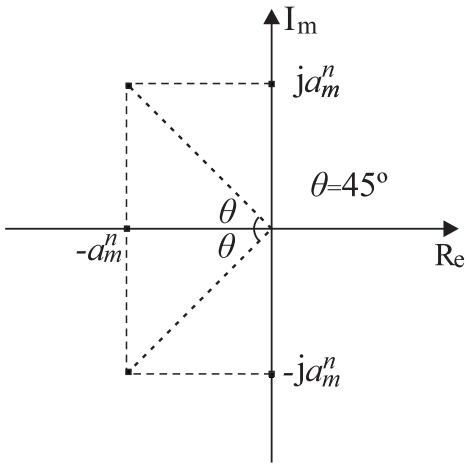

Figura 4.4: Polos complexos com partes real e imaginária iguais.

Assim, o polinômio requerido pode ser dado por:

$$A^{\eta *}(s) = s^2 + 2a_m^{\eta} s + 2(a_m^{\eta})^2 = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \tag{4.22}$$

em que

$$2a_m^{\eta} = 2\xi\omega_n \Rightarrow \xi\omega_n = a_m^{\eta} \Rightarrow \xi = \frac{a_m^{\eta}}{\omega_n}, \tag{4.23}$$

e

$$2(a_m^{\eta})^2 = \omega_n^2 \Rightarrow \omega_n = \sqrt{2} \times a_m^{\eta}. \tag{4.24}$$

Substituindo-se a Equação 4.24 na Equação 4.23, tem-se que

$$\xi = \frac{a_m^{\eta}}{\omega_n} \Rightarrow \xi = \frac{a_m^{\eta}}{\sqrt{2} \times a_m^{\eta}} \Rightarrow \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707. \tag{4.25}$$

O tempo de estabilização de uma planta é dada por (BAZANELLA; JR, 2005):

$$t_{ss2\%}^{\eta} = \frac{4}{\xi\omega_n},. \tag{4.26}$$

Reescrevendo a Equação 4.26, como:

$$\xi\omega_n = \frac{4}{t_{ss2\%}^{\eta}}, \tag{4.27}$$

e substituindo na Equação 4.23, obtém-se:

$$a_m^{\eta} = \frac{4}{t_{ss2\%}^{\eta}}. \tag{4.28}$$

As amplitudes dos relés utilizados nos ganhos do controlador, quando o DSM-PI se comporta como o SM-PI, definem os dois estágios de atuação, um estágio lento e outro estágio rápido. Quando a superfície deslizante σ é positiva, os valores dos ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ assumem os valores correspondentes ao estágio rápido do controlador, caso contrario, os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ assumem os valores correspondentes ao estágio lento. A variação dos ganhos em função do σ é mostrada na Figura 4.5, em que sobrescritos $\eta = fs$(rápido) e sl(lento) referem-se ao desempenho rápido (fs) e lento (sl) do controlador. O coeficiente a_m^η do polinômio 4.22 pode ser determinado pelo tempo de estabilização $t_{ss2\%}^\eta$.

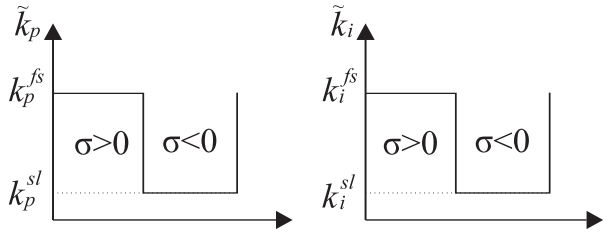

Figura 4.5: Variação dos ganhos em função do σ

O percentual de *overshoot* é dado por:

$$M_o\% = 100e^{-\pi\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}. \tag{4.29}$$

Admitindo-se $\xi = 0,707$, tem-se que o percentual de *overshoot* calculado a partir da Equação 4.29 é $M_o\% \leq 5\%$.

Resolvendo a Equação 4.20, para obter os ganhos do controlador, tem-se

$$b_v(k_p^\eta s + k_i^\eta) + (s + a_v)s = s^2 + 2a_m^\eta s + 2a_m^2. \tag{4.30}$$

Rearrumando a Equação 4.30:

$$s^2 + s(k_p^\eta b_v + a_v) + k_i^\eta b_v = s^2 + 2a_m^\eta s + 2(a_m^\eta)^2, \tag{4.31}$$

e aplicando a igualdade dos polinômios, obtém-se:

$$k_p^\eta b_v + a_v = 2a_m^\eta \Rightarrow k_p^\eta = \frac{2a_m^\eta - a_v}{b_v}, \tag{4.32}$$

e

$$k_i^\eta b_v = 2(a_m^\eta)^2 \Rightarrow k_i^\eta = \frac{2(a_m^\eta)^2}{b_v}. \tag{4.33}$$

Para calcular os ganhos dos controladores, determina-se inicialmente o polinômio

lento ($A^{sl*}(s)$) com base nos parâmetros nominais da planta. Com isso, o tempo de estabilização do controlador lento ($t_{ss2\%}$) é igual ao tempo de estabilização da planta e o polinômio característico ($A^{sl*}(s)$) associado a essa condição de operação é dado por:

$$A^{sl*}(s) = s^2 + 2a_m^{sl}s + 2(a_m^{sl})^2, \tag{4.34}$$

portanto, os ganhos do controlador lento são dados por:

$$k_p^{sl} = \frac{2a_m^{sl} - a_v}{b_v}, \tag{4.35}$$

e

$$k_i^{sl} = \frac{2(a_m^{sl})^2}{b_v}. \tag{4.36}$$

Para o controlador rápido ($\eta = fs$), admite-se que:

$$A^{fs*}(s) = s^2 + 2a_m^{fs}s + 2(a_m^{fs})^2, \tag{4.37}$$

senso os ganhos deste controlador dados por

$$k_p^{fs} = \frac{2a_m^{fs} - a_v}{b_v}, \tag{4.38}$$

$$k_i^{fs} = \frac{2(a_m^{fs})^2}{b_v}. \tag{4.39}$$

Os ganhos k_p e k_i, necessários para determinar os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ são, então, dados por:

$$k_p = \frac{k_p^{fs} + k_p^{sl}}{2}, \tag{4.40}$$

e

$$k_i = \frac{k_i^{fs} + k_i^{sl}}{2}. \tag{4.41}$$

Com os ganhos dos dois estágios (fs(rápido) e sl(lento)) é possível determinar os coeficientes k_p^+, k_p^-, k_i^+ e k_i^- da seguinte maneira:

$$k_p^+ = \frac{k_p^{fs} - k_p}{2}, \tag{4.42}$$

$$k_i^+ = \frac{k_i^{fs} - k_i}{2}, \tag{4.43}$$

$$k_p^- = \frac{k_p - k_p^{sl}}{2}, \tag{4.44}$$

e

$$k_i^- = \frac{k_i - k_i^{sl}}{2}. \tag{4.45}$$

Com base nesta técnica de projeto, calcula-se os ganhos do controlador DSM-PI a partir dos parâmetros da planta de forma equivalente ao procedimento empregado para os controladores convencionais. Todavia, como o DSM-PI é a associação do SM-PI com o PI convencional, é necessário obter também os ganhos utilizados no PI. Uma possibilidade é a utilização dos valores médios dos ganhos do SM-PI, obtidos a partir do ensaio deste sistema para condições de operação usuais.

O valor de μ_t que determina o ponto de transição do DSM-PI é obtido a partir do erro desejado ε_{vt}, que corresponde a variação desejada ΔV_c determinada segundo critérios de desempenho. Na Figura 4.6 é ilustrada a região em torno da tensão V_c^*, na qual deve ocorrer a transição.

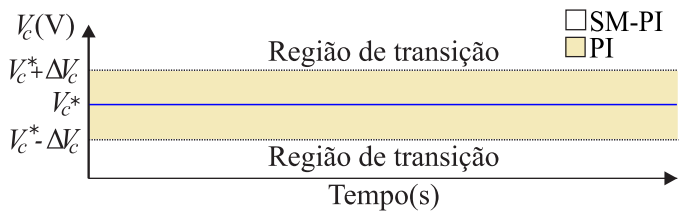

Figura 4.6: Região que define a transição do DSM-PI

Considerando-se que este erro pode ser calculado por:

$$\varepsilon_{vt} = V_c^* - \Delta V_c. \tag{4.46}$$

Em resumo, o projeto do controlador pode ser efetuado a partir dos seguintes passos:

- Passo 1: Identificar os valores da capacitância C e da resistência r_p. O modelo do sistema é obtido substituindo o valor de b_v e a_v na Equação 4.17;
- Passo 2: Dimensionar o filtro passa baixa da medição de v_c lembrando que $\omega_t << 6\omega_s$;

- Passo 3: Dimensionar os valores de a_m^{sl} e a_m^{fs} que definem o desempenho do sistema em malha fechada para os estágios lento e rápido do DSM-PI. Uma maneira possível é dimensionar o a_m^{sl} com um valor de dez vezes maior que a_v e a_m^{fs} com um valor de vinte vezes maior que a_v;
- Passo 4: Escolha do parâmetro c da superfície deslizante, sendo $c < a_v + b_v\tilde{k}_p$;
- Passo 5: Cálculo dos ganhos k_p^{sl}, k_i^{sl}, k_p^{fs} e k_i^{fs} com base nas Equações 4.35, 4.36, 4.38 e 4.39;
- Passo 6: Cálculo dos ganhos k_p, k_i com base nas Equações 4.40 e 4.41;
- Passo 7: Cálculo dos ganhos k_p^+, k_i^+, k_p^- e k_i^- com base nas Equações 4.42, 4.43, 4.44 e 4.45;
- Passo 8: Escolha do Parâmetro λ através de testes do sistema com condições normais de operação utilizando apenas o SM-PI, procurando obter a sensibilidade de μ a ε_v desejada;
- Passo 9: Escolher o valor de ε_{vt} que define o valor μ_t, no qual ocorre a transição do DSM-PI. Uma possibilidade é considerar o ε_{vt} como sendo 1% de V_c^*;
- Passo 10: Realizar um ensaio do sistema com condições normais de operação utilizando apenas o SM-PI e filtrar os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ para obter os ganhos do PI.

4.4 Controle de Corrente

O controlador PI pode ser utilizado para o controle das correntes quando o referencial síncrono é utilizado. Em sistemas desbalanceados este controlador não é utilizado em decorrência da presença de componentes oscilatórias com frequência $2\omega_s$, provenientes dos termos de sequência negativa. Neste caso, é mais adequado a utilização do controlador de dupla sequência que é composto um controlador PI para a sequência positiva e outro PI para a sequência negativa (JACOBINA et al., 2000). Além disso, esses controladores têm a vantagem do uso do princípio do modelo interno da senoide na sua modelagem, o que evita transformações de referencial. A função de transferência deste controlador é dada por:

$$R_i = 2k_{pi}s^2 + \frac{2k_{ii}s}{s^2+\omega_s^2}. \tag{4.47}$$

A primeira parcela da Equação 4.47 corresponde a parte proporcional do controlador e a segunda parcela corresponde a parte integral. Reescrevendo a Equação acima, como:

$$R_i = \frac{2k_{pi}(s^2+\omega_s^2)+2k_{ii}s}{s^2+\omega_s^2}, \tag{4.48}$$

temos que

$$R_i = \frac{2k_{pi}s^2 + 2k_{ii}s + 2k_{pi}\omega_s^2}{s^2 + \omega_s^2} = \frac{p_2 s^2 + p_1 s + p_0}{s^2 + \omega_s^2}, \tag{4.49}$$

em que $p_2 = 2k_{pi}$, $p_1 = 2k_{ii}$ e $p_0 = 2k_{pi}\omega_s^2$ são os ganhos do controlador.

4.5 Projeto do Controlador de Corrente

O projeto do controlador de corrente dado pela Equação 4.49 pode ser realizado com base no modelo descrito pela Equação 3.20. A função de transferência do sistema em malha aberta é dada por;

$$G_{ima}(s) = \frac{k_{pi}(s + k_{ii}/k_{pi})}{s} \frac{b_s}{(s + a_s)}. \tag{4.50}$$

Uma metodologia possível para o dimensionamento do controlador é o cancelamento de polos e zeros. Utilizando-se este método, pode-se determinar a relação entre os ganhos k_{pi} e k_{ii} do controlador de corrente, da seguinte forma:

$$a_s = \frac{k_{ii}}{k_{pi}}. \tag{4.51}$$

Admitindo-se que a banda-passante do sistema com a inclusão do controlador pode ser dada por ω_c, temos que o sistema em malha fechada é dado por;

$$G_{imf}(s) = \frac{k_{pi}b_s}{s + k_p a_s} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}. \tag{4.52}$$

Desta forma é possível determinar os ganhos do controlador em função dos parâmetros da Equação 3.20 (a_s=r_t/l_t e b_s = $1/l_t$), o que resulta em:

$$k_{pi} = \frac{\omega_c}{b_s}, \tag{4.53}$$

$$k_{ii} = \frac{a_s \omega_c}{b_s}. \tag{4.54}$$

Diferentes metodologias de projeto podem ser empregadas para determinar os ganhos do controlador de corrente. A aproximação proposta para o projeto obteve um bom desempenho para a malha de controle de corrente.

4.6 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentada a estrutura de controle proposta, constituída pelas malhas de controle da tensão do barramento CC e das correntes do PAC. Para o controle da tensão do barramento CC foi apresentado o controlador em modo dual DSM-PI, que possui desempenho de um SM-PI durante o transitório e de um PI no regime permanente. Esses comportamentos evitam flutuações durante o transitório e correntes de referência com um alto teor harmônico. Uma das maneiras possíveis para realizar a transição do controlador foi apresentada com base no cálculo de um sinal de controle μ. A sensibilidade desse sinal em relação ao erro de tensão pode ser regulada a partir do valor do parâmetro de pertinência λ e a transição do controlador ocorre em μ_t. O projeto para o dimensionamento do DSM-PI apresentado, utiliza a técnica de posicionamento de polos para se obter uma porcentagem de *overshoot* de 5% e um tempo de estabilização definido por a_m^{η}, levando em consideração os estágios rápido e lento do controlador. O projeto do controlador para os estágios lento e rápido definem as amplitudes dos relés utilizados nos ganhos do DSM-PI durante o transitório. Para dimensionar o PI utilizado no regime permanente, foi apresentado a possibilidade de utilizar os valores médios dos ganhos do SM-PI, obtidos a partir do ensaio do sistema para condições normais de operação.

O controle indireto foi escolhido para integração com o controle de corrente devido a redução de sensores e as características de compensação. Para a regulação dessas correntes foi apresentado o controlador de dupla sequência, que possui erro nulo em regime permanente para referências senoidais, evitando transformações de referencial. Isto é possível porque esse controlador possui o modelo interno da senoide. O projeto apresentado para esse controlador utiliza a técnica de cancelamento de polos e a banda passante do sistema em malha fechada é fixada para que se obtenha uma compensação até o harmônico requerido pelo projetista. Os métodos de dimensionamento apresentados para o projeto dos controladores de tensão e de corrente são os mesmos empregados no projeto de controladores convencionais.

Capítulo 5

Plataforma de Simulação

Resultados de simulação são importantes para verificar se as modelagens realizadas possuem comportamento semelhante ao do sistema e se o projeto realizado para os controladores atendem ao desempenho requerido. Neste trabalho a simulação é realizada utilizando o software PSIM. O PSIM é uma ferramenta de simulação de alto desempenho, ideal para simulações de conversores, sistemas de acionamento de máquinas elétricas, sistemas de energias renováveis e outras aplicações em eletrônica de potência. A simulação do esquema de controle proposto para o sistema PV trifásico é apresentada neste capítulo. Para o controlador de corrente são analisados o fator de potência e o THD das correntes da rede elétrica em regime permanente, para verificar se as correntes possuem características permitidas pelas normas. Para efeito de comparação são mostradas as formas de onda da corrente da rede antes e depois da compensação. No caso da malha de tensão é analisada a regulação da tensão do barramento CC com a utilização dos controladores PI, SM-PI e do DSM-PI. Como todos os controladores utilizados possuem parte integrativa, tornou-se necessário a implementação de um esquema de *anti-windup* em todos eles, para que quando ocorre-se saturação do sinal de controle, a integral do erro de tensão não alcance valores elevados, podendo prejudicar o sistema. A dinâmica da corrente i_{sd}^{e} é apresentada com o uso de cada um dos três controladores. Para apresentar a adaptação do DSM-PI, são mostradas as formas de onda do sinal μ calculado e dos ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$.

5.1 Descrição do Sistema PV Implementado

Toda a estrutura de controle é implementada em um bloco de funções, com linguagem de programação C++ utilizando um período de amostragem de 100 μs. A simulação foi feita de forma a ficar compatível com a estrutura experimental que será utilizada, como mostrado na Figura 3.1, modificando que na simulação foi utilizado apenas a carga não linear. São mostrados os desempenhos do controle das correntes e o da tensão do

barramento CC durante o funcionamento do sistema. O sistema simulado é de duplo estágio. O primeiro estágio foi implementado como sendo uma fonte de corrente com um valor de 1,5 A, que representa a integração do painel fotovoltaico com a etapa *boost*. Os parâmetros da simulação do sistema PV trifásico simulado são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema .

Parâmetros de Simulação	
Tensão do barramento CC	$v_c^* = 400$ V
Tensão de Linha e frequência da rede.	$v_{pac} = 220$ V(rms) e $f_s = 60$ Hz
Parâmetros da rede	$l_s = 0,05$ mH e $r_s = 0,1\ \Omega$
Parâmetros do filtro	$l_f = 2$ mH e $r_f = 0,1\ \Omega$
Parâmetros da carga não linear	$l_{nl} = 20$ mH e $r_{nl} = 10\ \Omega$
Frequência de corte do filtro na tensão do Barramento CC	$\omega_t = 125$ rad/s
Banco de capacitores	C =2200 μF, r_p =700 Ω e $esr = 0,4\ \Omega$

5.2 Controlador de Corrente

O controlador de corrente tem que ser suficientemente rápido para poder seguir a referência gerada pela malha de tensão sem resultar em correntes de saída com um alto teor harmônico. Outra responsabilidade do controlador de corrente é regular as correntes da rede elétrica em fase com as tensões do PAC. Com estes requisitos alcançados, o sistema fotovoltaico garante que a corrente fornecida pela rede elétrica tenha um fator de potência unitário e baixa distorção harmônica. A banda passante ω_c escolhida para o sistema em malha fechada garante a compensação de até o 51° harmônico. Os parâmetros utilizados no controlador de dupla sequência são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros do Controlador dupla sequência.

Parâmetros do Controlador Dupla Sequência	
Banda passante do controlador	$\omega_c = 2\pi * 3600$
Ganho da Equação 4.53	$k_{pi} = 40,71$
Ganho da Equação 4.54	$k_{ii} = 3460,78$

Para verificar o desempenho do controlador de corrente, são apresentados os gráficos da corrente da rede elétrica na fase 1 i_{s1}, da tensão do ponto de acoplamento na fase 1 v_{pac1}, da corrente da rede elétrica de eixo direto no referencial estacionário i_{sd}^s e da

corrente de referência da rede elétrica de eixo direto no referencial estacionário i_{sd}^{s*}. Na Figura 5.1(a) são apresentadas as formas de onda da corrente i_{s1} e da tensão v_{pac1} antes da compensação. Já na Figura 5.1(b) são apresentadas as formas de onda da corrente de fase i_{s1} e da tensão de fase v_{pac1} depois da compensação e na Figura 5.1(c) é apresentada a forma de onda da corrente i_{sd}^{s} superposta por sua referência.

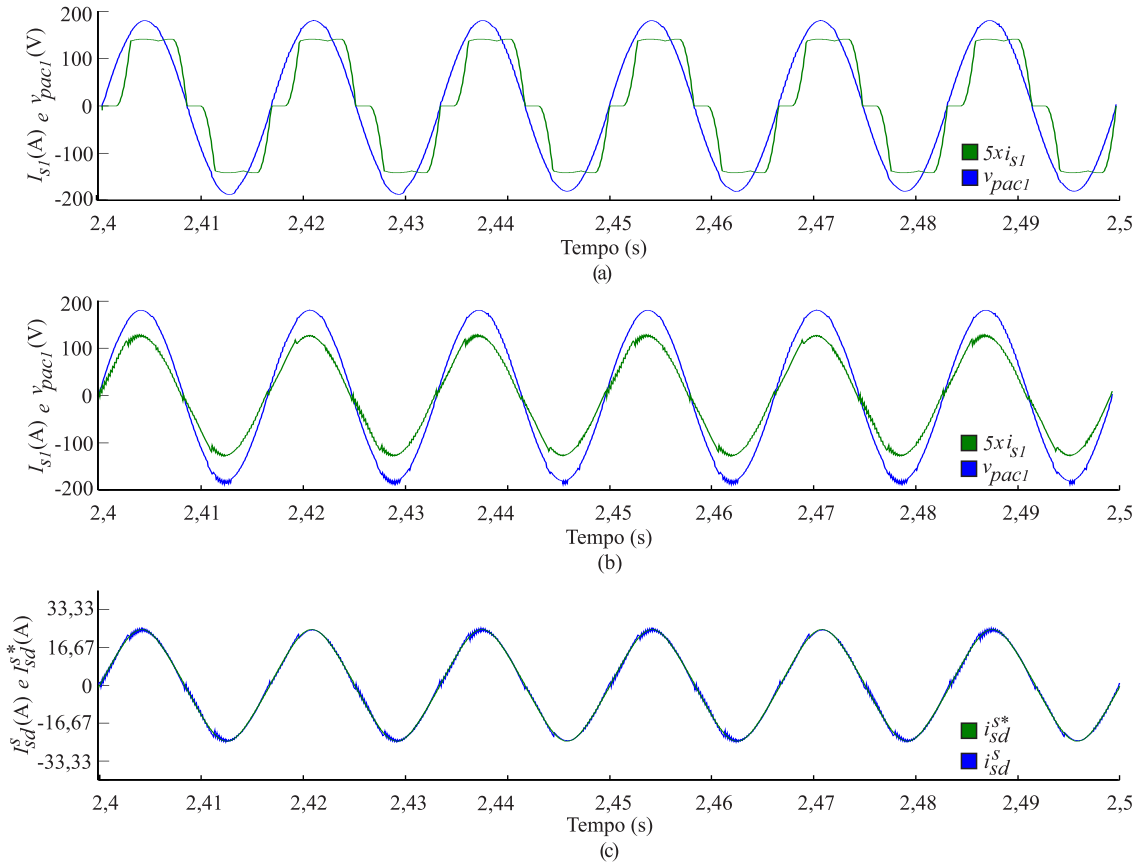

Figura 5.1: Formas de onda das correntes e da tensão: (a) i_{s1} e v_{pac1} antes da compensação; (b) i_{s1} e v_{pac1} depois da compensação; (c) i_{sd}^{s} e i_{sd}^{s*}.

Conforme a Figura 5.1(a), antes da compensação a corrente i_{s1} era exatamente a corrente da carga. Esta corrente possuía um THD = $19,6923\%$ e um fator de potência indutivo de $F.P. = 0,8950$. Com a compensação, a corrente i_{s1} passa a ter um THD = $4,7\%$ e um fator de potência indutivo de $F.P. = 0,998$. Esta redução de THD e o aumento do fator de potência (ver na figura 5.1(b)) demostram a eficácia da estratégia de controle. Para que a compensação seja possível, é necessário que a corrente i_{sd}^{s} convirja para a sua referência i_{sd}^{s*}. Isto pode ser visualizado na Figura 5.1(c) que apresenta a forma de onda da corrente i_{sd}^{s} e sua respectiva referência. A comprovação da redução da distorção harmônica pode ser verificada na Figura 5.2, na qual são apresentados os espectros de

frequência da corrente i_{s1} antes e depois da compensação. A amplitude da corrente da rede elétrica na frequência fundamental é menor com a conexão do sistema por causa da geração complementar.

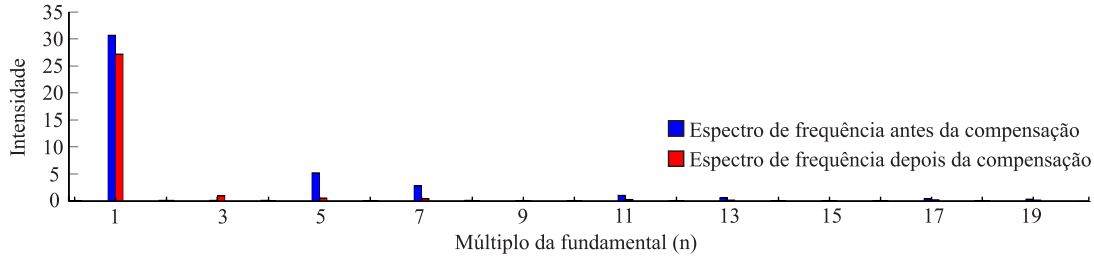

Figura 5.2: Espectro de frequências antes e depois da compensação.

5.3 Controlador de Tensão

Para verificar o desempenho do DSM-PI foram realizados 5 diferentes testes. No primeiro foi imposta uma referência do tipo degrau com valor de 400 V, referente a partida do sistema. Em seguida, nos casos dois e três os valores de v_c^* foram modificados de 400 V para 450 V e depois de 450 V para 400 V. Já no quarto caso, o valor da fonte de corrente, que representa a integração do painel fotovoltaico com a etapa *boost*, passou de 1,5 A para 3 A, simulando um acréscimo de 100% da potência gerada. Para realizar a análise da atuação do controlador de tensão, durante um transitório de carga, no último ensaio foi conectada uma associação resistiva trifásica com valor de 20 Ω, por fase. Esta carga resistiva foi conectada em paralelo com a carga não-linear, durante um intervalo de Δt = 0,1 s e ela gera um aumento de 50% da corrente fornecida pela rede elétrica. Para obter dados quantitativos do controlador proposto frente aos reguladores PI e SM-PI, a simulação foi repetida com o uso de cada um desses controladores. Na Tabela 5.3 é apresentado o resumo da descrição de cada caso simulado. Já na Tabela 5.4 são mostrados os parâmetros de simulação do DSM-PI.

Tabela 5.3: Resumo da descrição dos testes realizados.

Testes de desempenho	
Caso 1	Partida
Caso 2	Mudança de v_c^* de 400 V para 450 V
Caso 3	Mudança de v_c^* de 450 V para 400 V
Caso 4	Entrada de fonte de corrente
Caso 5	Transitório de carga total

Tabela 5.4: Parâmetros do Controlador DSM-PI.

Parâmetros do DSM-PI	
Constante da superfície de deslizamento c	$c = 5$
Parâmetro do sinal μ	$\lambda = 500$
Limiar de tensão do barramento CC	$\Delta v_c = 3,17$ V
μ de transição	$\mu_t = 0,98$
Coeficiente a_m^{η}	$a_m^{sl} = 40$ e $a_m^{fs} = 50$
Ganhos das Equações 4.35, 4.36, 4.38 e 4.39	$k_p^{sl} = 0,176$, $k_i^{sl} = 7,04$, $k_p^{fs} = 0,22$ e $k_i^{fs} = 11$
Ganhos da Equação 4.40 e 4.41	$k_p = 0,198$ e $k_i = 9,02$
Ganhos das Equações 4.42,4.43, 4.44 e 4.45	$k_p^{+} = 0,011$, $k_i^{+} = 0,99$, $k_p^{-} = 0,011$ e $k_i^{-} = 0,99$
Ganhos do PI	$k_p^{av} = 0,195$ e $k_i^{av} = 9$

Todos os resultados de simulação são apresentados com o mesmo padrão, nos quais os seguintes gráficos são apresentados:

- Tensão v_c superposta a sua respectiva referência;
- *Zoom* no eixo y da tensão v_c nas condições de transição e de regime permanente;
- Corrente i_{sd}^e;
- Sinal μ com o detalhamento do instante de transição (μ_t);
- Ganho $\tilde{k}_p$ e seu valor médio $k_{p,av}$ obtido com o uso de um filtro do tipo passa-baixa com frequência de corte de 10 Hz;
- Ganho $\tilde{k}_i$ e seu valor médio $k_{i,av}$ obtido com o uso de um filtro do tipo passa-baixa com frequência de corte de 10 Hz;

Cada caso também possui duas tabelas que demonstram o desempenho dos controladores. Elas apresentam os seguintes dados:

- Os valores de *Overshoot*, *Undershoot* , $t_{ss2\%}$, Δi_{sd}^e e THD (i_{s1}). O Δi_{sd}^e é a largura da variação da corrente i_{sd}^e, em torno do seu valor médio, em regime permanente;
- A redução de *Overshoot*, *Undershoot* e $t_{ss2\%}$ do DSM-PI em relação ao PI. Estes são índices que pertencem ao transitório de v_c. Também é mostrado o valor da redução de THD (i_{s1}) e Δi_{sd}^e do DSM-PI em relação ao SM-PI. Este são índices que correspondem a operação em regime permanente de v_c. Estas comparações são feitas porque, durante o transitório, o DSM-PI se comporta como o SM-PI e em regime permanente como o PI.

5.3.1 Caso 1

No caso 1 é simulada a partida do sistema conectado a rede elétrica. Na Figura 5.3(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a v_c^*. Na Figura 5.3(b) estes resultados são apresentados com destaque para as condições de transição e regime permanente. Na Figura 5.3(c) são apresentados os resultados da corrente i_{sd}^e com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 5.3(d) mostrando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 5.4(a) e 5.4(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

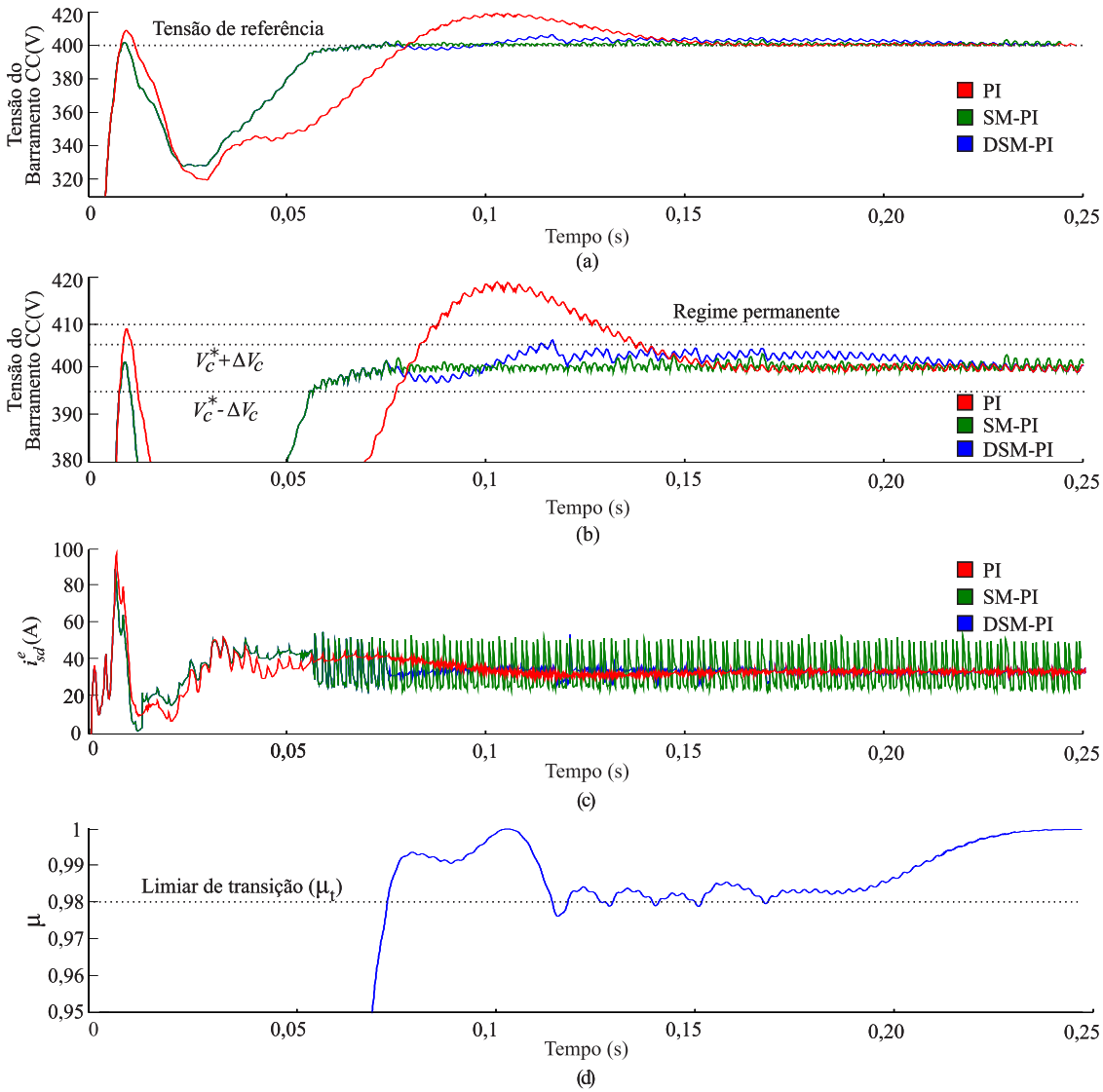

Figura 5.3: Caso 1: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

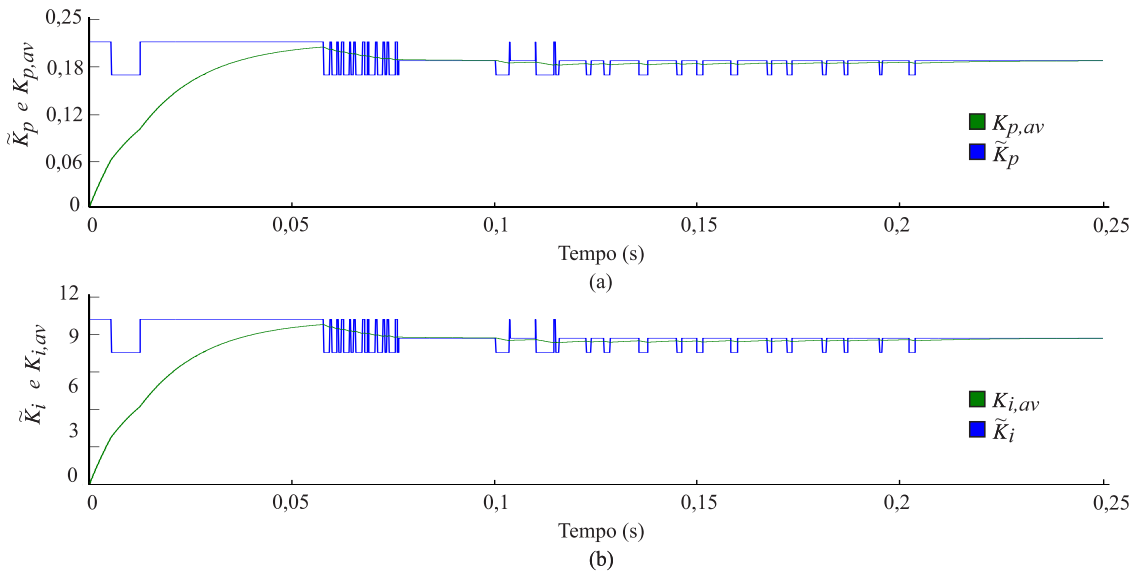

Figura 5.4: Caso 1: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$; (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 5.5 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 5.6 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 5.5: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 1.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
1	PI	19,1	4,77	80,1	20,02	133,7	3	4,41	4,64
	SM-PI	1,8	0,45	71	17,75	54,6	28,9	42,5	21,61
	DSM-PI	6,4	1,6	71	17,75	54,6	3	4,41	4,64

Tabela 5.6: Índices de redução com o DSM-PI no caso 1.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
66,49%	11,36%	59,16%	89,61%	78,52%

Inicialmente a tensão do barramento CC (Figuras 5.3(a) e 5.3(b)) possuiu uma alta derivada por causa da referência do tipo degrau utilizada. Durante essa partida, o contro-

lador de tensão gerou um alto valor de i_{sd}^{e} (ver a Figura 5.3(c)), para que v_c convirja para sua referência. O *overshoot* foi reduzido em 90,5% com o uso do SM-PI e em 66,49% com o uso do DSM-PI, em relação ao uso do PI. Já a redução de *undershoot* foi igual a 11,36%, com o uso dos dois controladores. Com o DSM-PI e o SM-PI a tensão v_c permaneceu na região de regime permanente após 54,6 ms. O tempo de estabilização com o uso do DSM-PI e do SM-PI foi reduzido em 59,16%. A oscilação Δi_{sd}^{e} do DSM-PI foi igual a do PI, ou seja, 3 A, o que corresponde a uma redução 89,61% em relação ao SM-PI. Os THDs obtidos de 4,64% com o uso do DSM-PI e do PI atendem a norma IEEE-std.1547, ou seja, o que corresponde a uma redução de 78,52% em relação ao SM-PI.

Na Figura 5.3(d) foi apresentado o comportamento do sinal μ. Neste gráfico, observa-se que a transição do DSM-PI não ocorre instantaneamente, e sim, após 0,17 s este sinal passa definidamente de 0,98. Nas Figuras 5.4(a) e 5.4(b) foram apresentados os gráficos de $\tilde{k}_p$ e de $\tilde{k}_i$ e seus valores médios. Até o instante $t = 0{,}06$ s os valores de $\tilde{k}_p$ e de $\tilde{k}_i$ apresentam valores máximos, pois o erro da tensão é alto. Quando a referência é alcançada, estes sinais se estabilizaram.

O DSM-PI possuiu comportamento semelhante ao do SM-PI no transitório da partida, e ao PI no regime permanente. Para diminuir as oscilações nesta condição de operação, pode-se utilizar uma referência do tipo rampa, diminuindo assim a derivada da tensão $\frac{dv_c^*}{dt}$ imposta.

5.3.2 Caso 2

No caso 2 é simulado um incremento de 50V da tensão de referência do barramento CC. Na Figura 5.5(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a v_c^*. Na Figura 5.5(b) estes resultados são apresentados com destaque para as condições de transição e regime permanente. Na Figura 5.5(c) são apresentados os resultados da corrente i_{sd}^{e} com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 5.5(d) mostrando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 5.6(a) e 5.6(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

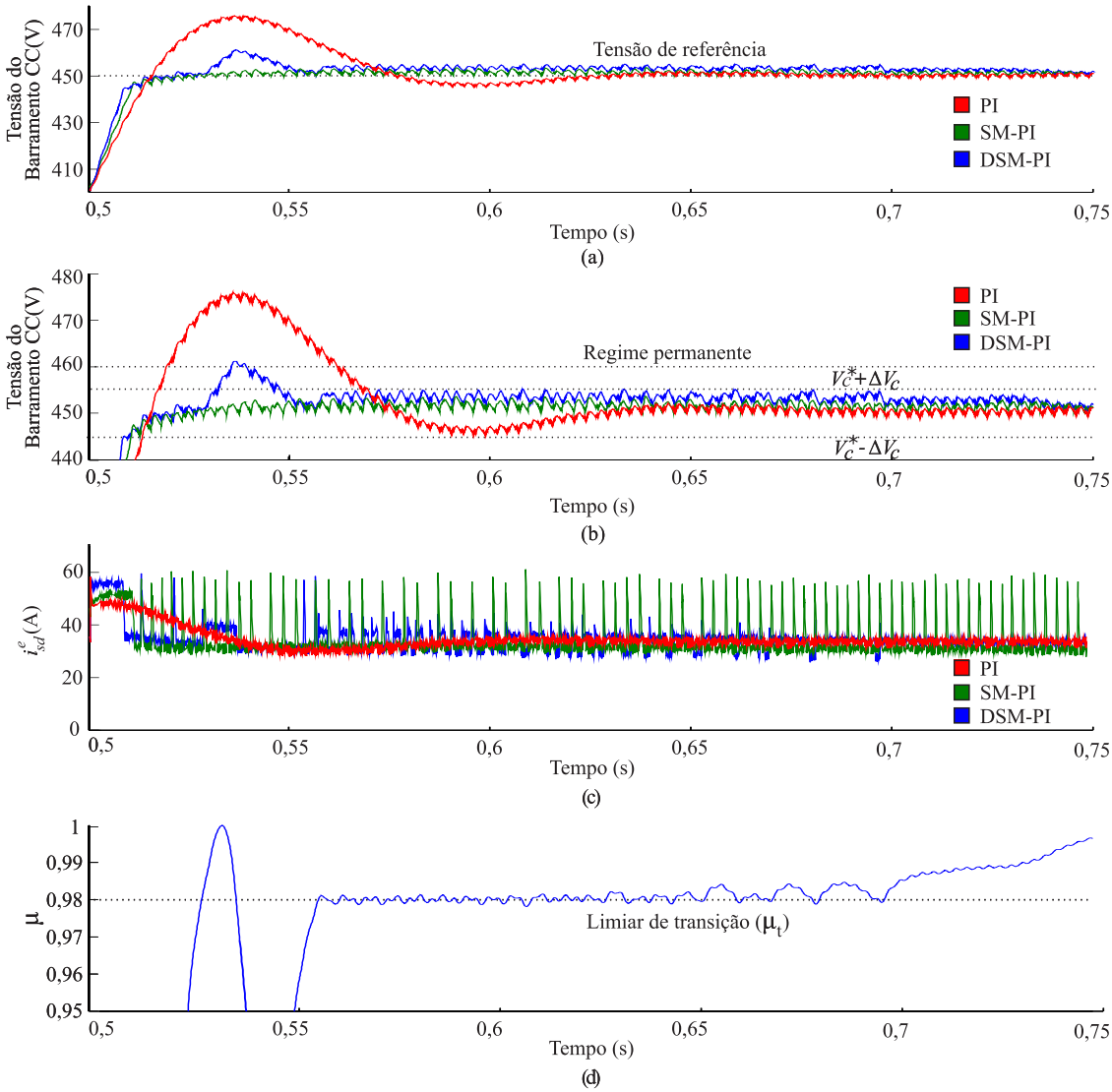

Figura 5.5: Caso 2: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

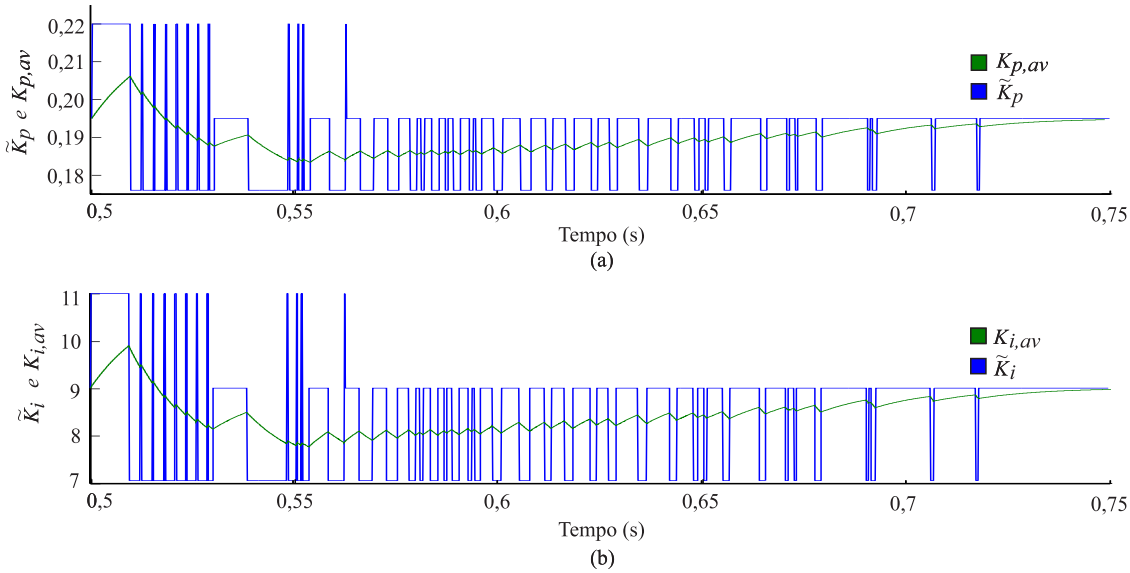

Figura 5.6: Caso 2: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 5.7 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 5.8 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 5.7: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 2.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
2	PI	25,8	5,7	15,5	3,4	64,1	4,16	6,11	4,76
	SM-PI	3	0,67	3	0,67	9,6	30,38	44,67	20,8
	DSM-PI	11	2,44	0,7	0,15	40,2	4,16	6,11	4,76

Tabela 5.8: Índices de redução com o DSM-PI no caso 2.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
57,36%	95,48%	37,28%	86,31%	77,12%

O gráfico da tensão do barramento CC pode ser verificada na Figura 5.5(a), e em detalhe na Figura 5.5(b), no qual se tem redução de *overshoot* e do *undershoot* usando o

DSM-PI. O *overshoot* foi reduzido em 88,37% com o uso do SM-PI e em 57,36% com o uso do DSM-PI, quando comparado com o PI. Já a redução de *undershoot* foi igual a 80,64%, com o uso do SM-PI e de 95,48% com o uso do DSM-PI. Utilizado o DSM-PI e o SM-PI o *overshoot* de v_c não ultrapassou a região de regime permanente. Neste caso, o DSM-PI obteve melhor resultado de *undershoot* em relação ao PI e ao SM-PI. O tempo de estabilização foi reduzido em 85,02% com o uso do SM-PI e em 37,28% com o uso do SM-PI. Esta redução do tempo de estabilização implica em um menor período transitório e que o controlador de corrente tem sua referência com uma menor oscilação. A oscilação Δi_{sd}^{e} do DSM-PI foi igual ao do PI em 4,16 A, o que corresponde a 86,32% menor que a do SM-PI. Já o THD obtido com o uso do DSM-PI e do PI estão conforme a norma IEEE std.1547, com um valor de 4,76%, 77,11% menor que com o uso do SM-PI. As reduções do Δi_{sd}^{e} e do THD mostram que independente da tensão de referência os quesitos de qualidade são alcançados com a estrutura de controle proposta.

Após a mudança de referência, os sinais $\tilde{k}_p$, $\tilde{k}_i$ e μ se estabilizam no instante $t = 0{,}75$ s. Estes resultados comprovam o incremento de desempenho com o uso do DSM-PI, quando há uma elevação na tensão de referência, pois este controlador possui comportamento satisfatório tanto no transitório como no regime permanente. Inicialmente foi necessário que os ganhos do DSM-PI se elevassem por causa do erro de tensão por volta de 50 V e por causa da derivada de tensão imposta.

5.3.3 Caso 3

No caso 3 é simulado um decremento de 50V da tensão de referência do barramento CC. Na Figura 5.7(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a v_c^*. Na Figura 5.7(b) estes resultados são apresentados com destaque para as condições de transição e de regime permanente. Na Figura 5.7(c) são apresentados os resultados da corrente i_{sd}^{e} com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 5.7(d) mostrando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 5.8(a) e 5.8(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios

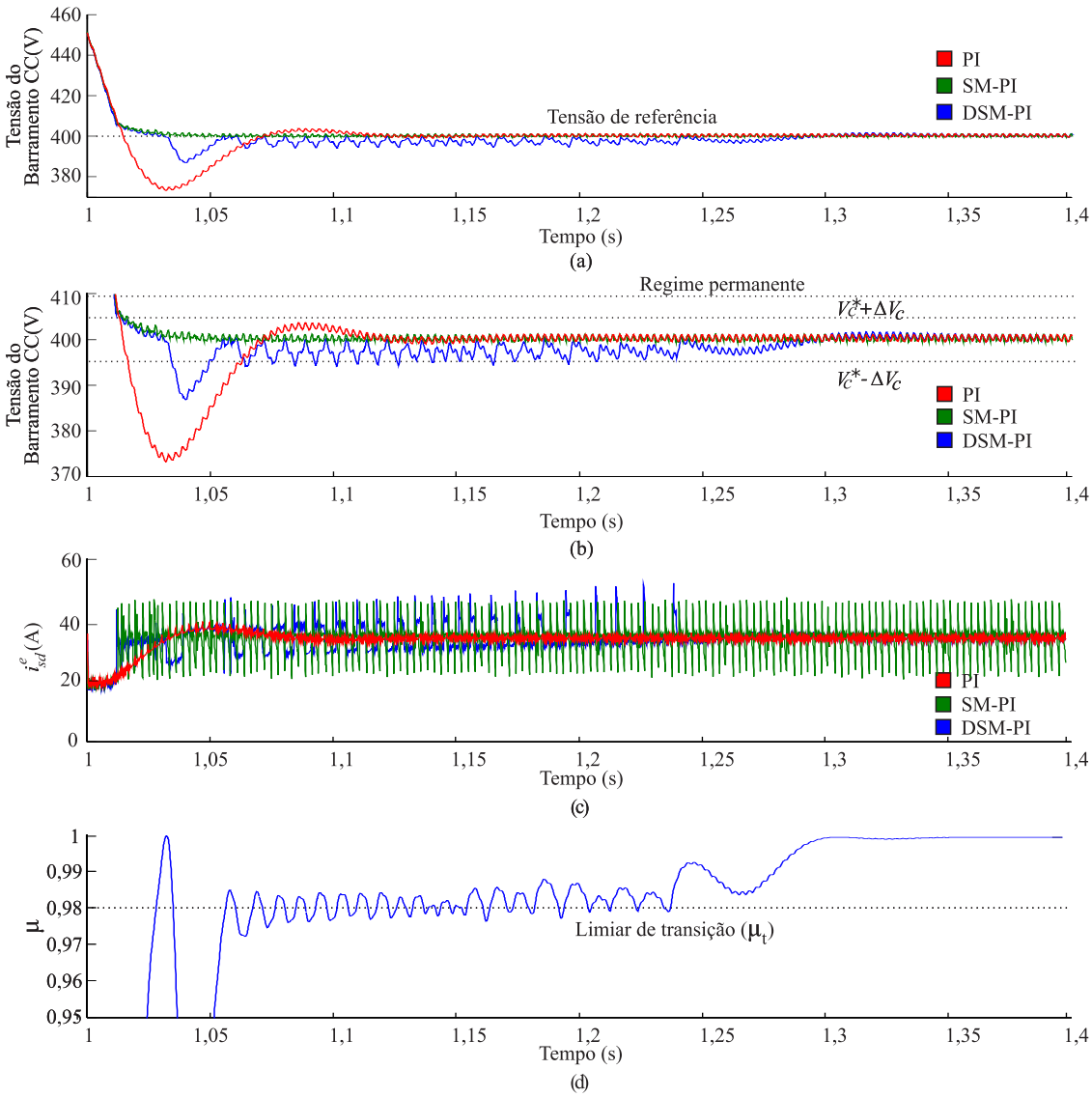

Figura 5.7: Caso 3: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

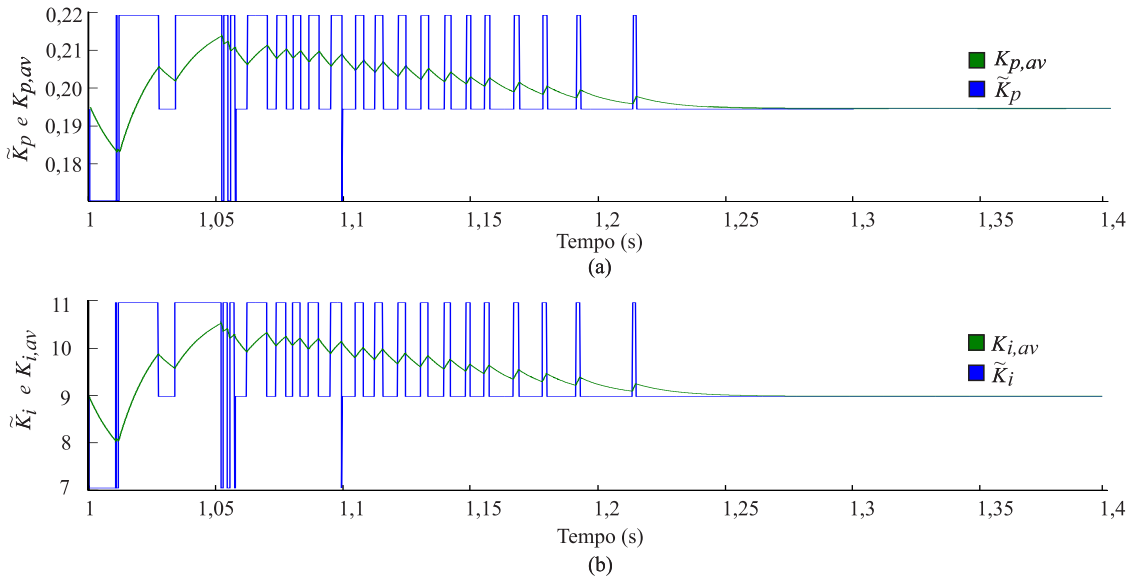

Figura 5.8: Caso 3: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 5.9 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 5.10 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 5.9: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 3.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
3	PI	3,6	0,9	26,7	6,67	58	2,37	3,4	4,64
	SM-PI	-	-	-	-	12	26,02	38,26	11,75
	DSM-PI	-	-	12,9	3,22	47	2,37	3,4	4,64

Tabela 5.10: Índices de redução com o DSM-PI no caso 3.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
-	51,68%	18,96%	90,89%	60,51%

De uma forma geral, o desempenho do sistema foi satisfatório para quando há um decremento na tensão de referência. Desta vez, com a utilização do DSM-PI a tensão v_c

não permaneceu na região de regime permanente, o que não se verifica quando o SM-PI é utilizado. Isto se deve ao fato de que o DSM-PI leva Δt = 0,21 s para se estabilizar. Praticamente não houve *overshoot* com os três controladores. O *undershoot* e o tempo de estabilização foram reduzidos em 51,68% e 18,96%, respectivamente, em relação ao PI. Já a oscilação Δi_{sd}^{e} e o THD do DSM-PI foram iguais aos do PI, em 2,37A e 4,64%, respectivamente. Após a mudança de referência no instante t = 1 s, os sinais $\tilde{k}_p$, $\tilde{k}_i$ e μ se estabilizam em torno de t = 1,27 s. No inicio foi necessário que os ganhos do DSM-PI diminuíssem por conta do erro negativo produzido por Δv_c = -50 V. Estes resultados demostram um bom desempenho quando o DSM-PI é utilizado nessa condição.

5.3.4 Caso 4

No caso 4 é simulado um acréscimo da potência, provinda da fonte de corrente, de 100%. Na Figura 5.9(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a v_c^*. Na Figura 5.9(b) estes resultados são apresentados com destaque para as condições de transição e regime permanente. Na Figura 5.9(c) são apresentados os resultados da corrente i_{sd}^{e} com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 5.9(d) mostrando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 5.10(a) e 5.10(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

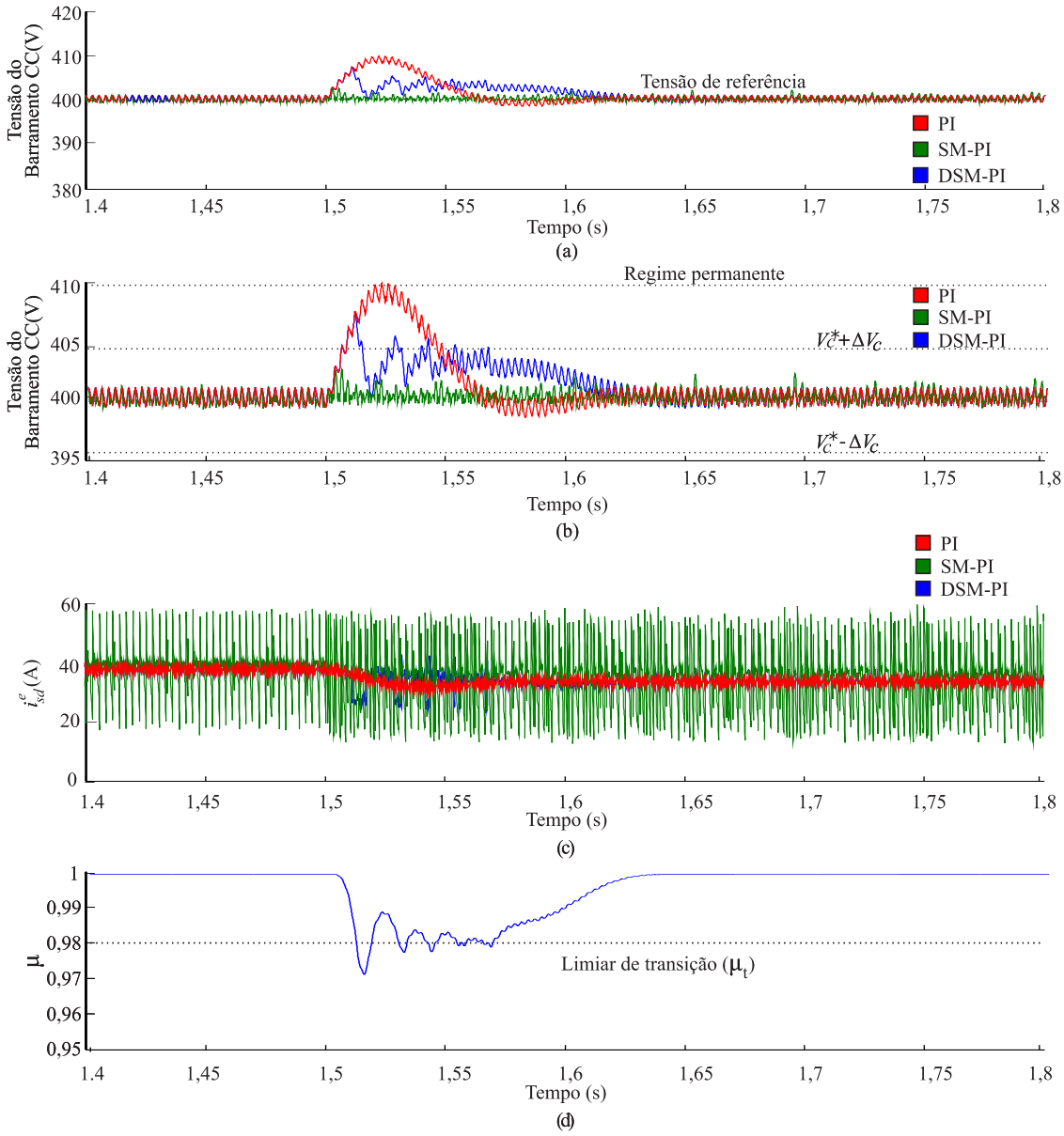

Figura 5.9: Caso 4: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

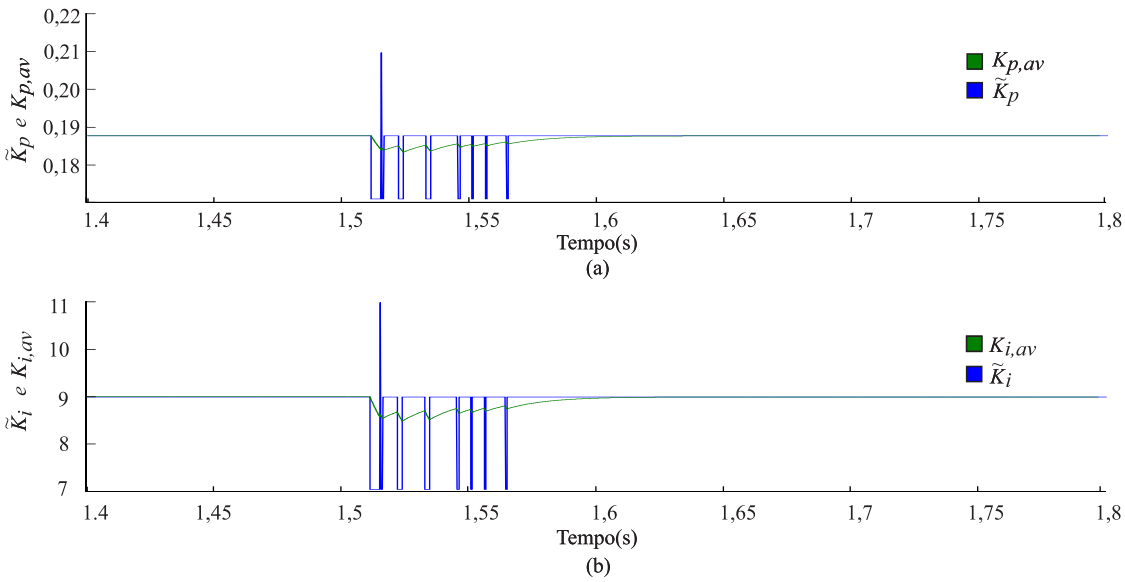

Figura 5.10: Caso 4: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 5.11 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 5.12 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 5.11: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 4.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$ (ms)	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
4	PI	10	2,5	-	-	36	3,03	4,8	4,8
	SM-PI	2,7	0,67	-	-	-	28,08	43	16,78
	DSM-PI	7,5	1,8	-	-	-	3,03	4,8	4,8

Tabela 5.12: Índices de redução com o DSM-PI no caso 4.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
25%	-	-	89,21%	71,39%

Com o aumento de 100% na potência fornecida pelo painel fotovoltaico, os três controladores apresentaram desempenho satisfatório. A tensão v_c não ultrapassou a região de

regime permanente, e os os sinais $\tilde{k}_p$, $\tilde{k}_i$ e μ se estabilizam após Δt = 0,25s a variação de potência. Este resultado comprova que mesmo com variação brusca da potência fornecida pelo painel fotovoltaico o controlador de tensão tem ação rápida reduzindo assim a oscilação de v_c.

5.3.5 Caso 5

No caso 5 é simulado um transitório de carga com a introdução de uma carga resistiva trifásica de 20 Ω em paralelo com a carga do sistema durante 100 ms. Na Figura 5.11(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a v_c^*. Na Figura 5.11(b) estes resultados são apresentados com destaque para as condições de transição e regime permanente. Na Figura 5.11(c) são apresentados os resultados da corrente i_{sd}^e com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 5.11(d) mostrando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 5.12(a) e 5.12(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

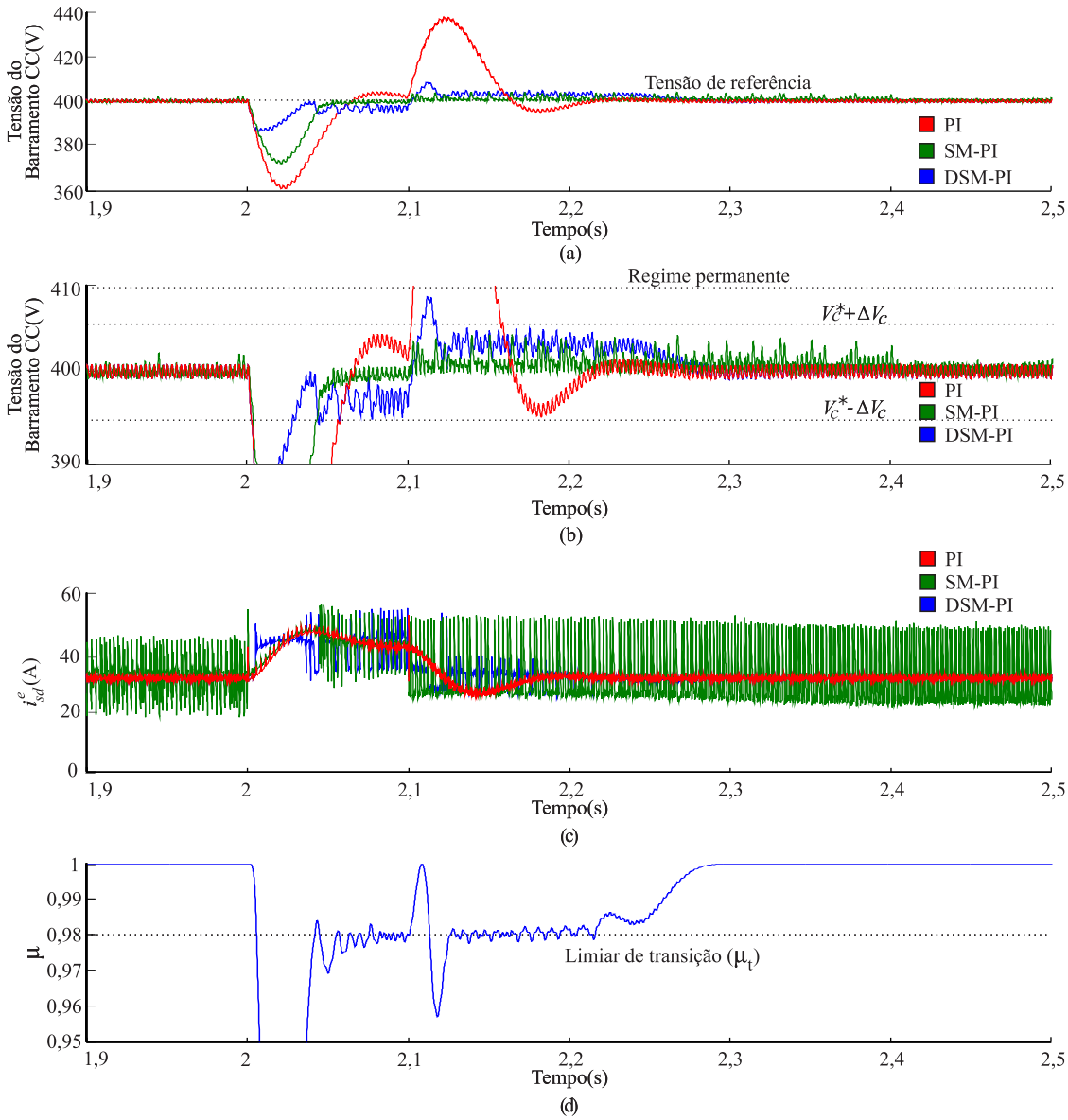

Figura 5.11: Caso 5: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

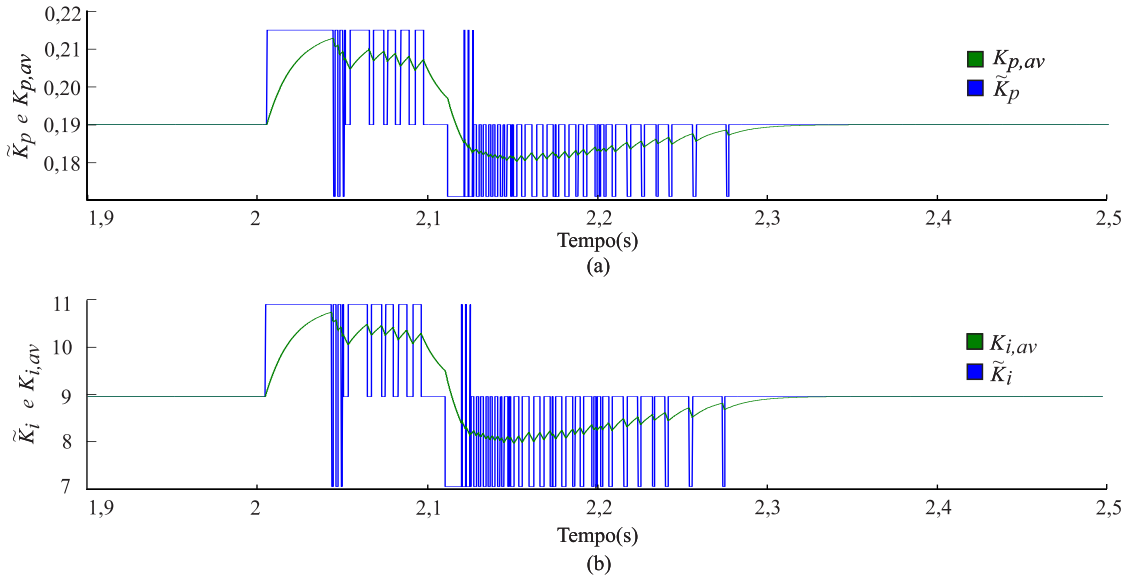

Figura 5.12: Caso 5: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 5.13 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 5.14 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 5.13: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 5.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$ (ms)	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
5	PI	37,9	0,4	38,9	9,7	15,6	2,38	3,6	4,8
	SM-PI	-	-	27,4	6,8	4,1	25,65	41,37	24,63
	DSM-PI	8,4	2,1	12,8	3,2	11,1	2,38	3,6	4,8

Tabela 5.14: Índices de redução com o DSM-PI no caso 5.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
77,83	67,09%	28,85%	90,72%	80,51%

Durante o transitório, o incremento de desempenho do DSM-PI em relação ao PI, foi bastante considerável. A redução do *Overshoot*, do *undershoot* e o tempo de estabilização

foram de 77,83%, de 63,09% e de 28,85% respectivamente. Estas reduções mostram a robustez do DSM-PI a variações de carga. A potência ativa solicitada pela rede elétrica foi alterada de uma forma severa, mesmo assim, não ocorreram grandes oscilações de tensão.

A oscilação Δi_{sd}^{e} e o THD com o uso do DSM-PI foram iguais aos do PI, em 2,38 A e 4,8%. Após a mudança de referência em t = 2 s, os sinais $\tilde{k}_p$, $\tilde{k}_i$ e μ se estabilizam em t = 2,37 s. Estes resultados comprovam que mesmo com variação brusca de carga, o desempenho do DSM-PI é bem satisfatório.

5.4 Conclusões do Capítulo.

Neste capítulo foi apresentado o desempenho do DSM-PI durante: a partida do sistema fotovoltaico, duas mudanças de referência, variação do valor de corrente na entrada do VSI e transitório de carga. Também foram obtidos resultados com os controladores PI e o SM-PI. Foi verificado que durante o transitório o DSM-PI tem comportamento semelhante ao do SM-PI e durante o regime permanente semelhante ao PI. Um resumo dos índices dos controladores para cada caso e o incremento de desempenho obtido com o DSM-PI são mostrados nas Tabelas 5.15 e 5.16.

Tabela 5.15: Desempenho dos controladores .

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$ (ms)	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
1	PI	19,1	4,77	80,1	20,02	13,37	3	4,41	4,64
	SM-PI	1,8	0,45	71	17,75	5,46	28,9	42,5	21,61
	DSM-PI	6,4	1,6	71	17,75	5,46	3	4,41	4,64
2	PI	25,8	5,7	15,5	3,4	64,1	4,16	6,11	4,76
	SM-PI	3	0,67	3	0,67	9,6	30,38	44,67	20,8
	DSM-PI	11	2,44	0,7	0,15	40,2	4,16	6,11	4,76
3	PI	3,6	0,9	26,7	6,67	58	2,37	3,4	4,64
	SM-PI	-	-	-	-	12	26,02	38,26	11,75
	DSM-PI	-	-	12,9	3,22	47	2,37	3,4	4,64
4	PI	10	2,5	-	-	36	3,03	4,8	4,8
	SM-PI	2,7	0,67	-	-	-	28,08	43	16,78
	DSM-PI	7,5	1,8	-	-	-	3,03	4,8	4,8
5	PI	37,9	0,4	38,9	9,7	15,6	2,38	3,6	4,8
	SM-PI	-	-	27,4	6,8	4,1	25,65	41,37	24,63
	DSM-PI	8,4	2,1	12,8	3,2	11,1	2,38	3,6	4,8

Tabela 5.16: Resumo dos índices de redução com o DSM-PI .

Caso	*Overshoot*	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
1	66,49%	11,36%	59,16%	89,61%	78,52%
2	57,36%	95,48%	37,28%	86,31%	77,12%
3	-	51,68%	18,96%	90,89%	60,51%
4	25%	-	-	89,21%	71,39%
5	77,83	67,09%	28,85%	90,72%	80,51%

O SM-PI obteve melhores resultados durante o transitório, entretanto, no regime permanente, a corrente i^e_{sd} possui resquícios de chaveamento o que compromete as restrições de THD imposta pelas normas. O controlador PI obteve melhores resultados durante o regime permanente, mas durante o transitório, as flutuações de tensão foram elevadas. Durante o regime permanente, o DSM-PI teve comportamento igual ao do PI, isso se da pelo fato de em regime permanente os ganhos do DSM-PI serem iguai aos do PI. Já durante o transitório, só em alguns momentos o DSM-PI teve resultados iguais ao do SM-PI, isto porque durante o transitório o DSM-PI oscila entre SM-PI e o PI durante alguns vezes, desta forma o transitório do DSM-PI fica um pouco comprometido. Os resultados

demonstraram que o controlador DSM-PI modificou seus ganhos para se comportar de forma adequada em cada uma destas regiões. O comportamento do sinal μ foi apresentado e o valor escolhido para a transição foi de 0,98. Com a escolha deste valor para μ_t a transição do DSM-PI foi satisfatória para todos os casos testados.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

Para comprovar a eficácia de uma estratégia de controle, se torna imprescindível a obtenção de resultados experimentais. Isto porque na simulação inúmeros aspectos práticos não são levados em consideração e os resultados obtidos experimentalmente comprovam se a estratégia proposta possui o desempenho esperado. Para verificar o comportamento das estratégias de controle, é de grande importância testar o sistema em várias condições de operação. Diante disso, neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com a estratégia de controle proposta neste trabalho. São feitas análises tanto para o controlador de tensão como para os controladores de corrente. Para a malha de corrente são analisados o conteúdo harmônico e o fator de potência antes e depois da utilização da estrutura proposta. No controle da tensão do barramento CC é mostrado como foram obtidos os parâmetros do modelo do barramento CC e é analisado o comportamento da malha de controle da tensão implementado com o DSM-PI, com o SM-PI e com o PI. Como todos os controladores utilizados possuem parte integrativa, tornou-se necessário a implementação de um esquema de anti-*Windup* em todos eles, para que quando ocorre-se saturação do sinal de controle, a integral do erro de tensão não alcance valores elevados, podendo prejudicar o sistema. Os desempenhos destes esquemas são comparados no momento da partida do sistema, na imposição da variação da tensão de referência e com variação de carga.

6.1 Descrição do Sistema PV Implementado

Na Figura 6.1 é apresentado o diagrama simplificado do sistema de geração fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (LEPER/UFRN).

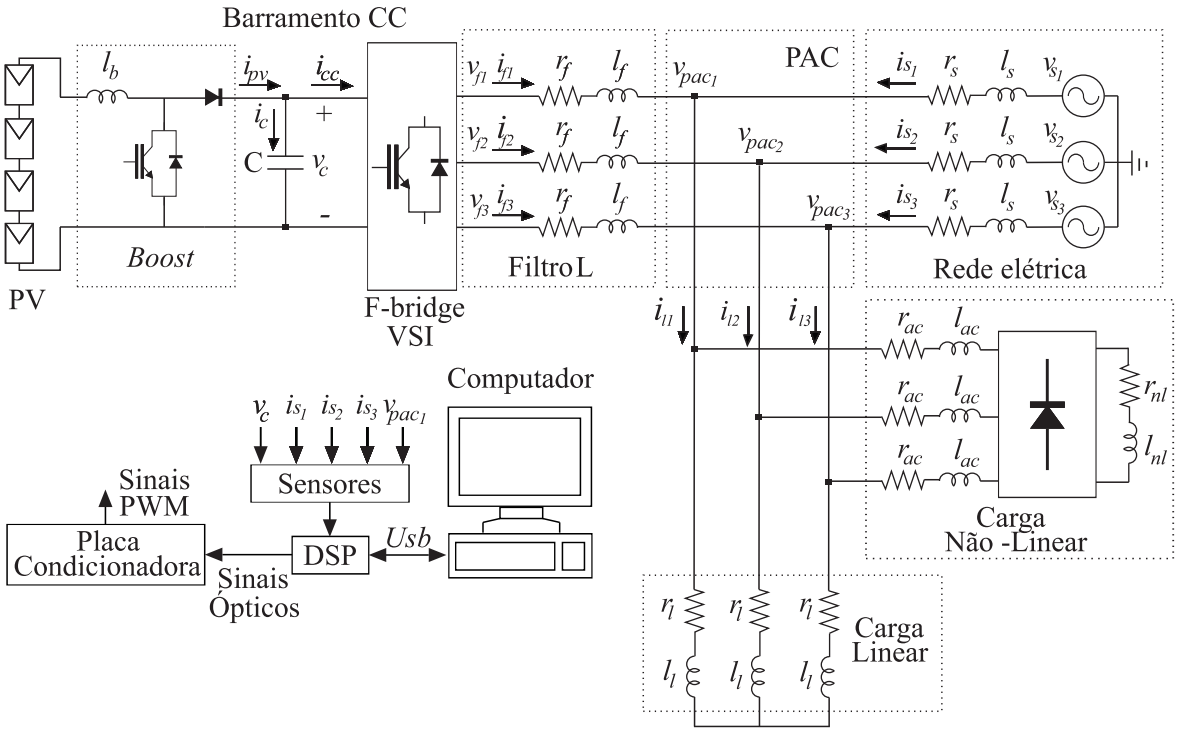

Figura 6.1: Diagrama de blocos da estrutura experimental

As estratégias de controle do sistema de geração fotovoltaico são implementadas em linguagem de programação C++, utilizando-se o DSP, de ponto flutuante, da Texas Instruments - TMS320F28335. Esse DSP possui uma placa de aquisição de dados com conversores A/D de 12 bits. As referidas estratégias são executadas em tempo real, com um período de amostragem de 100 μs. Nas medições de corrente e tensão foram utilizados sensores de efeito *Hall* LAH-25-NP e LV20-P. Para reduzir os ruídos de medição, foram implementados no DSP filtros digitais *anti-aliasing* passa-baixa com frequência de corte de 2,5 kHz. Os sinais PWM gerados pelo DSP são enviados via fibra óptica para uma placa condicionadora, que converte os sinais ópticos em elétricos. Esses sinais são empregados nos comandos das chaves do inversor e do *boost*. O inversor de tensão possui 3 *drives* SKHI-23 da Semikron que aciona 6 chaves do tipo IGBTs SKM50GB123D da Semikron. A chave e o diodo do *boost* são implementados utilizando um braço de um inversor monofásico que possui duas chaves do tipo IGBTs SK30 GH 123 também da Semikron. A implementação da estrutura experimental é apresentada na Figura 6.2, no qual se tem a estrutura de conversão de potência e o sistema de aquisição. Já na Figura 6.3, apresenta-se a estrutura física da carga utilizada. A montagem do painel fotovoltaico de 1 kWp é apresentado na Figura 6.4.

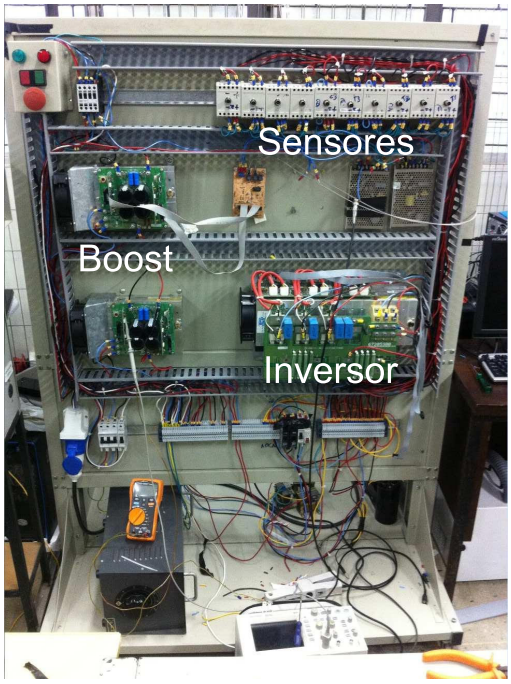

Figura 6.2: Plataforma experimental.

Figura 6.3: Quadro com carga linear e não-linear.

Figura 6.4: *Array* fotovoltaico utilizado.

Os parâmetros do sistema fotovoltaico trifásico, implementado neste trabalho, são especificados na Tabela 6.1. Alguns parâmetros utilizados na plataforma experimental são diferentes dos parâmetros utilizados na plataforma de simulação, pelo motivo da não definição do *setup* laboratorial durante a implementação da simulação. Para a obtenção dos resultados experimentais foi necessário a utilização de equipamentos que estavam disponíveis no laboratório. Um exemplo disto, foi o filtro L utilizado, pois o indutor usado não é adequado para a correção de conteúdo harmônico, e sim para simulação de linhas de transmissão. Perante as dificuldades encontradas, foi necessário reduzir o conteúdo harmônico das correntes da carga para que fosse possível a implementação do método proposto.

Tabela 6.1: Parâmetros do sistema fotovoltaico trifásico.

Parâmetros da plataforma experimental	
Painel fotovoltaico	4 painéis YL245P-29b de 245kWp
Tensão do barramento CC	$v_c^* = 400$ V
Tensão de Linha e frequência da rede.	$v_{pac} = 220$ V(rms) e $f_s = 60$ Hz
Impedância da rede	$l_s = 0,05$ mH e $r_s = 0,1\ \Omega$
Impedância do filtro	$l_f = 2$ mH e $r_f = 0,17\ \Omega$
Impedância da carga linear	$l_l = 60mH$ H e $r_l = 20\ \Omega$
Impedância da carga não linear	$l_{nl} = 30$ mH e $r_{nl} = 60\ \Omega$
Indutor do conversor CC/CC *boost*	$l_b = 30$ mH
Frequência de corte do filtro de medição da tensão do Barramento CC	$\omega_t = 125$ rad/s
Banco de capacitores	C =2200 μF

O controle do conversor CC/CC *boost* foi gerado com o auxílio de um DSP uma relação cíclica constante com o valor de 0,62. Este valor foi obtido após alguns testes para determinar a relação cíclica que garantisse o maior fornecimento de potência gerada pelo painel fotovoltaico, no período compreendido entre as 10 e 14 horas.

6.2 Controlador de Corrente

A banda passante ω_c escolhida para o sistema em malha fechada garante a compensação de até o 51° harmônico. Os parâmetros que foram utilizados no DSC são apresentados na Tabela 6.2. Como a distorção harmônica da carga foi reduzida para obtenção dos resultados experimentais, foi necessário reduzir o ganho proporcional do controlador de corrente.

Tabela 6.2: Parâmetros do Controlador Dupla Sequência.

Parâmetros do Dupla Sequência	
Banda passante do controlador	$\omega_c = 2\pi * 3600$
Ganho da Equação 4.53	$k_{pi} = 25,1076$
Ganho da Equação 4.54	$k_{ii} = 3460,78$

Na Figura 6.5(a) são apresentadas as formas de onda da corrente da rede elétrica e da tensão no PAC antes da conexão do sistema fotovoltaico com a rede elétrica. Como o sistema fotovoltaico não está operando, as referidas correntes são decorrentes da alimentação da carga não-linear e da carga linear pela rede elétrica primária. Na Figura 6.5(b) é apresentada a superposição das curvas de tensão e de corrente na fase 1 do PAC com o sistema em funcionamento. Por último, são apresentadas nas Figuras 6.5(c) e 6.5(d) as formas de onda das correntes i^s_{sd} e i^s_{sq} superpostas por suas respectivas referências.

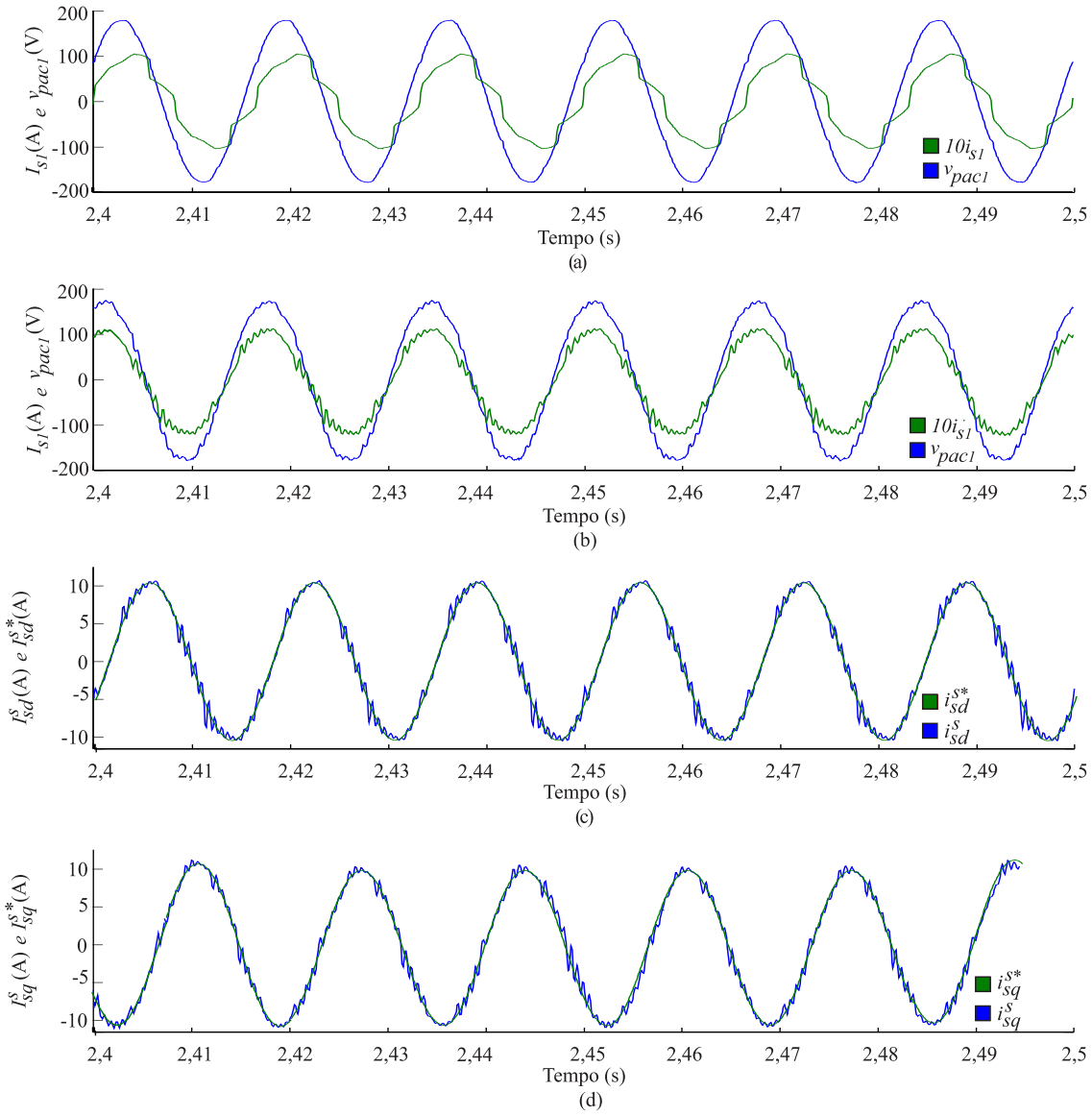

Figura 6.5: Formas de onda das correntes e da tensão: (a) i_{s1} e v_{pac1} antes da compensação; (b) i_{s1} e v_{pac1} depois da compensação; (c) i^s_{sd} e i^{s*}_{sd};(d) i^s_{sq} e i^{s*}_{sq}.

A corrente i_{s1} antes da compensação apresentou um THD = 13,98% e um fator de potência FP = 0,8. O alto THD é proveniente da carga não-linear e o baixo fator de potência da carga linear. A tensão do PAC V_{pac1}, antes da compensação apresentou um baixo THD = 1,4%. Na Figura 6.5(b), a distorção harmônica presente nas correntes antes da inicialização do sistema foi minimizada, passando de 13,98% para 4,8%. A técnica de controle empregada compensou todo o fator de potência e reduziu o THD das correntes para valores permitidos pela norma IEEE std.1547. Após a conexão, o THD da tensão do PAC para THD = 3,4%. Este aumento do THD é decorrente da não utilização de um filtro

de *ripple* para amenizar o processo de chaveamento do conversor de potência. Para que a compensação fosse possível, as correntes i^s_{sd} e i^s_{sq} precisaram seguir suas referências i^{s*}_{sd} e i^{s*}_{sq}. Estas correntes são mostradas nas Figura 6.5(c) e 6.5(d). A comprovação da redução da distorção harmônica pode também ser verificada na Figura 6.6, na qual são apresentados os espectros de frequência da corrente i_{s1} antes e depois da compensação. A amplitude da corrente da rede elétrica na frequência fundamental é menor com a conexão do sistema por causa da geração complementar.

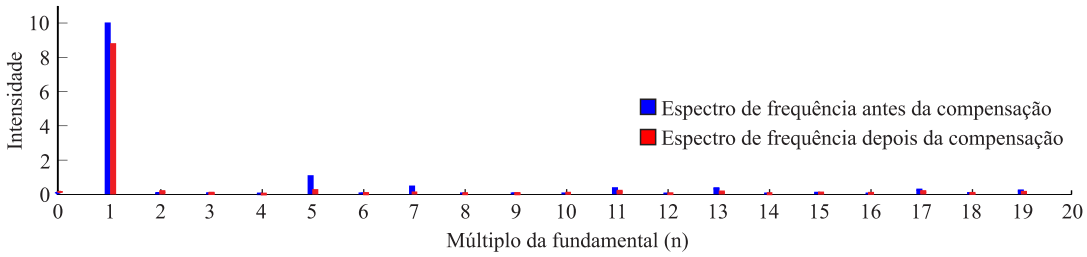

Figura 6.6: Espectro de frequências antes e depois da compensação

A partir da análise das formas de onda apresentadas na Figura 6.5 e da redução do THD apresentada na Figura 6.6 fica evidenciado que o controle das correntes implementado pelo DSC realiza duas tarefas simultaneamente: compensação de harmônicos e correção do fator de potência.

6.3 Controlador de Tensão

Para realizar o dimensionamento do controlador de tensão foi necessário realizar medições da tensão do barramento CC e de sua corrente para obter o seu modelo dinâmico. A obtenção destes parâmetros e o desempenho do controlador de tensão são apresentados a seguir.

6.3.1 Obtenção dos Parâmetros

O dimensionamento do controlador de tensão do barramento CC depende dos parâmetros da Equação (3.25). Por este motivo foi necessário realizar ensaios que tornassem possível o cálculo destes parâmetros. Com o sistema em funcionamento, foram medidas três grandezas: tensão do barramento CC (v_c), corrente do capacitor (i_c) e a corrente da rede elétrica de eixo direto (i^e_{sd}). Para determinar os valores médios destas grandezas foram utilizados filtros passa-baixa de primeira ordem, com uma frequência de corte de 20

Hz. Com os valores de v_c e i_c foi possível obter a função de transferência da Equação (3.24) a partir do circuito equivalente da Figura 6.7, em que: $\overline{v_c}$ é a tensão média do capacitor, $\overline{i_c}$ é a corrente média do capacitor e Δv_c é a oscilação da tensão do barramento CC em torno do seu valor médio.

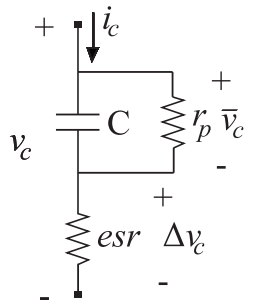

Figura 6.7: Circuito Equivalente do capacitor eletrolítico.

Em regime permanente, a tensão sobre o capacitor C possui um termo médio $\overline{v_c}$. Porém, na sua tensão terminal, além desse termo, há uma oscilação Δv_C relativa ao *ripple* verificado no capacitor real. Assim, a tensão sobre o resistor r_p é igual a tensão $\overline{v_c}$ e a tensão sobre o resistor equivalente *esr* é a oscilação Δv_C. Para obter o valor médio destas resistências foi considerado apenas a componente média da corrente i_c. Para obtenção do valor do resistor *esr* foi necessária a utilização de um filtro passa-baixa com frequência de corte de 20 Hz, para obtenção do valor médio de Δv_C. Nas Figuras 6.8, 6.9, 6.10 e 6.11 são apresentados as formas de onda da oscilação da tensão Δv_c, da tensão média $\overline{v_c}$, do valor médio da corrente do capacitor $\overline{i_c}$ e do valor médio da corrente da rede elétrica de eixo direto no referencial síncrono $\overline{i^e_{sd}}$, respectivamente.

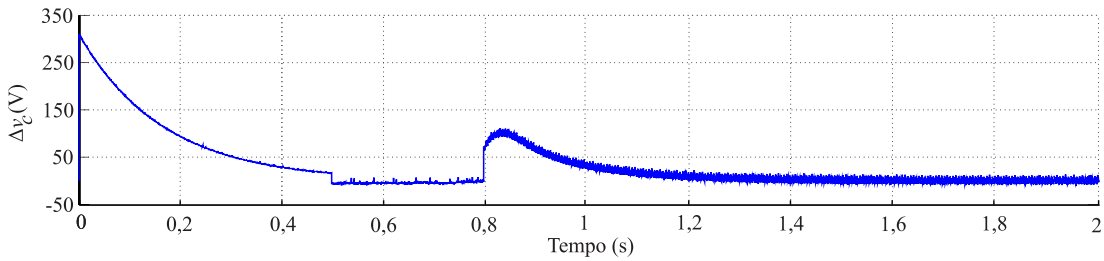

Figura 6.8: Gráfico de Δv_c obtido experimentalmente.

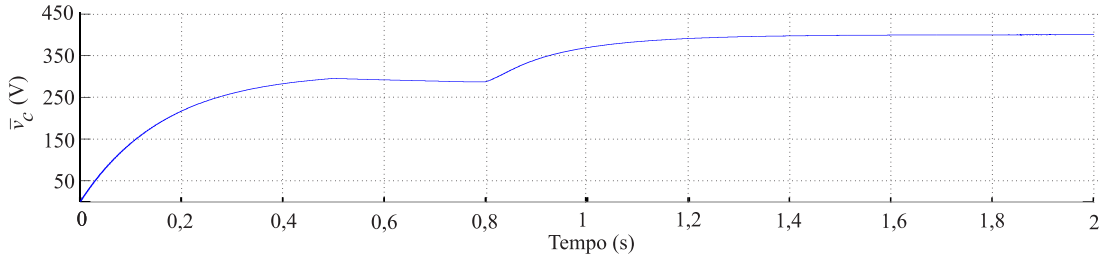

Figura 6.9: Gráfico de $\bar{v}_c$ obtido experimentalmente.

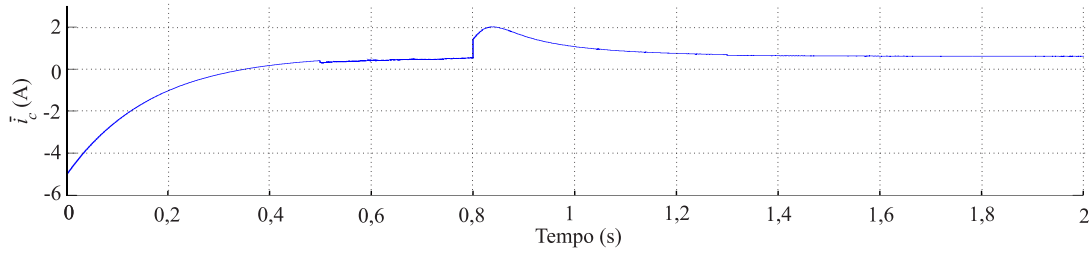

Figura 6.10: Gráfico de $\bar{i}_c$ obtido experimentalmente.

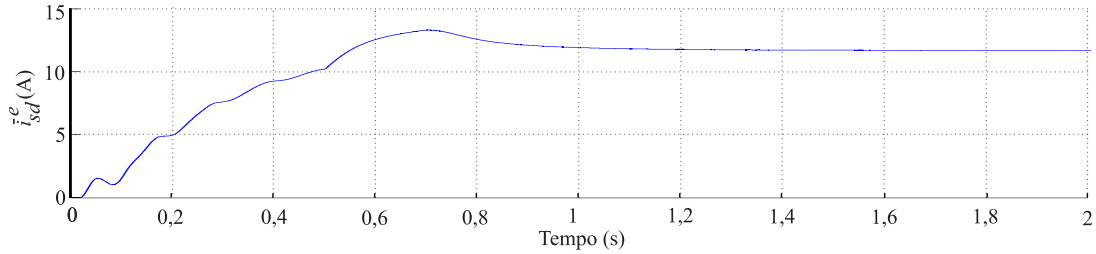

Figura 6.11: Gráfico de $\bar{i}^e_{sd}$ obtido experimentalmente.

A tensão do barramento CC pode ser dada por;

$$v_c = \Delta v_c + \bar{v}_c, \tag{6.1}$$

como

$$esr = \frac{\Delta v_c}{\bar{i}_c}, \tag{6.2}$$

e

$$r_p = \frac{\bar{v}_c}{\bar{i}_c}. \tag{6.3}$$

Os gráficos dos valores médios de *esr* e de r_p, obtidos com as Equações 6.2 e 6.3 são apresentados nas Figuras 6.12 e 6.13.

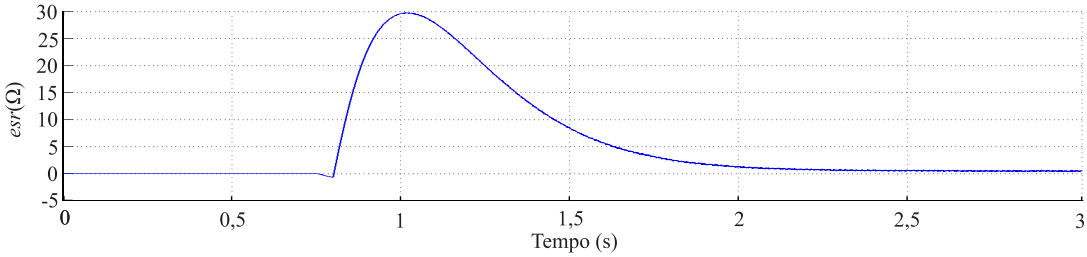

Figura 6.12: Gráfico de *esr* obtido experimentalmente.

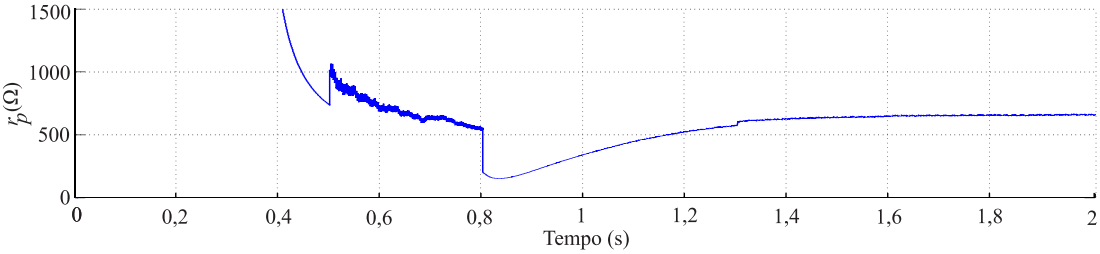

Figura 6.13: Gráfico de r_p obtido experimentalmente.

Os parâmetros que foram utilizados no modelo do barramento CC foram obtidos com o sistema operando em regime permanente. O valor de *esr* obtido foi de $0,4\Omega$ e o valor de r_p obtido foi de 666Ω. Como esperado, o valor de r_p foi muito maior do que o valor de *esr*, por este motivo o valor de *esr* foi desconsiderado do modelo. Assim, a função de transferência da Equação 3.24 que representa a impedância do capacitor é apresentada por:

$$Z(s) = \frac{454,54}{s+0,6825}. \tag{6.4}$$

Para obter a constante k_{conv} que relaciona a corrente i_c por i_{sd}^e foram utilizados os valores médios destas correntes, como segue:

$$k_{conv} = \frac{\overline{i_c}}{\overline{i_{sd}^e}}. \tag{6.5}$$

A partir do valor de k_{conv} foi obtida a função de transferência da Equação 3.25, que relaciona v_c por i_{sd}^e. O valor de k_{conv} obtido em regime permanente foi de 0,05263. Na Tabela 6.3 são apresentados os parâmetros obtidos para o modelo dinâmico do barramento CC.

Tabela 6.3: Parâmetros do modelo dinâmico do barramento CC.

Parâmetros obtidos	
esr	0,4 Ω
r_p	666 Ω
k_{conv}	0,05262

A função de transferência resultante da Equação 3.25, utilizando os parâmetros da Tabela 6.3, é:

$$\frac{V_c(s)}{I_{sd}^e(s)} = \frac{23,92}{s+0,6825}. \tag{6.6}$$

O controlador que é usado para a regulação da tensão do barramento CC varia seus ganhos em função do erro de tensão, desta forma, na ocorrência de variações paramétricas o controlador se torna-rá mais rápido, ou mais lento, dependendo do erro de tensão.

6.3.2 Desempenho do controlador de tensão

O comportamento dinâmico da estratégia de controle empregada na malha de tensão foi avaliado por meio de quatro diferentes testes experimentais. No 1º teste, foi verificado o desempenho do sistema durante a sua inicialização. Já nos 2º e no 3º testes, o sistema foi submetido a uma variação da sua tensão de referência. E por último, no 4º teste, o sistema fotovoltaico foi submetido a uma variação de carga. Essa variação de carga gera um aumento de 300% da corrente fornecida pela rede elétrica. Com o objetivo de comparar o comportamento do DSM-PI em relação aos controladores PI e SM-PI, o sistema foi testado experimentalmente para cada controlador. A Tabela 6.4 apresenta a descrição dos testes experimentais realizados.

Tabela 6.4: Resumo da descrição dos testes realizados.

Testes de desempenho	
Caso 1	Partida
Caso 2	Mudança de v_c^* de 400 V para 450 V
Caso 3	Mudança de v_c^* de 450 V para 400 V
Caso 4	Mudança de carga

Na Tabela 6.5 são mostrados os parâmetros do DSM-PI utilizados na obtenção dos resultados experimentais.

Tabela 6.5: Parâmetros do Controlador DSM-PI.

Parâmetros do DSM-PI	
Constante da superfície de deslizamento c	$c = 5$
Parâmetro do sinal μ	$\lambda = 500$
Limiar de tensão do barramento CC	$\Delta v_c = 3,17$ V
μ de transição	$\mu_t = 0,98$
Coeficiente a_m^{η}	$a_m^{sl} = 5$ e $a_m^{fs} = 10$
Ganhos das Equações 4.35, 4.36, 4.38 e 4.39	$k_p^{sl} = 0,3895$, $k_i^{sl} = 2,09$, $k_p^{fs} = 0,807$ e $k_i^{fs} = 8,36$
Ganhos da Equação 4.40 e 4.41	$k_p = 0,5982$ e $k_i = 5,22$
Ganhos das Equações 4.42,4.43, 4.44 e 4.45	$k_p^{+} = 0,1044$, $k_i^{+} = 1,57$, $k_p^{-} = 0,1044$ e $k_i^{-} = 1,57$
Ganhos do PI	$k_p^{av} = 0,458$ e $k_i^{av} = 5,11$

Todos os resultados experimentais são apresentados segundo o mesmo padrão, compostos pelos gráficos:

- Tensão v_c superposta por sua referência ;
- *Zoom* no eixo y da tensão v_c nas condições de transição e de regime permanente;
- Corrente i_{sd}^e;
- Sinal μ com o detalhamento do instante de transição (μ_t);
- Ganho $\tilde{k}_p$ e seu valor médio $k_{p,av}$ obtido com o uso de um filtro do tipo passa-baixa com frequência de corte de 10 Hz;
- Ganho $\tilde{k}_i$ e seu valor médio $k_{i,av}$ obtido com o uso de um filtro do tipo passa-baixa com frequência de corte de 10 Hz;

Cada caso também possui duas tabelas que demonstram o desempenho dos controladores:

- Os valores de *Overshoot*, *Undershoot* , $t_{ss2\%}$, Δi_{sd}^e e THD (i_{s1}). O Δi_{sd}^e é a largura da variação da corrente i_{sd}^e, em torno do seu valor médio, em regime permanente;
- A redução de *Overshoot*, *Undershoot* e $t_{ss2\%}$ do DSM-PI em relação ao PI. Estes são índices que pertencem ao transitório de v_c. Também são mostrados os valores de redução de THD (i_{s1}) e Δi_{sd}^e do DSM-PI em relação ao SM-PI. Este são índices que correspondem a operação em regime permanente de v_c. Estas comparações são feitas porque, durante o transitório, o DSM-PI se comporta como o SM-PI e em regime permanente como o PI.

6.3.3 Caso 1

Com a utilização de uma referência de tensão do barramento CC tipo degrau, as correntes da rede elétrica atingem valores elevados durante o transitório, que podem comprometer o sistema. Isto pode ser verificado no 1º caso do capítulo 5. Pelo fato do controle de tensão gerar uma referência de corrente na rede elétrica, o transitório na partida necessita de uma estratégia de partida suave. Com o uso de uma referência tipo rampa estas correntes não se elevam tanto, dando uma maior segurança durante a partida do sistema. Desta forma, para que o sistema inicialize de maneira suave, foi imposto um referencial de tensão tipo rampa, com $\Delta v_c/\Delta t = 347$ V/s. O valor inicial da rampa utilizada foi de 300 V e o valor final foi de 400 V. Na Figura 6.14(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a sua referência. Na Figura 6.14(b) estes resultados são apresentados com destaque para a região de transição e de regime permanente. Na Figura 6.14(c) são apresentados os resultados experimentais da corrente i_{sd}^e com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 6.14(d) enfatizando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 6.15(a) e 6.15(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

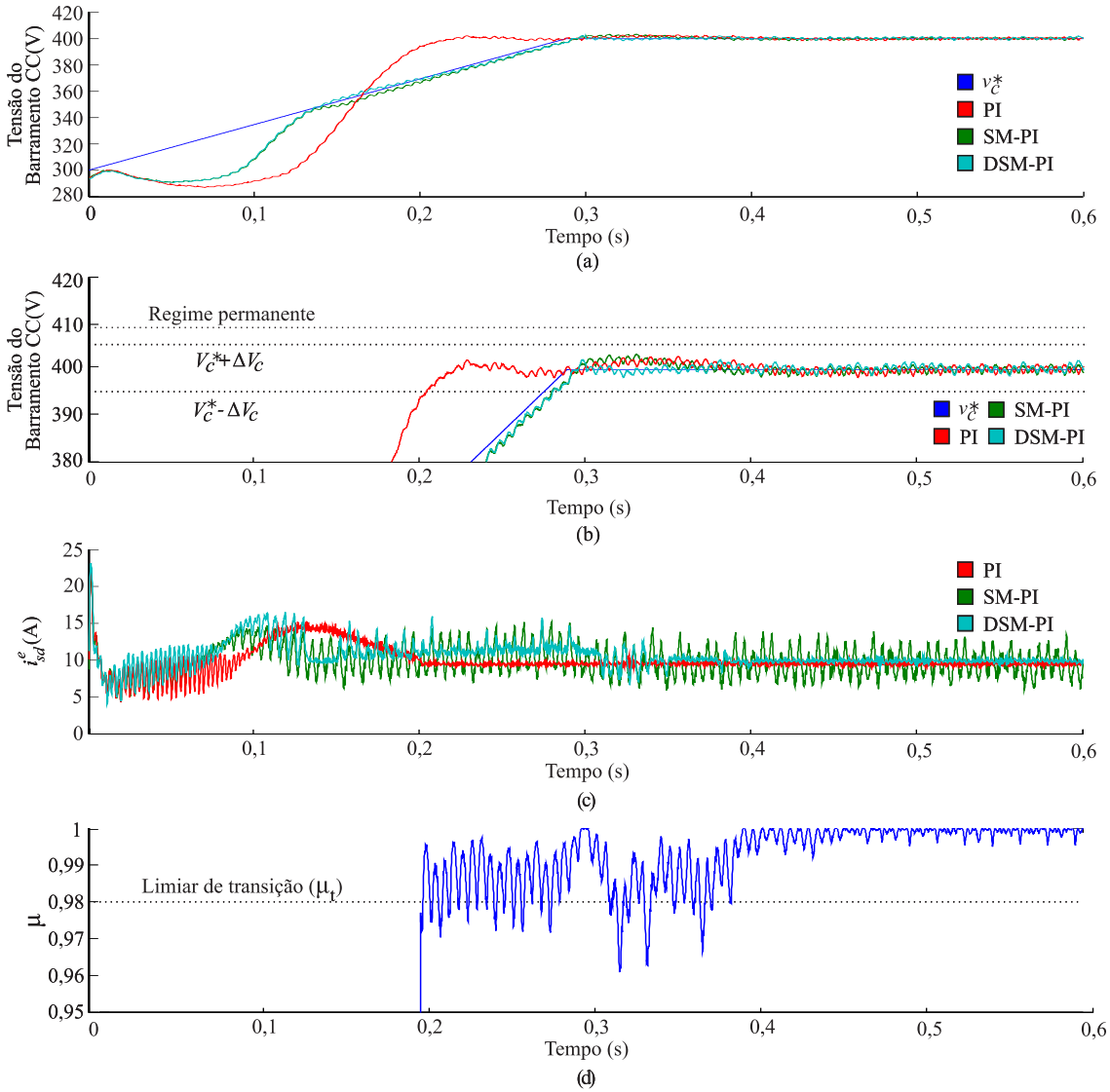

Figura 6.14: Caso 1: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

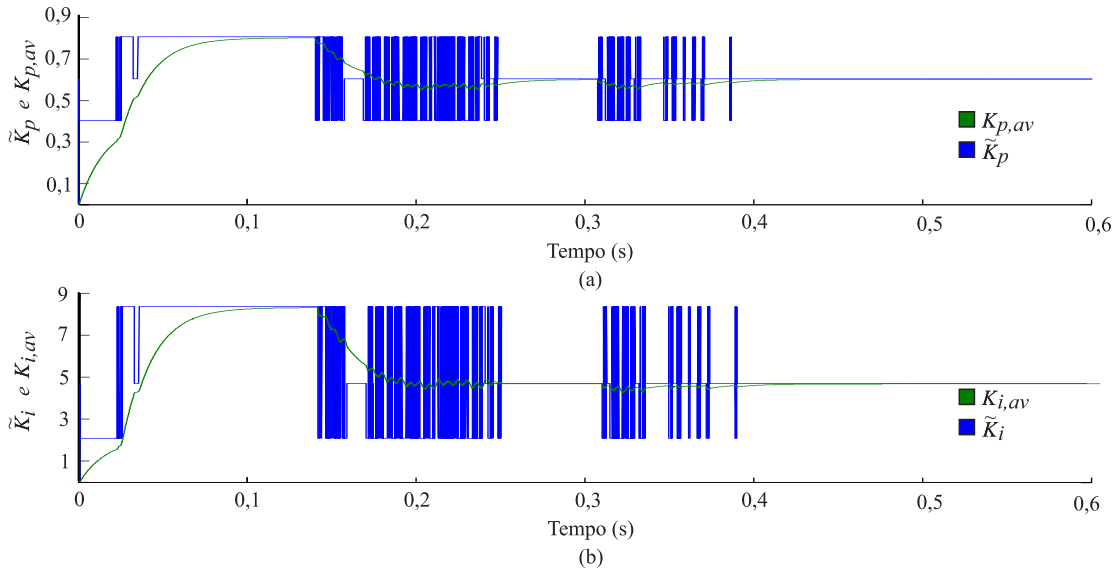

Figura 6.15: Caso 1: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 6.6 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 6.7 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 6.6: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 1.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
1	PI	24,3	5,66	32,7	11,38	270	1,32	13,89	4,8
	SM-PI	2,09	0,65	26,4	9,29	120	7,52	82,10	14,32
	DSM-PI	3,3	0,825	26,4	9,29	120	1,32	13,89	4,8

Tabela 6.7: Índices de redução com o DSM-PI no caso 1.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
86,41%	19,26%	55,55%	82,44%	66,48%

Durante a partida, o comportamento da tensão do barramento CC foi praticamente o mesmo com o uso do DSM-PI e do SM-PI, como pode ser verificado nas Figuras 6.14(a)

e 6.14(b). Mesmo com a referência do tipo rampa utilizada, a tensão do barramento CC com o uso do controlador PI apresentou uma elevada oscilação, com *overshoot* de 5,66% e *undershoot* de 11,38%. Já com o uso do DSM-PI e do SM-PI não houve grande oscilação e os valores de *overshoot* e de *undershoot* foram de 0,65% e 0,825%, respectivamente. Aos t = 120 ms, a tensão da barramento CC alcançou sua referência com o uso do DSM-PI e do SM-PI, já com o PI o tempo de estabilização foi de 270 ms, mais de duas vezes maior do que com o uso dos outros controladores. As reduções da oscilação de tensão na partida e do tempo de estabilização comprovam o incremento de desempenho do DSM-PI e SM-PI durante o transitório.

A corrente i_{sd}^{e} não teve grandes oscilações com o uso dos três controladores, isto por causa da referência de tensão do tipo rampa utilizada. A oscilação Δi_{sd}^{e}, com o uso do SM-PI, foi elevada chegando ao valor de 82,10%, isto por causa do chaveamento dos ganhos, mesmo em regime permanente. O THD obtido com o uso do DSM-PI e do PI foi de 4,8%, bem inferior ao do SM-PI, que foi de 14,32%, praticamente o mesmo THD da carga, sem a conexão do sistema. A redução do THD e da oscilação Δi_{sd}^{e} comprovam a eficacia do DSM-PI durante o regime permanente, comparando com o SM-PI. O sinal μ calculado durante a partida ultrapassou o seu valor μ_t de transição aos t = 0,38s. A partir deste instante, os ganhos do DSM-PI passaram a ser fixos, como ilustrado nas Figuras 6.15(a) e 6.15(b).

De forma geral, o comportamento da tensão na partida do sistema com o uso do DSM-PI apresentou melhores resultados do que com o uso do PI e do SM-PI, isto porque o DSM-PI agregou as qualidades desses controladores. Assim, foi comprovado experimentalmente uma melhora na rapidez do controle durante a partida sem perda no desempenho da compensação de harmônicos.

6.3.4 Caso 2

No caso 2 foi implementado um incremento de 50 V da tensão de referência do barramento CC. Este teste foi efetuado para avaliar o comportamento dinâmico da malha de controle da tensão do barramento CC, com o incremento da tensão de referência. Incrementos na tensão de referência da tensão do barramento CC são realizados quando é necessário aumentar a energia armazenada pelos capacitores. Este aumento de energia é necessário quando se tem uma carga com um fator de potência muito baixo, sendo necessário um maior fornecimento de energia reativa, ou quando o THD das correntes da carga é muito elevado e o sistema necessita de uma maior energia para poder corrigir a alta distorção harmônica. Na Figura 6.16(a) são apresentados os resultados referentes ao

comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a sua referência. Na Figura 6.16(b) estes resultados são apresentados com destaque para a região de transição e de regime permanente. Na Figura 6.16(c) são apresentados os resultados experimentais da corrente i^e_{sd} com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 6.16(d) enfatizando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 6.17(a) e 6.17(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

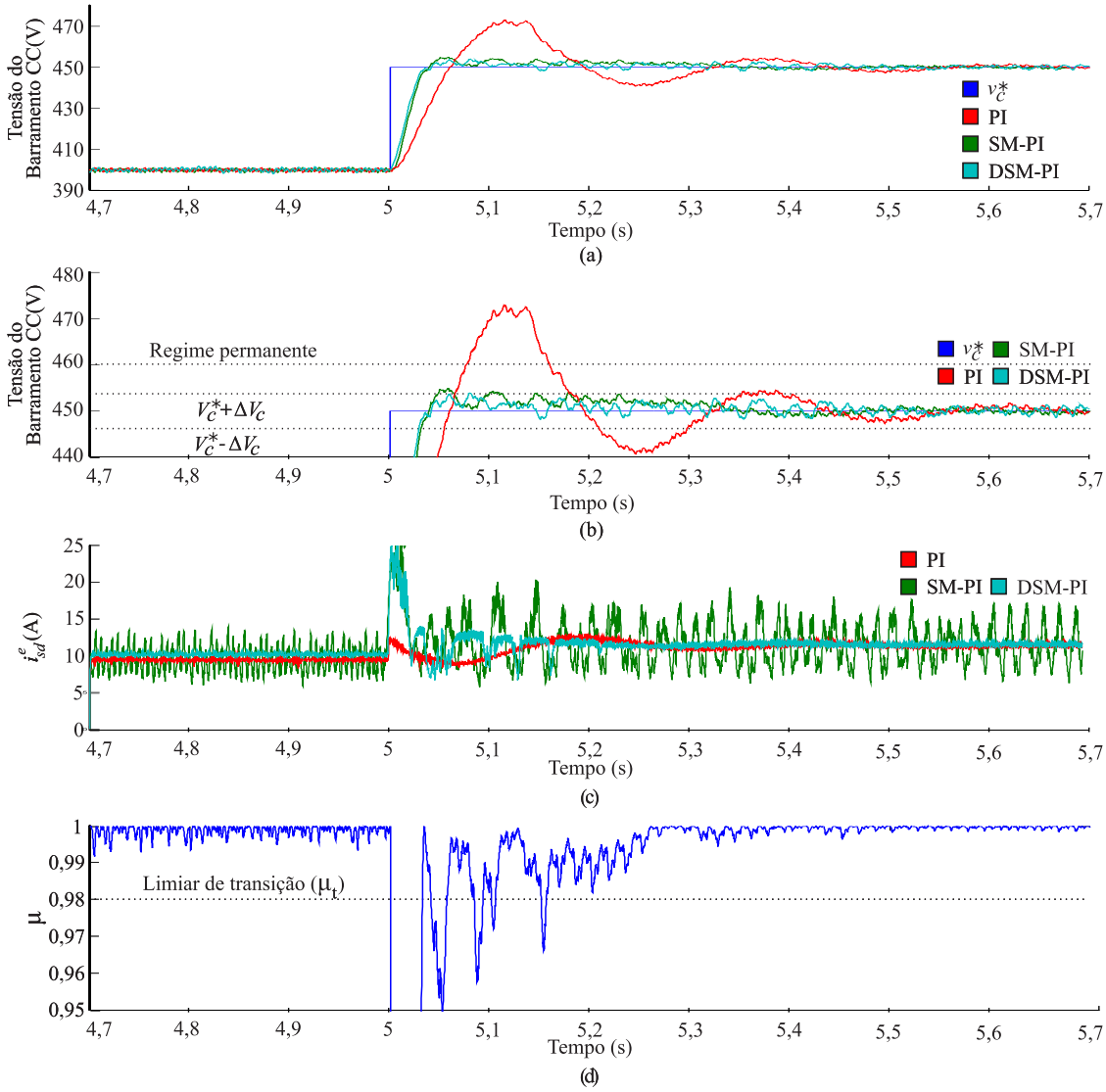

Figura 6.16: Caso 2: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i^e_{sd}; (d) Sinal μ.

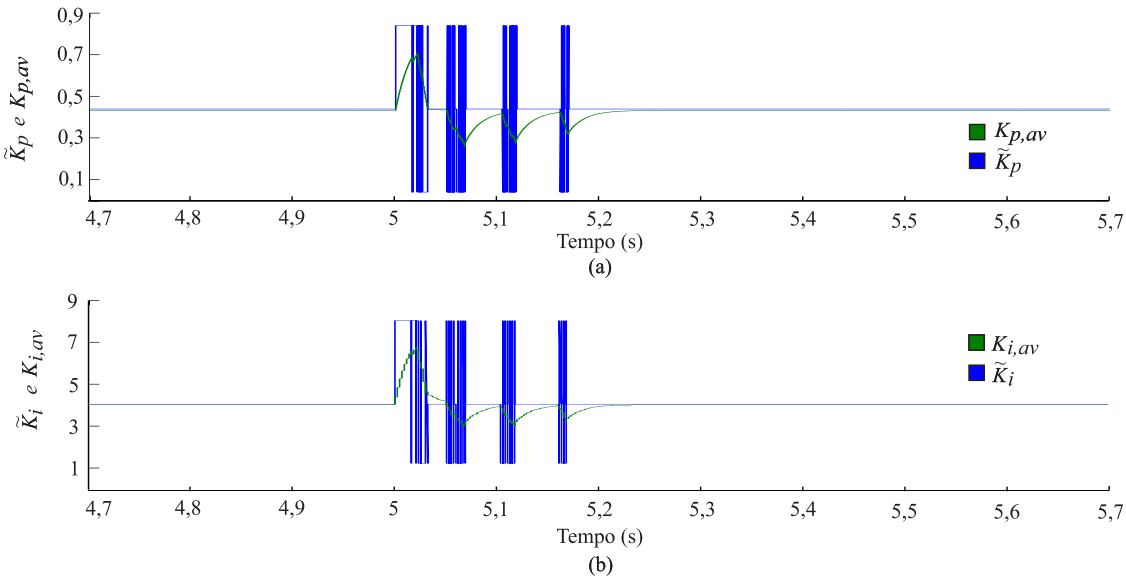

Figura 6.17: Caso 2: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 6.8 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 6.9 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 6.8: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 2.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
	PI	22,2	4,7	8,8	1,95	256,5	1	8,69	4,85
2	SM-PI	3,9	0,859	-	-	32,6	12	96,58	18,2625
	DSM-PI	4,9	1,08	-	-	32,76	1	8,69	4,85

Tabela 6.9: Índices de redução com o DSM-PI no caso 2.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
77,92%	100%	87,29%	91,67%	73,43%

Com a variação da tensão de referência para 450 V o sistema se estabilizou em 256,5 ms com o uso do PI e em 32,6 ms com o uso do DSM-PI e do SM-PI. Esta redução no

tempo de estabilização mostra o quanto estes controladores são eficazes com a variação da tensão de referência. A oscilação da tensão durante a mudança de referência foi mostrada na Figura 6.16(a). Os momentos em que a tensão alcançou a região de regime permanente e a região de transição do DSM-PI foram mostrados na Figura 6.16(b). Nesta Figura ficou claro o incremento do desempenho com o uso do DSM-PI e do PI durante o transitório.

Para que a oscilação de tensão não fosse elevada foi necessário que os controladores SM-PI e o DSM-PI gerassem um sinal de controle elevado para o controlador de corrente. Isto ocorreu por causa da ação rápida destes controladores. Já com o controlador PI, a corrente i_{sd}^{e} não se elevou muito (Figura 6.16(c)), mas o tempo de estabilização de v_c foi elevado. Durante o transitório, o sinal μ, conforme a Figura 6.16(d), teve grandes oscilações em torno de μ_t, mas depois de 160 ms o DSM-PI se estabilizou com os ganhos fixos. Essas oscilações podem ser evitadas com o uso de um esquema de histerese em torno do valor de μ_t. Os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ foram modificados durante o transitório, se baseando no erro de tensão e na sua derivada, para se obter o menor tempo de estabilização.

As reduções do tempo de estabilização, do *overshoot* e do *undershoot* mostram que o comportamento do DSM-PI, durante o transitório, é semelhante ao do SM-PI, e as reduções da oscilação Δi_{sd}^{e} e do THD mostram que o comportamento do DSM-PI é semelhante ao do PI no regime permanente. Assim, de uma forma geral pode-se concluir que o desempenho do DSM-PI é superior ao do PI e do SM-PI quando ocorre elevações na tensão de referência do barramento CC.

6.3.5 Caso 3

No caso 3 foi implementado um decremento de 50 V da tensão de referência do barramento CC. Decrementos da tensão de referência são necessários quando não há uma grande necessidade de correção de reativos e de compensação de harmônicos e a tensão de referência é diminuída para diminuir o conteúdo harmônico das correntes fornecidas pelo inversor. Na Figura 6.18(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a sua referência. Na Figura 6.18(b) estes resultados são apresentados com destaque para a região de transição e de regime permanente. Na Figura 6.18(c) são apresentados os resultados experimentais da corrente i_{sd}^{e} com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 6.18(d) enfatizando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 6.19(a) e 6.19(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

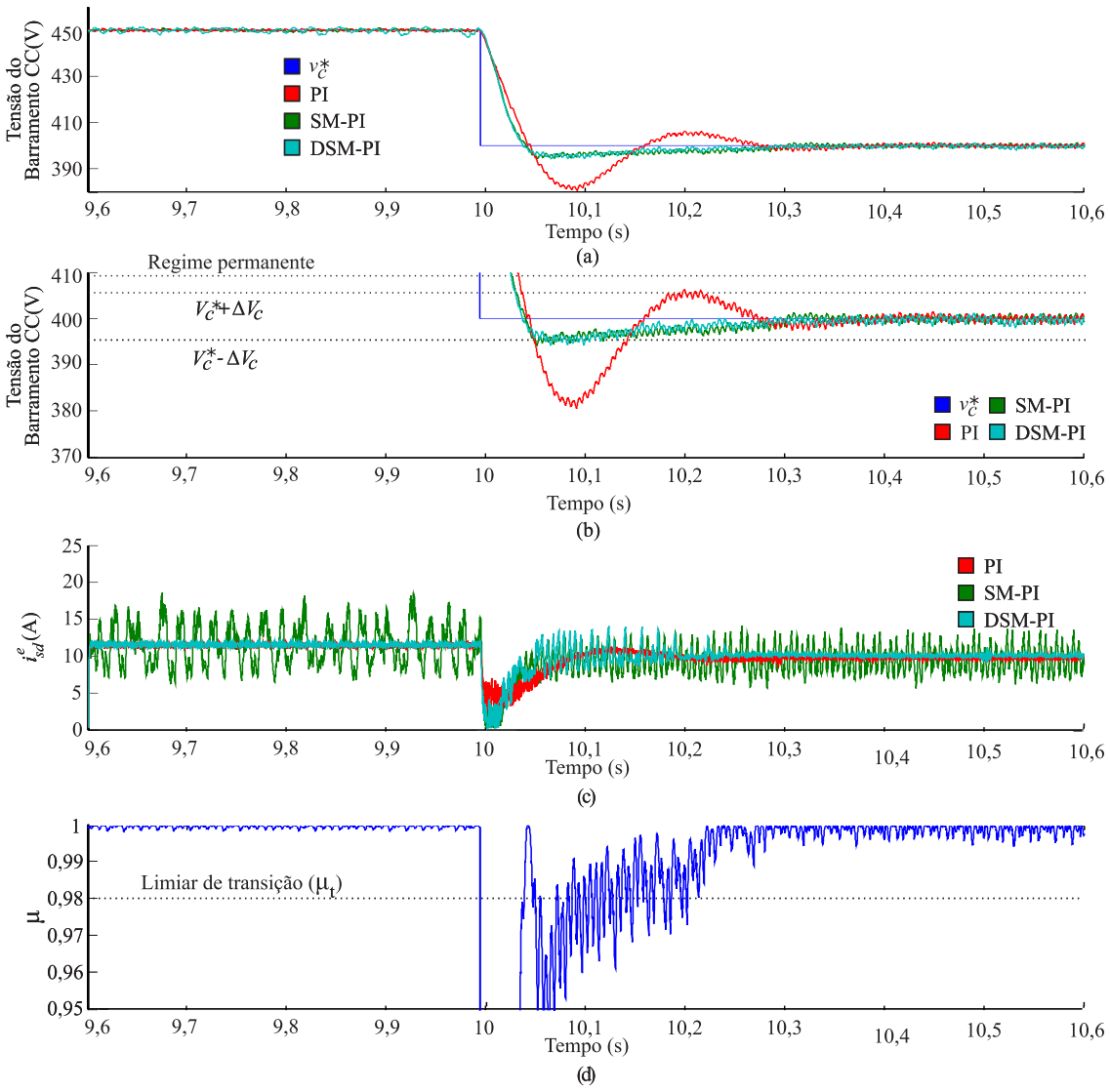

Figura 6.18: Caso 3: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

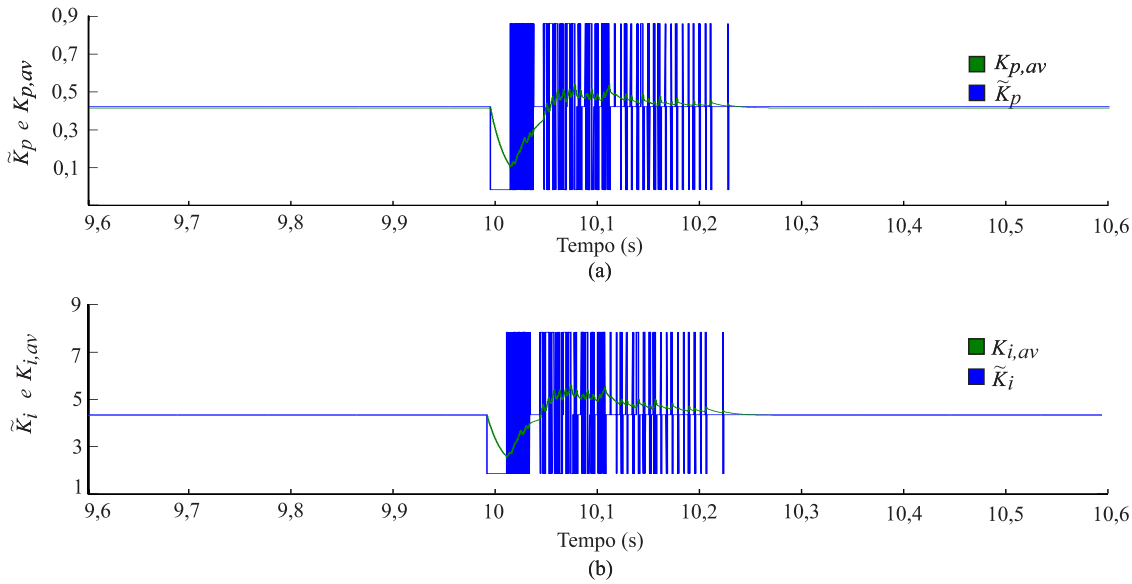

Figura 6.19: Caso 3: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 6.10 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 6.11 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 6.10: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 3.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
	PI	5,7	1,4	17,9	4,47	135	0,9	9,27	4,8
3	SM-PI	-	-	4,8	1,2	26	6	60	14,88
	DSM-PI	-	-	5,8	1,45	26,4	0,85	8,41	4,8

Tabela 6.11: Índices de redução com o DSM-PI no caso 3.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
100%	67,59%	80,44%	85,83%	67,74%

Com o decremento da tensão de referência da tensão do barramento CC de 450 V para 400 V não houve *overshoot* com o uso do DSM-PI e do SM-PI, mas com o uso do

PI o *overshoot* foi de Δv_c = 5,7 V, desta forma foi necessário 135 ms para o sistema se estabilizar. O tempo de estabilização foi reduzido para 26 ms com a utilização do DSM-PI. Com o uso do DSM-PI, o *undershoot* foi reduzido em 67,59% em relação ao uso do PI. A corrente i^e_{sd} foi reduzida com a diminuição da tensão de referência e não ocorreram grandes oscilações durante o transitório. Os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ se adaptaram a condição do sistema para se obter um menor tempo de estabilização.

No regime permanente o THD das correntes ficaram dentro da norma IEEE std.1547, com o uso do DSM-PI, e a oscilação Δi^e_{sd} foi pequena. As reduções do tempo de estabilização e do *undershoot* e o desaparecimento do *overshoot* comprovaram experimentalmente que o desempenho do DSM-PI, de uma forma geral, é melhor do que com o uso dos outros controladores durante uma diminuição da tensão de referência.

6.3.6 Caso 4

Neste ensaio foi realizada uma mudança brusca da carga acoplada ao ponto de acoplamento. Esta variação foi obtida associando-se em paralelo uma resistência de 10 Ω a cada fase da carga. O objetivo desse ensaio é avaliar como cada um dos controladores se comportam durante a variação da carga, analisando, principalmente, o desempenho durante o transitório. Na Figura 6.20(a) são apresentados os resultados referentes ao comportamento da tensão do barramento CC com o uso de cada controlador superpostos a sua referência. Na Figura 6.20(b) estes resultados são apresentados com destaque para a região de transição e de regime permanente. Na Figura 6.20(c) são apresentados os resultados experimentais da corrente i^e_{sd} com o uso de cada controlador. O gráfico do sinal μ é apresentado na Figura 6.20(d) enfatizando a região de transição do DSM-PI. Por último, nas Figuras 6.21(a) e 6.21(b) são mostrados os ganhos $\tilde{k}_p$ e $\tilde{k}_i$ superpostos aos seus respectivos valores médios.

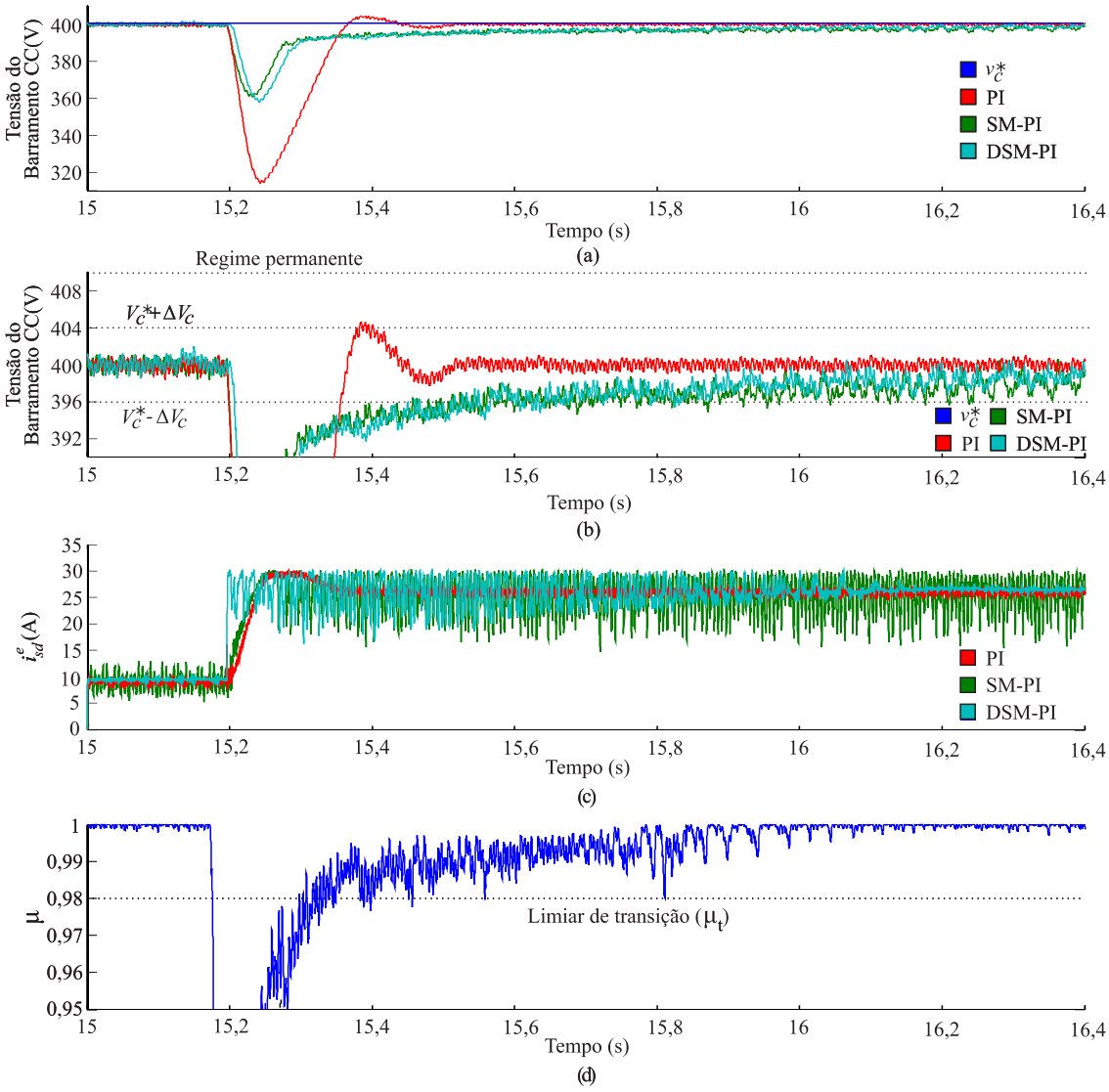

Figura 6.20: Caso 4: (a) Tensão v_c controlada; (b) Tensão v_c controlada em detalhe; (c) Corrente i_{sd}^e; (d) Sinal μ.

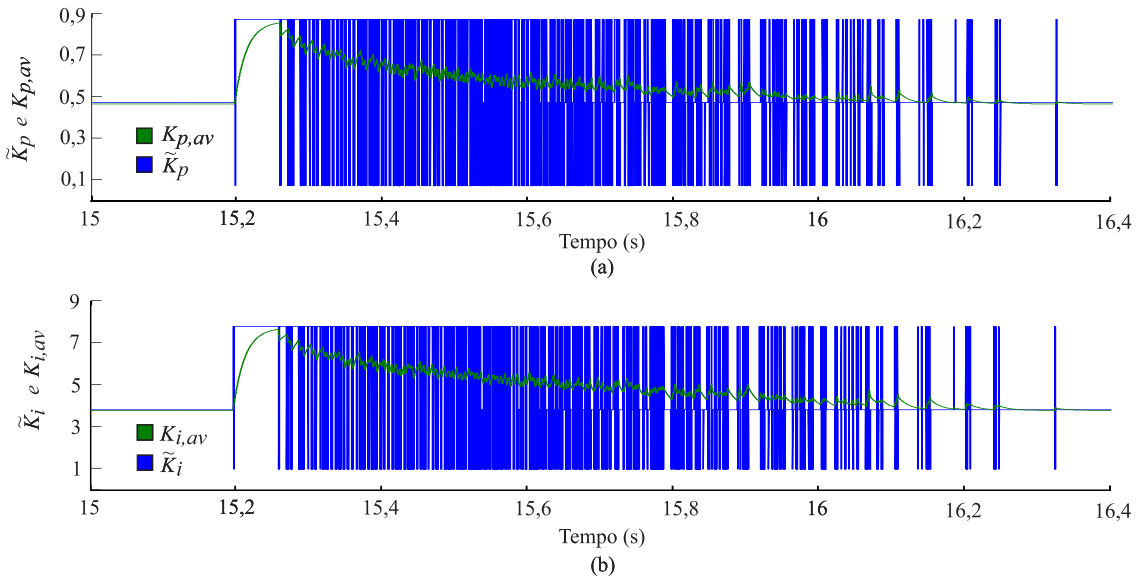

Figura 6.21: Caso 4: (a) $\tilde{k}_p$ e $k_{p,av}$: (b) $\tilde{k}_i$ e $k_{i,av}$.

Na Tabela 6.12 é apresentado o resumo dos dados quantitativos relativos ao desempenho de cada controlador, com destaque para os melhores resultados, e na Tabela 6.13 são apresentados os ganhos resumidos quando o DSM-PI é utilizado. As reduções de *overshoot*, *undershoot* e do tempo de estabilização foram em relação ao SM-PI e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD foram em relação ao PI.

Tabela 6.12: Resumo do desempenho de cada controlador no caso 4.

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$ (ms)	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
	PI	4,6	1,15	84,4	21,1	148,2	2	7,69	2,17
4	SM-PI	-	-	41,7	10,42	92,5	12	50	17
	DSM-PI	-	-	38,1	9,52	101,5	2,1	7,92	2,49

Tabela 6.13: Índices de redução com o DSM-PI no caso 4.

Overshoot	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
100%	54,85%	31,51%	83,33%	85,35%

Devido a queda na impedância da carga, a potência ativa na carga aumenta bruscamente fazendo com que a tensão no capacitor do barramento CC caia e depois se recupere.

A corrente i_{sd}^{e} passa de 9 A para o valor de 26,25 A, um crescimento de quase 3 vezes, que mostra a brusca variação de carga realizada. O resultado apresentado na Figura 6.20(a) mostra uma clara distinção de desempenho entre o controle de tensão utilizando o controlador DSM-PI e o controle usando o PI. Durante o transitório, a redução de *Overshoot* foi de 100% e a de *Undershoot* foi de 54,85% com o uso do DSM-PI em relação ao PI. Mesmo com a brusca variação de carga houve uma grande redução do tempo de estabilização com o uso do DSM-PI em relação ao PI. Esta redução foi de 31,51%. Durante o transitório, os valores médios de $\tilde{k}_p$ e de $\tilde{k}_i$ aumentaram por causa do aumento de potência imposto pela carga, desta forma o controlador DSM-PI precisou ser mais rápido para manter a tensão controlada em 400 V.

Os resultados experimentais comprovaram que a utilização do DSM-PI na regulação da tensão do barramento CC tem bom desempenho quando submetido a variações de carga. Comparado-se aos outros controladores, o controlador proposto reduziu significativamente a variação na tensão do barramento CC sem perda de desempenho referente a compensação de harmônicos.

6.4 Conclusões do capítulo.

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais das malhas de controle de corrente da rede elétrica e de tensão do barramento CC. Inicialmente foi apresentado a estrutura experimental, sendo constituída pela plataforma, com o *boost* e o VSI, o quadro de cargas e o painel fotovoltaico usado.

Para o controle das correntes da rede elétrica foram apresentados resultados obtidos em regime permanente após a inicialização do sistema. Foram analisadas as formas de onda da tensão no PAC e da corrente da rede elétrica antes e depois da conexão do sistema. Sem a conexão, as correntes da rede elétrica apresentavam um alto teor harmônico e um baixo fator de potência, mas com a conexão, o controle das correntes implementado pelo DSC realizou a compensação dos harmônicos e a correção de fator de potência. Este resultado torna-se interessante por causa da variedade de cargas que podem ser conectados no PAC, e as mesmas podem deteriorar a qualidade da energia fornecida pela rede elétrica.

No caso da malha de tensão, foram apresentados os ensaios realizados para obter o modelo do barramento CC e os resultados obtidos com o uso do DSM-PI. Foram também realizadas comparações do desempenho do DSM-PI em relação ao PI e ao SM-PI por meio de quatro diferentes testes experimentais. Os testes realizados foram: partida do sistema, incremento da tensão de referência do barramento CC, decremento da tensão de referência do barramento CC e mudança brusca de carga. Um resumo dos índices

dos controladores para cada caso e a redução obtida com o uso do DSM-PI, durante o transitório em relação ao PI, e durante o regime permanente em relação ao SM-PI, são apresentados nas Tabelas 6.14 e 6.15. Na Tabela 6.15 as reduções de *Overshoot*, *Undershoot* e tempo de estabilização referem-se ao transitório e as reduções de Δi^e_{sd} e de THD referem-se ao regime permanente.

Tabela 6.14: Desempenho dos controladores .

Caso	Controlador	*Overshoot*		*Undershoot*		$t_{ss2\%}$ (ms)	Δi^e_{sd}		THD (i_{s1})
		V	%	V	%	ms	A	%	%
1	PI	24,3	5,66	32,7	11,38	270	1,32	13,89	4,8
	SM-PI	2,09	0,65	26,4	9,29	120	7,52	82,10	14,32
	DSM-PI	3,3	0,825	26,4	9,29	120	1,32	13,89	4,8
2	PI	22,2	4,7	8,8	1,95	256,5	1	8,69	4,85
	SM-PI	3,9	0,859	-	-	32,6	12	96,58	18,2625
	DSM-PI	4,9	1,08	-	-	32,76	1	8,69	4,85
3	PI	5,7	1,4	17,9	4,47	135	0,9	9,27	4,8
	SM-PI	-	-	4,8	1,2	26	6	60	14,88
	DSM-PI	-	-	5,8	1,45	26,4	0,85	8,41	4,8
4	PI	4,6	1,15	84,4	21,1	148,2	2	7,69	2,17
	SM-PI	-	-	41,7	10,42	92,5	12	50	17
	DSM-PI	-	-	38,1	9,52	101,5	2,1	7,92	2,49

Tabela 6.15: Resumo dos índices de redução com o DSM-PI .

Caso	*Overshoot*	*Undershoot*	$t_{ss2\%}$	Δi^e_{sd}	THD (i_{s1})
1	86,41%	19,26%	55,55%	82,44%	66,48%
2	77,92%	100%	87,29%	91,67%	73,43%
3	100%	67,59%	80,44%	85,83%	67,74%
4	100%	54,85%	31,51%	83,33%	85,35%

Em todos os testes realizados, as correntes da rede elétrica tiveram valores de THD dentro do permitido pela norma IEEE std.1547. Para o controle da tensão do barramento CC, durante o regime permanente, o DSM-PI teve comportamento igual ao do PI, isso se da pelo fato de em regime permanente os ganhos do DSM-PI serem iguai aos do PI. Já durante o transitório, só em alguns momentos o DSM-PI teve resultados iguais ao do SM-PI, isto porque durante o transitório o DSM-PI oscila entre SM-PI e o PI durante

alguns vezes, desta forma o transitório do DSM-PI fica um pouco comprometido. Durante a partida do sistema, de uma forma geral, o comportamento da tensão com o uso DSM-PI apresentou melhores resultados do que com o uso do PI e do SM-PI. Neste ensaio foi comprovada a rapidez do controle sem a elevação do conteúdo harmônico. Nos testes onde ocorreram mudanças da tensão de referência, a tensão v_c não teve grandes oscilações e o tempo de estabilização foi pequeno com o uso do DSM-PI. Nesses testes ocorreram grandes oscilações de μ em torno do valor de transição μ_t, mas apesar disso os comportamentos não foram prejudicados de forma significativa e os resultados obtidos mostraram o ganho com o uso do DSM-PI. Para diminuir estas oscilações podem ser utilizados esquemas de histerese em torno do μ_t. No último teste, com uma variação brusca da carga conectada ao ponto de acoplamento, o comportamento com o DSM-PI foi bastante satisfatório mesmo com o aumento de 300% da corrente da rede elétrica. Todos os resultados obtidos comprovaram a ação rápida do DSM-PI durante o transitório e a sua ação suave durante o regime permanente. Desta forma, como o DSM-PI agrega as qualidades do SM-PI e do PI, ele é o mais indicado para o controle da tensão do barramento CC.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação foi apresentada uma estratégia de controle robusto para a interconexão de sistemas fotovoltaicos trifásicos com a rede elétrica. A estrutura de controle é responsável por aumentar o fator de potência e por mitigar o conteúdo harmônico das correntes da rede elétrica. A estrutura também é responsável por fornecer para a rede elétrica a potência gerada pelo painel fotovoltaico. O controle é realizado de forma indireta, sem a detecção de harmônicos, dispensando a necessidade da medição das correntes da carga e do filtro. Pelo fato de não precisar de um esquema de detecção de harmônicos, o número de sensores de corrente utilizados no sistema é reduzido, minimizando o custo final da implementação do sistema.

Para o controle da tensão do barramento CC foi proposto o controlador DSM-PI, que se comporta como um controlador SM-PI durante o transitório e como um controlador PI durante o regime permanente. A base teórica do controlador proposto foi detalhada e o procedimento de projeto também foi apresentado de forma genérica. A transição do DSM-PI entre o PI e o SM-PI foi baseada em uma função exponencial e seu projeto, tanto para a atuação lenta como para a rápida, utilizou a técnica de alocação de polos. O controle das correntes foi realizado por um controlador dupla sequência e seu dimensionamento foi feito a partir da técnica de cancelamento de polos.

Para verificar a eficiência da estratégia proposta foram realizados testes em ambiente de simulação e também experimentais, que comprovaram que o DSM-PI durante o transitório tem comportamento semelhante ao do SM-PI e no regime permanente tem comportamento igual ao do PI. Pelo fato do controle de tensão gerar uma referência de corrente na rede elétrica, utilizou-se uma estratégia de partida suave na inicialização do sistema durante a obtenção dos resultados experimentais. Foi utilizada uma referência de tensão do tipo rampa. O DSM-PI garantiu baixas flutuações da tensão do barramento CC v_c e a

geração das referências de corrente resultou em um baixo conteúdo harmônico. Para que isto fosse possível, os ganhos do controlador se adaptaram com base no cálculo de uma superfície deslizante adequada para a obtenção do desempenho desejado. A adaptação do DSM-PI foi feita sem nenhuma técnica de estimação de parâmetros, baseando-se apenas, no erro de tensão e na sua derivada. Todos os testes de simulação e experimentais comprovaram que o DSM-PI é robusto a variações de referência, distúrbios transitórios e variações de carga. Os resultados também comprovaram a eficacia do controlador DSC no controle das correntes da rede elétrica, pois os resultados foram satisfatórios quanto à compensação de harmônicos e aumento do fator de potência.

Em relação ao uso do controlador DSM-PI no controle da tensão do barramento CC, abaixo são apresentadas as principais vantagens e desvantagens observadas.

Vantagens;

- Fácil implementação;
- Fácil projeto;
- Robusto a flutuações e fornece, em regime, uma referência para o controlador de corrente com um baixo conteúdo harmônico;

Desvantagens;

- Necessidade da implementação da função exponencial, que ocasiona uma maior carga computacional. Por causa disso, dependendo da memoria do DSP utilizado, talvez seja necessário a utilização de tabelas para substituir o calculo da função exponencial.
- Desempenho oscilatório durante a transição entre o PI e o SM-PI, que pode ocasionar um maior tempo de estabilização.

7.2 Trabalhos Futuros

Como continuação dos estudos a serem realizados logo após esta dissertação, as seguintes propostas de trabalhos futuros são sugeridas:

- Utilização de uma estrutura variável, como a do SM-PI, no controlador dupla sequencia para torna-lo também robusto a distúrbios e variações de carga;
- Comparação do DSM-PI com outras estruturas, como por exemplo: VS-APPC;
- Comparação do tempo de processamento do DSM-PI com as outras estruturas robustas, isto porque, dependo da aplicação, as vezes é necessário se ter um baixo

tempo de processamento devido ao baixo poder computacional do processador utilizado.

Referências Bibliográficas

AELOIZA, E. et al. A real time method to estimate electrolytic capacitor condition in pwm adjustable speed drives and uninterruptible power supplies. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2867–2872.

AFROZE, S.; UDAYKUMAR, R.; NAIK, A. A systematic approach to grid connected pv system. In: *IEEE Fifth Power India Conference, 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5.

AHMED, K. et al. A modified stationary reference frame-based predictive current control with zero steady-state error for lcl coupled inverter-based distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1359 –1370, april 2011. ISSN 0278-0046.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984. ISSN 0093-9994.

ALAJMI, B. et al. Single-phase single-stage transformer- less grid connected pv system. *Transactions on Power Electronics, IEEE*, PP, n. 99, p. 1–1, 2013. ISSN 0885-8993.

AMUDA, L. et al. Wide bandwidth single and three-phase pll structures for grid-tied pv systems. In: *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 1660–1663. ISSN 0160-8371.

ANEEL. *Atlas de Energia Elétrica no Brasil*. [S.l.]: Brasília, 2008.

ARRUDA, L.; SILVA, S.; FILHO, B. J. C. Pll structures for utility connected systems. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2655–2660 vol.4. ISSN 0197-2618.

AZEVEDO, C. C. de. *Controle Adaptativo Robusto para Filtros Ativos de Potência Paralelo*. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE, 2011.

BAO, X. et al. Simplified feedback linearization control of three-phase photovoltaic inverter with an lcl filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2739 –2752, june 2013. ISSN 0885-8993.

BAZANELLA, A. S.; JR, J. M. G. da S. *Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto*. [S.l.]: UFRGS, 2005.

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, oct. 2006. ISSN 0278-0046.

BOSE, B. Global warming: Energy, environmental pollution, and the impact of power electronics. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 4, n. 1, p. 6–17, 2010. ISSN 1932-4529.

BRAHAM, A. et al. Recent developments in fault detection and power loss estimation of electrolytic capacitors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 1, p. 33–43, 2010. ISSN 0885-8993.

CAROLINO, S. F. *Regulador Automático de Tensão Robusto Utilizando Técnicas de Controle Adaptativo*. Tese (Dissertação de mestrado) — UFRN, Fevereiro 2013.

CASTRUCCI P. B. L.; CURTI, R. *Sistemas Não-Lineares*. [S.l.: s.n.], 1981.

CHA, H.; VU, T.-K.; KIM, J.-E. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2198–2205.

CLARKE, E. *Circuit Analysis of AC Power Systems, Symetrical and Related Components*. [S.l.]: Wiley, 1943.

DASGUPTA, S.; SAHOO, S.; PANDA, S. A new control strategy for single phase series connected pv module inverter for grid voltage compensation. In: *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009.* [S.l.: s.n.], 2009. p. 1317–1322.

DIXON, J. et al. Static var compensator and active power filter with power injection capability, using 27-level inverters and photovoltaic cells. In: *International Symposium on Industrial Electronics, 2006 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1106 –1111.

ELÉTRICA, A. N. D. E. *RESOLUÇÃO NORMATIVA NÚMERO 482*. 2012. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>.

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, aug. 2011. ISSN 0278-0046.

GAO, L. et al. Parallel-connected solar pv system to address partial and rapidly fluctuating shadow conditions. *Transactions on Industrial Electronics, IEEE*, v. 56, n. 5, p. 1548–1556, 2009. ISSN 0278-0046.

GARDNER, F. M. *Phase Lock Techniques*. [S.l.]: Wiley, 1979.

GASPERI, M. Life prediction modeling of bus capacitors in ac variable frequency drives. In: *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2005. Conference Record of 2005 Annual*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 141–146.

GHODDAMI, H.; YAZDANI, A. A single-stage three-phase photovoltaic system with enhanced maximum power point tracking capability and increased power rating. *Transactions on Power Delivery, IEEE*, v. 26, n. 2, p. 1017–1029, 2011. ISSN 0885-8977.

GONZALEZ-ESPIN, F. et al. An adaptive control system for three-phase photovoltaic inverters working in a polluted and variable frequency electric grid. *IEEE Transactions on Power Electronics,*, v. 27, n. 10, p. 4248 –4261, oct. 2012. ISSN 0885-8993.

GONZALEZ-ESPIN, F. et al. An adaptive digital control technique for improved performance of grid connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 708 –718, may 2013. ISSN 1551-3203.

HE, F. et al. Predictive dc voltage control for three-phase grid-connected pv inverters based on energy balance modeling. In: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 516–519.

HE, F. et al. A dc-link voltage control scheme for single-phase grid-connected pv inverters. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3941 –3945.

HERRAN, M. et al. Adaptive dead-time compensation for grid-connected pwm inverters of single-stage pv systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2816 –2825, june 2013. ISSN 0885-8993.

HSIEH, G.-C.; HUNG, J. Phase-locked loop techniques. a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 6, p. 609–615, 1996. ISSN 0278-0046.

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.

IEEE. *Application Guide for IEEE Std 1547 Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*. 2009.

IOANNOU, P. A.; SUN, J. *Robust Adaptive Control*. 2. ed. San Francisco: Prentice Hall, 1996.

JACOBINA, C. et al. Digital current control of unbalanced three-phase power electronic systems. In: *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00.* [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 767–772 vol.2. ISSN 0275-9306.

KADRI, R.; GAUBERT, J.-P.; CHAMPENOIS, G. An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 66 –75, jan. 2011. ISSN 0278-0046.

KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J.; HENDRIX, M. A. M. A predictive control scheme for dc voltage and ac current in grid-connected photovoltaic inverters with minimum dc

link capacitance. In: *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01.* [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1994–1999 vol.3.

LO, Y.-K.; LEE, T.-P.; WU, K.-H. Grid-connected photovoltaic system with power factor correction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 2224 –2227, may 2008. ISSN 0278-0046.

MAO, X.; AYYANAR, R. An adaptive controller for inverter-interfaced dgs connected to grids with a wide range of unknown impedances. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2871 –2877.

MARANGONI, F. *Inversores monofásicos para conexão de sistemas Fotovoltaicos à rede*. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.

MASSING, J. et al. Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 12, p. 4681 –4693, dec. 2012. ISSN 0278-0046.

MEZA, C. et al. Considerations on the control design of dc-link based inverters in grid-connected photovoltaic systems. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006.* [S.l.: s.n.], 2006. p. 4 pp. –5070.

MIRET, J. et al. Control scheme for photovoltaic three-phase inverters to minimize peak currents during unbalanced grid-voltage sags. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 10, p. 4262 –4271, oct. 2012. ISSN 0885-8993.

MOHAMED, Y.-R. Mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 9, p. 3914 –3924, sept. 2011. ISSN 0278-0046.

MOHAN, N. *first course on power electronics*. [S.l.]: MNPERE, 2003.

OHM, D.; OLEKSUK, R. On practical digital current regulator design for pm synchronous motor drives. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 56–63 vol.1.

PARK, R. Two-reaction theory of synchronous machinesgeneralized method of analysis-part 1. *AIEE Trans.*, v. 48, p. 716Ű727, 1929.

PARK, Y. et al. Asymmetric control of dc-link voltages for separate mppts in three-level inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2760 –2769, june 2013. ISSN 0885-8993.

PHIPPS, W.; HARRISON, M.; DUKE, R. Three-phase phase-locked loop control of a new generation power converter. In: *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.

PROGRAMME, U. N. E. Renewable energy policy network for the 21st century. In: . [S.l.]: Renewables 2011 Global Status Report, 2011. p. 116.

RODRIGUEZ, P. et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2583 –2592, oct. 2007. ISSN 0278-0046.

SELVARAJ, J.; RAHIM, N.; KRISMADINATA, C. Digital pi current control for grid connected pv inverter. In: *Conference on Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 742–746.

SINGH, M.; CHANDRA, A. Real-time implementation of anfis control for renewable interfacing inverter in 3p4w distribution network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 1, p. 121 –128, jan. 2013. ISSN 0278-0046.

SOARES, V.; VERDELHO, P.; MARQUES, G. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. *Transactions on Power Electronics, IEEE*, v. 15, n. 4, p. 660–669, 2000. ISSN 0885-8993.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *Transactions on Sustainable Energy, IEEE*, v. 4, n. 1, p. 89–98, 2013. ISSN 1949-3029.

SUNG, N. gueon et al. Novel concept of a pv power generation system adding the function of shunt active filter. In: *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1658 – 1663 vol.3.

TAKAGI, T.; SUGENO, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, SMC-15, n. 1, p. 116–132, 1985. ISSN 0018-9472.

TEODORESCU, R. et al. A new control structure for grid-connected lcl pv inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. In: *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 580–586 Vol.1.

TIMBUS, A. et al. Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - an overview and evaluation. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2474–2481.

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, march 2009. ISSN 0885-8993.

TORABI, S. Fault location and classification in distribution systems using clark transformation and neural network. In: *Conference on Electrical Power Distribution Networks (EPDC), 2011 16th*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8.

WANG, X. et al. Modeling and control of dual-stage high-power multifunctional pv system in dq0 coordinate. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 4, p. 1556–1570, 2013. ISSN 0278-0046.

YANG, Y.; BLAABJERG, F. Synchronization in single-phase grid-connected photovoltaic systems under grid faults. In: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 476–482.