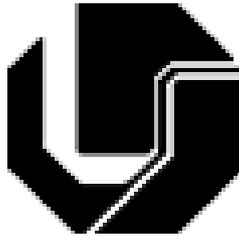


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**OTIMIZAÇÃO META HEURÍSTICA E CONTROLE BASEADO NO MODELO INTERNO
APLICADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA CONECTADOS À REDE
ELÉTRICA MONOFÁSICA**

ERIC NERY CHAVES

SETEMBRO

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

OTIMIZAÇÃO META HEURÍSTICA E CONTROLE BASEADO NO
MODELO INTERNO APLICADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA CONECTADOS À REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA

Tese de Doutorado apresentada por **Eric Nery Chaves** ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Ciências

Banca Examinadora:

Prof. **Ernane Antônio Alves Coelho**, Dr. (UFU) – Orientador

Prof. **Humberto Pinheiro**, PhD (UFSM)

Prof. **Henrique José Avelar**, Dr. (CEFET-MG)

Prof. **Luciano Coutinho Gomes**, Dr. (UFU)

Prof. **Luiz Carlos Gomes de Freitas**, Dr. (UFU)

16 de setembro de 2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

OTIMIZAÇÃO META HEURÍSTICA E CONTROLE BASEADO NO
MODELO INTERNO APLICADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA CONECTADOS À REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA

Tese de Doutorado apresentada por **Eric Nery Chaves** ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Ciências

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr.
Orientador

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD.
Coordenador da Pós-Graduação

16 de setembro de 2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

C512o
2016 Chaves, Eric Nery, 1974-
Otimização meta heurística e controle baseado no modelo interno aplicados em sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica monofásica / Eric Nery Chaves. - 2016.

222 f. : il.

Orientador: Ernane Antônio Alves Coelho.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 3. Controladores elétricos - Teses. 4. Simulação (Computadores) - Teses. I. Coelho, Ernane Antônio Alves. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer, primeiramente, aos meus pais Elsen Barbosa Chaves (in memoriam) e Neide Maria Andrade Nery Chaves, pelo incentivo e esforço contínuo que sempre fizeram em relação à minha formação humana e educacional.

Agradeço, também, à minha querida esposa Luíza Maria Zei Andrade Chaves que, além de participar ativamente da minha caminhada, sempre alimenta meus sonhos de realização pessoal e profissional.

Agradeço ao professor Ernane Antônio Alves Coelho pela dedicação, apoio constante, orientação certa e grande amizade. Contribuição essa que, além de significativa, foi vital em toda a elaboração deste trabalho.

Quero agradecer, enormemente, aos meus colegas de doutorado dentre eles, o Henrique Tannús, Leandro Vilefort, Fernando Cardoso, Admarço Vieira e Nélio Neves. E aos colegas e professores do NUPEP, como um todo, assim como ao próprio núcleo de pesquisa, cuja estrutura foi fundamental para a realização deste trabalho.

Aos colegas do Instituto Federal de Goiás (IFG) dentre os quais se destacam meus grandes amigos Ghunter Paulo Viajante (esse já de longa data e sempre contribuindo em meus trabalhos), Vítor Régis Bernadelli e Marcos Antônio Arantes de Freitas, meus sinceros agradecimentos.

Meus agradecimentos à Capes - processo 304611/2013-1 - pelo suporte financeiro.

E, sobretudo, a Deus pela oportunidade de estar vivo e aprendendo sempre!

*“Embora ninguém possa voltar atrás e fazer um novo começo, qualquer um pode começar agora e
fazer um novo fim.”*

Chico Xavier

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, desenvolvimento e aplicação de novas técnicas de controle aos sistemas de geração de energia fotovoltaica, conectados à rede elétrica monofásica, visando a melhoria da eficiência destes sistemas em relação aos métodos de controle tipicamente utilizados. O trabalho é dividido em duas partes principais, as quais estão relacionadas ao rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT) e, depois, ao controlador interno dos conversores boost-quadrático – lado dos painéis fotovoltaicos – assim como aos controladores do inversor de tensão, no lado da rede elétrica monofásica. A primeira parte do trabalho consiste no desenvolvimento de um algoritmo de meta heurística para o MPPT, o qual é baseado no método do recozimento simulado (*Simulated Annealing* - SA) e tem como objetivo a determinação do ponto de máximo global, buscando soluções fora de uma vizinhança próxima, de modo a evitar o atracamento em máximos locais da curva de potência de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos, melhorando, assim, o aproveitamento da energia em situações de sombreamento parcial. A segunda parte do trabalho apresenta o projeto de controladores baseados no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (*1 Degree of Freedom* – 1 DOF) aplicados, primeiramente, ao conversor CC-CC Boost Quadrático, utilizado para o MPPT, e, posteriormente, a um inversor de tensão com filtro LCL, conectado à rede elétrica monofásica, operando no modo de injeção de corrente. É apresentada a modelagem matemática de ambos os conversores e analisada a compensação da realimentação interna ao sistema do inversor de tensão, correspondente ao desacoplamento da tensão da rede, através da estratégia de alimentação à frente (*Feedforward*). Visando-se uma base de comparação, para a análise de desempenho do conversor IMC – 1DOF, também é aplicado ao sistema de injeção de corrente, o controlador Proporcional-Ressonante (*P+Res*). São apresentados resultados de simulação computacional e experimentais de ambos os

controladores, os quais permitem verificar o desempenho do sistema em situação de rede fraca e carga local não-linear.

ABSTRACT

This paper presents the study, development and application of new control techniques for photovoltaic power generation systems, connected to single-phase power grid in order to improve the efficiency of these systems in relation to control methods typically used. The work is divided into two main parts, which are related to tracking the maximum power point (Maximum Power Point Tracking - MPPT) and then the internal controller of boost quadratic converters - side of the photovoltaic panels - as well as the controllers the voltage inverter, the side of the single-phase mains. The first part of the work is the development of a heuristic goal algorithm for MPPT, which is based on the method of simulated annealing (Simulated Annealing - SA) and aims at determining the overall maximum point, seeking out solutions in a close vicinity, so as to prevent the docking local maxima in the curve of power output of the photovoltaic array, thereby improving the utilization of energy in partial shading situations. The second part presents the design of controllers based on internal model (Internal Model Control - IMC) with 1 degree of freedom (1 Degree of Freedom - 1 DOF) applied, first, the DC-DC Boost Quadratic converter, used for MPPT, and thereafter, a voltage inverter with LCL filter connected to the single phase power supply operating in current injection mode. A mathematical modeling of both converters and analyzed the compensation of internal feedback to the voltage inverter system corresponding to the disconnection of the mains voltage through the power strategy a head (feedforward). A basis of comparison for the performance analysis of IMC-1DOF converter is aiming at, is also applied to the current injection system, Proportional-Resonant Controller (P + Res). They are presented computer simulation and experimental results of both controllers, which allow you to check the system performance in low and non-linear local load network situation.

Keywords: *Grid Connected Single-Phase Systems, Internal Model Control, Maximum Power Point Tracking, Photovoltaic Generation, Proportional-Resonant Controller, Quadratic Boost Converter.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Estrutura genérica do sistema fotovoltaico em conexão com a rede elétrica (Fonte: Teodorescu <i>et al.</i> , 2011).....	33
Figura 2.1 – Modelo Simplificado da Célula Solar Fotovoltaica.	41
Figura 2.2 Curva I-V e Variação da Irradiância.....	42
Figura 2.3 Curva P-V e Variação da Irradiância.....	43
Figura 2.4 Curvas I-V e Variação de Temperatura.	43
Figura 2.5 Curvas P-V e Variação de Temperatura.	44
Figura 2.6 – Retas de Carga e MPP.	45
Figura 2.7 - Pannel fotovoltaico alimentando carga resistiva.....	46
Figura 2.8 - Módulo ou pannel fotovoltaico interligado à carga através de um conversor CC-CC. ..	46
Figura 2.9 - Carga com característica de fonte de tensão.	48
Figura 2.10 Fluxograma do P&O.....	51
Figura 2.11 Fluxograma genérico para MP&O e EPP.....	52
Figura 2.12 Curvas características de radiação em função do horário para (1) um dia ensolarado e (2), (3) e (4) diferentes condições de nebulosidade (Fonte: Matsukawa <i>et al.</i> , 2003).....	54
Figura 2.13 Curva característica (P-V) de um arranjo fotovoltaico submetido a condições uniformes de radiação.	55
Figura 2.14 Curvas características de um arranjo fotovoltaico submetido a sombra parcial.....	55
Figura 3.1 - Diagrama do circuito de um conversor CC-CC Boost conectado a um pannel fotovoltaico.	58
Figura 3.2 - Fluxograma do SA aplicado às variáveis dos sistemas fotovoltaicos. A razão cíclica (D) é a variável independente e a perturbação desta variável afeta a potência, função em que se busca o máximo global.....	63

Figura 3.3 - Circuito usado na simulação do SA-MPPT no ambiente do software PSIM.....	64
Figura 3.4 – SA-MPPT seguindo potência máxima dos painéis em série, sob diferentes padrões de luminosidade e temperatura.	65
Figura 3.5 - Sinal modulante (m) gerador da razão cíclica (D) percorrendo universo de busca de 0V a 4V.....	65
Figura 3.6 - Detalhe do SA-MPPT em transitórios de potência (a) e sinal modulante (b).	66
Figura 3.7 - Detalhe do transitório de potência (a) e do sinal modulante (b).	66
Figura 3.8 - Detalhe do transitório de potência (a) e do sinal modulante (b).	67
Figura 3.9 - Eficiência do SA-MPPT no transitório de potência.	67
Figura 3.10 Detalhe da aleatoriedade do sinal modulante (m).....	68
Figura 4.1 - Estrutura do sistema envolvendo o MPPT, o controlador IMC e o conversor CC-CC Boost Quadrático.....	72
Figura 4.2 – Conversor Boost Quadrático para modelagem como rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico.....	73
Figura 4.3 Etapas do Conversor CC-CC nos dois intervalos de chaveamento.....	74
Figura 4.4 - Variação dos parâmetros de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos.....	84
Figura 4.5 – Lugar Geométrico das Raízes do Boost Quadrático.....	85
Figura 4.6 – Diagramas de Bode do Boost Quadrático para o ganho de malha aberta do sistema não compensado.....	86
Figura 4.7 - Estrutura de Controle Baseado no IMC 1DOF.	87
Figura 4.8 Estrutura IMC 1DOF reorganizada.	88
Figura 4.9 – Mapa de polos e zeros de $p(s)$ e $q(s)$	91
Figura 4.10 - Mapa de polos e zeros de $p(s)$ e $q(s)$ quando variando R_{PV} . As setas indicam o sentido da variação dos polos e zeros da planta em função do aumento em R_{PV}	91

Figura 4.11 –Diagramas de Bode para o ganho de malha aberta do sistema compensado.....	92
Figura 4.12 - Conversor CC-CC Boost Quadrático no ambiente do software PSIM.	93
Figura 4.13 - Algoritmo P&O seguindo potência máxima do modelo de painel fotovoltaico quando sob o efeito de diferentes padrões de luminosidade e temperatura.	96
Figura 4.14 – Detalhe do transitório do algoritmo P&O seguindo potência máxima do modelo de painel fotovoltaico quando sob o efeito de diferentes padrões de luminosidade e temperatura.	97
Figura 4.15 – <i>Ripple</i> de potência devido à ação de perturbação da tensão do painel exercida pelo algoritmo P&O.	98
Figura 4.16 - Tensão de referência (V_{Ref}) sendo perturbada pelo P&O e os diferentes patamares de tensão coincidentes com os pontos de máxima potência – MPPs.....	99
Figura 4.17 - Mudança de direção o algoritmo P&O em busca de um novo patamar de tensão (V_{PV}) que coincida com o novo MPP.	100
Figura 4.18 - Tensão de referência (V_{Ref}), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico (V_{PV}) mostrando a ação do controlador IMC.	100
Figura 4.19 -- Consideração do atraso de implementação no cálculo da perturbação estimada.....	101
Figura 4.20 - Tensão de referência (V_{Ref}) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (V_{PV}). Dados internos ao DSC e transmitidos via XDS-100 a um PC. Passo de V_{Ref} igual a 1 V.	103
Figura 4.21 - Tensão de referência (V_{Ref}) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (V_{PV}). Dados internos ao DSC e transmitidos via XDS-100 a um PC. Passo de V_{Ref} igual a 0,5 V.	104
Figura 4.22 - Tensão de referência (V_{Ref}) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (V_{PV}). Dados internos ao DSC e transmitidos via XDS-100 a um PC. Passo de V_{Ref} igual a 2,0 V.	104
Figura 4.23 - Tensão (V_{PV}) em passos de 1 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,0 V/div, nível de zero 63,675 V; Ch4 (I_{PV}) 500 mA/div, nível de zero 5,8187 A; Tempo 30 ms/div.....	105

Figura 4.24 - Tensão (V_{PV}) em passos de 2 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,0 V/div, nível de zero 63,675 V; Ch4 (I_{PV}) 500 mA/div, nível de zero 5,8187 A; Tempo 30 ms/div	106
Figura 4.25 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 1,5 V/div, nível de zero 29,0 V; Ch4 (I_{PV}) 50 mA/div, nível de zero 330,625 mA; Tempo 30 ms/div.	107
Figura 4.26 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,0 V/div, nível de zero 61,5 V; Ch4 (I_{PV}) 500 mA/div, nível de zero 7,6 A; Tempo 30 ms/div....	107
Figura 4.27 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 1,3 V/div, nível de zero 61,0 V; Ch4 (I_{PV}) 200 mA/div, nível de zero 2,2 A; Tempo 8,8 ms/div... ..	108
Figura 4.28 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V e a corrente (I_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div, nível de zero 53,0 V; Ch4 (I_{PV}) 3,0 A/div, nível de zero 12,15 A; Tempo 22,0 ms/div.	109
Figura 4.29 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V e a corrente (I_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div, nível de zero 53,5 V; Ch4 (I_{PV}) 3,0 A/div, nível de zero 11,7 A; Tempo 30,0 ms/div.	110
Figura 4.30 - Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} . Emulador programado para o MPP em 489,48 W.	111
Figura 4.31 - Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} . Emulador programado para o MPP em 44,77 W.	112
Figura 4.32- Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} . Emulador programado para o MPP em 295,62 W.	113
Figura 5.1 – Caminho para a corrente de fuga em um sistema fotovoltaico <i>transformerless</i>	118
Figura 5.2 – Topologia de conversor <i>Full-Bridge</i> com blocos adicionais de desacoplamento CC e AC.	121
Figura 5.3 - Topologia dos Conversores e Estrutura do Sistema de Geração Fotovoltaica Conectado à Rede Elétrica Monofásica.	123

Figura 5.4 - Estrutura do Sistema de Geração Fotovoltaica Conectado à Rede Elétrica Monofásica.	124
Figura 5.5 - Diagrama de Blocos do Controle da Tensão no Barramento CC, através da Injeção de Corrente na Rede Elétrica.	125
Figura 5.6 – (a) Diagrama de Estado do Inversor de Tensão Conectado à Rede; (b) Diagrama de Estado do Inversor, salientando-se a realimentação intrínseca ao modelo e o desacoplamento da tensão de saída (E_S) e da carga (R_L em paralelo com Z_{GRID}), através da estratégia <i>Feedforward</i> e (c) Diagrama de Estado resultante da estratégia <i>Feedforward</i>	129
Figura 5.7 - Etapas de Operação do Inversor de Tensão.	131
Figura 5.8 - Resposta em Frequência do Inversor.	135
Figura 5.9 - Esquema do PLL.	135
Figura 5.10 - Estrutura de Controle Baseado no IMC 1DOF.	136
Figura 5.11 - Mapa de polos e zeros do sistema.	137
Figura 5.12 - Resposta em frequência do inversor $p(s)$, do controlador $q(s)$ e do ganho de percurso direto $g(s)$	140
Figura 5.13 Resposta em Frequência do Sistema em malha aberta e controlado pelo $P+Res$ tipo II.	141
Figura 5.14 Resultado de Simulação Computacional da Injeção de Corrente usando-se a estratégia $P+Res$ sem <i>Feedforward</i>	142
Figura 5.15 Resultado de Simulação Computacional da Injeção de Corrente usando-se a estratégia $P+Res$ com <i>Feedforward</i>	143
Figura 5.16 Resultado de Simulação Computacional da Injeção de Corrente usando-se a estratégia IMC 1DOF.	144
Figura 5.17 - Consideração do atraso de implementação no cálculo da perturbação estimada.	145

Figura 5.18 Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.....	147
Figura 5.19 Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.....	148
Figura 5.20 Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.	149
Figura 5.21 Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.	149
Figura 5.22 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 10 ms/div.	150
Figura 5.23 - Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 2.5 ms/div.....	151
Figura 5.24 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 2.5 ms/div.	152
Figura 5.25 - THD 's das correntes de saída (I_2) em ambas as estratégias de controle.	153
Figura 5.26 - THD 's das correntes de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A, quando controlado pelo $P+Res$ com $Feedforward$	154
Figura 5.27 - THD 's das correntes de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A quando controlado pelo IMC 1DOF.	155
Figura 5.28 - Gráfico dos Harmônicos Ímpares.....	156
Figura 5.29 - Injeção de corrente com IMC 1DOF e respectiva FFT . O fundo de escala da FFT corresponde a 5 kHz (500 Hz/div).	156
Figura 5.30 - Injeção de corrente com $P+Res$ com $Feedforward$ e respectiva FFT . O fundo de escala da FFT corresponde a 5 kHz (500 Hz/div).	157

Figura 5.31 - Configuração do circuito da conexão com a adição de uma carga local não linear e rede fraca.....	158
Figura 5.32 - Formas de onda da tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente da carga não linear (I_{RLI}). Escala: Ch2(E_S) 50V/div; Ch4(I_{RLI}) 5A/div; Tempo 5 ms/div.....	159
Figura 5.33 - THD da tensão distorcida (E_S) antes da conexão do inversor.	159
Figura 5.34 - Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_{GRID}) 10A/div; Ch2(E_S) 50V/div; Ch4(I_{RLT}) 10A/div; Tempo 5 ms/div.....	160
Figura 5.35 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 10A/div; Ch2(E_S) 50V/div; Ch4(I_{RLT}) 10A/div; Tempo 5 ms/div.....	161
Figura 5.36 - THD da tensão distorcida (E_S) depois da conexão do inversor, quando a injeção de corrente é controlada pelo $P+Res$ com <i>Feedforward</i>	161
Figura 5.37 - THD da tensão distorcida (E_S) depois da conexão do inversor, quando a injeção de corrente é controlada pelo IMC 1DOF.	162
Figura 5.38 – Espectro de frequências da corrente de saída do inversor de tensão (I_{GRID}) quando a injeção de corrente é controlada pelo $P+Res$ com <i>Feedforward</i>	163
Figura 5.39 - Espectro de frequências da corrente de saída do inversor de tensão (I_{GRID}) quando a injeção de corrente é controlada pelo IMC 1DOF.	164
Figura 5.40 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 6,5A/div; Ch2(E_S) 62,4V/div; Tempo 10 ms/div.	165
Figura 5.41 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 6,5A/div; Ch2(E_S) 62,4V/div; Tempo 5 ms/div.	165
Figura 6.1 - Estrutura do sistema em conexão usado para pré-carga do barramento CC.	170
Figura 6.2 - Resultado da pré-carga do barramento CC. Tensão no barramento CC (V_{DC}), a corrente (I_2) e chaveamento PWM. Escala: Ch1 (I_2) 8,0 A/div; Ch3 (V_{DC}) 60 V/div; Tempo 200 ms/div...	171

-
- Figura 6.3 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 9,4 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 54 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador $P+Res$ 172
- Figura 6.4 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 10,0 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 43 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador $P+Res$ 173
- Figura 6.5 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 10,0 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 43 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador IMC 1DOF..... 174
- Figura 6.6 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 10,0 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 43 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador IMC 1DOF..... 175
- Figura 6.7 – Operação em regime permanente do conversor boost quadrático. Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 25 ms/div..... 176
- Figura 6.8 – Estrutura do sistema de P&O-MPPT e controlador IMC da tensão V_{PV} . As estruturas demarcadas pela linha tracejada são destinadas ao desacoplamento do *ripple* em V_{PV} 177
- Figura 6.9 - Operação em regime permanente do conversor boost quadrático. Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 25 ms/div..... 178
- Figura 6.10 - Operação em regime permanente do conversor boost quadrático. Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 6,8 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 250,0 mA/div; Tempo 25 ms/div..... 178
-

Figura 6.11 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 6,8 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 250,0 mA/div; Tempo 25 ms/div. 179

Figura 6.12 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 1,8 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 100,0 mA/div; Tempo 7,4 ms/div. 180

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Lista de Variáveis do Algoritmo do Recozimento Simulado.....	60
Tabela 4.1 – Dados dos painéis e arranjo fotovoltaico.	79
Tabela 4.2 - Parâmetros do Boost Quadrático	83
Tabela 4.3 - Parâmetros de Saída do Arranjo de Painéis Fotovoltaicos	84
Tabela 4.4 – Código P&O implementado no <i>Simplified C Block</i> do PSIM.....	95
Tabela 4.5 – Dados dos painéis e arranjo fotovoltaico programados no E4360A.....	102
Tabela 5.1 – Parâmetros do Inversor.	134
Tabela 5.2 – Parâmetros do <i>P+Res</i>	141
Tabela 5.3 – Parâmetros do circuito da conexão com a adição de uma carga local não linear e rede fraca.....	158
Tabela 5.4 – Desempenho em Termos de THD.....	164
Tabela A.1 – Código Inversor.....	196
Tabela A.2 – Código Boost Quadrático	207

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

C.A. Corrente Alternada

C.C. Corrente Contínua

PV Fotovoltaico (*Photovoltaic*)

MPPT Rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*)

CDC *Constant Duty Cycle*

I_{SC} Corrente de curto-circuito

V_{OC} Tensão de circuito aberto

P&O Perturba e observa

InC Condutância incremental

MP&O Perturba e observa modificado

EPP Estima-perturba-perturba

R_p Perdas resistivas ou por correntes de fuga (célula fotovoltaica) / resistência equivalente paralelo (módulo fotovoltaico)

R_s Perdas referentes à quedas de tensão nos contatos metálicos (célula fotovoltaica) / resistência equivalente série (módulo fotovoltaico)

I_{PV} Corrente de saída da célula, painel e/ou arranjo fotovoltaico

V_{PV} Tensão de saída da célula, painel e/ou arranjo fotovoltaico

P_{PV} Potência de saída da célula, painel e/ou arranjo fotovoltaico

R_{PV} Resistência de saída do painel e/ou arranjo fotovoltaico

I_{ph} Corrente fotogerada

I_0 Corrente de saturação

a Fator de idealidade

V_T Tensão térmica

k Constante de Boltzmann / constante de proporcionalidade

q Carga elementar do elétron

N_S Número de células conectadas em série

N_P Número de células conectadas em paralelo

T Temperatura

G Irradiância

MPP Ponto de máxima potência

R_L Resistência de carga / carga local

V_{RL} Tensão na carga

I_{RL} Corrente na carga

$Ganho_{cc}$ Ganho estático de conversores CC-CC

D Razão cíclica

V_{DC} Tensão no barramento CC

k_i Constante de proporcionalidade da I_{SC} / ganho integral

k_v Constante de proporcionalidade da V_{OC}

I_{MPPT} Corrente no MPP

V_{MPPT} Tensão no MPP

GA Algoritmo genético (*Genetic Algorithm*)

SA Recozimento simulado (*Simulated Annealing*)

m Sinal modulante

X Variáveis de projeto iniciais

X^* Melhor solução

f Função objetivo

f' Valor da função objetivo numa vizinhança

T_0 Temperatura inicial

-
- p Probabilidade regulada pela variação de custo
- Δ Custo
- K Número de iterações
- MCC Modo de condução contínua
- P_{mp} Máxima potência do arranjo fotovoltaico
- V_{mp} Máxima tensão do arranjo fotovoltaico
- I_{mp} Máxima corrente do arranjo fotovoltaico
- K_{TC} Constante térmica da corrente
- K_{TV} Constante térmica da tensão
- f_s Frequência de chaveamento dos conversores CC-CC
- η_b Rendimento do conversor boost quadrático
- RSE Resistência série equivalente de capacitores
- MBC Controle baseado em modelo (*Model Based Control*)
- IMC Controle com modelo interno (*Internal Model Control*)
- DOF Grau de liberdade (*Degree of Freedom*)
- ISE Método da minimização da integral do erro quadrático
- DSC Controlador digital de sinais
- V_{Ref} Tensão de referência
- ZOH *Zero Order Hold*
- VSI *Voltage Source Inverter*
- NPC *Neutral Point Clamped*
- FB *Full-Bridge*
- HB *Half-Bridge*
- PWM *Pulse Width Modulation*
- BP Bipolar PWM
-

UP Unipolar PWM

HERIC *Highly Efficient Reliable Inverter*

v_{mc} Tensão em modo comum

PLL *Phase locked Loop*

$P+Res$ Proporcional Ressonante

E_S Tensão da rede elétrica no ponto de conexão

E_{GRID} Tensão da rede elétrica

Z_{GRID} Impedância equivalente série da rede elétrica

L_{GRID} Indutância equivalente série da rede elétrica

R_{GRID} Resistência equivalente série da rede elétrica

L_{Serie} Indutância série

L_{g1} Indutância de dispersão do primário

L_{g2} Indutância de dispersão do secundário

u_{CONT} Ação de controle

I_2, i_2 Corrente de saída do inversor

I_{GRID} Corrente da rede elétrica medida no secundário do transformador isolador

i_1 Corrente na primeira malha do filtro LCL

v_c Tensão no capacitor do filtro LCL

V_{ab} Tensão de entrada do filtro LCL

f_g Frequência da rede elétrica

f_{sw} Frequência de chaveamento do inversor de tensão

P_n Potência nominal

L_1 Indutância do filtro

L_2 Indutância de conexão

R_1 Resistência parasita 1

R_2 Resistência parasita 2

C Capacitância do filtro LCL

f_{res} Frequência de ressonância

R_{L1} Carga local 1

R_{L2} Carga local 2

D_L Retificador de meia-onda

I_{RL} Corrente na carga local

I_{RL1} Corrente na carga local não-linear

I_{RL2} Corrente na carga local linear

I_{RLT} Corrente total nas cargas locais

I_{Ref} Corrente de referência

k_p Ganho proporcional

ζ Amortecimento

ω_c Frequência de centro

THD *Total Harmonic Distortion*

HD *Harmonic Distortion*

FFT *Fast Fourier Transformer*

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL	30
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	30
1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO	31
1.3 - ESTRUTURA GENÉRICA DO SISTEMA FOTOVOLTAICO	32
1.4 - APRESENTAÇÃO DO CONTEÚDO DO TRABALHO.....	36
CAPÍTULO 2 - RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA EM ARRANJO DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS.....	38
2.1 - INTRODUÇÃO	38
2.2 - RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	39
2.2.1 - EFEITO FOTOELÉTRICO CÉLULA SOLAR E PAINEL FOTOVOLTAICO.....	39
2.2.2 - MODELO DO PAINEL FOTOVOLTAICO.....	40
2.2.3 - MÓDULO FOTOVOLTAICO E O PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	41
2.3 - MÉTODOS TRADICIONAIS DE MPPT	48
2.3.1 - CDC (CONSTANT DUTY CYCLE)	48
2.3.2 - MÉTODO DA CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO E MÉTODO DA TENSÃO DE CIRCUITO-ABERTO	49
2.3.3 - PERTURBA E OBSERVA (P&O) E SUAS VARIANTES – MP&O OU P&O MPPT E EPP	50
2.3.4 - CONDUTÂNCIA INCREMENTAL.....	52
2.3.5 - MÉTODO R.....	53
2.3.6 - O PROBLEMA DA SOMBRA PARCIAL.....	53
2.4 - CONCLUSÃO	56
CAPÍTULO 3 - NOVO MÉTODO DE MPPT BASEADO NO RECOZIMENTO SIMULADO	57

3.1 - INTRODUÇÃO	57
3.2 - RECOZIMENTO SIMULADO	59
3.2.1 - ALGORITMO SA-MPPT	62
3.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL.....	64
3.4 - CONCLUSÃO	68

CAPÍTULO 4 - PROJETO DE CONTROLADOR BASEADO NO MODELO INTERNO UTILIZADO EM P&O MPPT E CONVERSOR CC-CC BOOST

QUADRÁTICO	70
4.1 - INTRODUÇÃO	70
4.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA	72
4.3 - ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	78
4.4 - ROTEIRO DE PROJETO	79
4.5 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	79
4.6 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO	80
4.7 - CONTROLE COM MODELO INTERNO – IMC	86
4.8 - PROJETO DO CONTROLADOR IMC 1DOF.....	89
4.9 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE P&O MPPT UTILIZANDO O CONVERSOR CC/CC BOOST QUADRÁTICO.....	92
4.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS BOOST QUADRÁTICO	101
4.11 - CONCLUSÃO	113

CAPÍTULO 5 - PROJETO DE UM CONTROLADOR BASEADO NO	
MODELO INTERNO PARA CONTROLE DA INJEÇÃO DE POTÊNCIA	
ATIVA NA REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA	116
5.1 - INTRODUÇÃO	116
5.2 - ESTRUTURA DO SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE	
ELÉTRICA MONOFÁSICA	116
5.3 - ESTRATÉGIA FEEDFORWARD	128
5.4 - MODELAGEM DO INVERSOR DE TENSÃO.....	130
5.5 - FILTRO LCL	134
5.6 - SISTEMA DE SINCRONISMO COM A TENSÃO DA REDE ELÉTRICA	135
5.7 - PROJETO DO CONTROLADOR IMC 1DOF.....	136
5.8 - PROJETO DO CONTROLADOR $P+RES$	140
5.9 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – CARGA LOCAL LINEAR.....	141
5.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	144
5.10.1 - RESULTADOS PARA CARGA LOCAL LINEAR.....	146
5.10.2 - RESULTADOS PARA CARGA LOCAL NÃO-LINEAR E REDE FRACA	157
5.11 - CONCLUSÃO	166
CAPÍTULO 6 - INTEGRAÇÃO ENTRE OS SUBSISTEMAS	168
6.1 - INTRODUÇÃO	168
6.2 - CONFIGURAÇÃO DA PRÉ-CARGA DO BARRAMENTO CC	169
6.3 - CONFIGURAÇÃO DO SINCRONISMO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	171
6.4 - VERIFICAÇÃO E DESACOPLAMENTO DO <i>RIPPLE</i> NO BARRAMENTO CC	176
6.5 - CONCLUSÃO	181

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO.....	183
7.1 - CONCLUSÃO	183
7.2 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	186
APÊNDICE I.....	188
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	214

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A crescente demanda por energia elétrica nos últimos anos culminou no desenvolvimento de pesquisas em fontes renováveis como eólica e fotovoltaica, entre outras. Nesse aspecto, a energia solar se configura uma fonte viável, uma vez que possui impacto ambiental reduzido e é praticamente inesgotável [1].

No Brasil, dois aspectos principais justificam o desenvolvimento e a pesquisa em sistemas de geração solar fotovoltaica (FV), sendo que o primeiro deles é o alto índice médio diário de radiação solar, o qual chega a ultrapassar 5 kWh/m^2 , em algumas regiões [2]. O outro aspecto é a necessidade de atendimento à demanda energética com redução de perdas e custo de transmissão e distribuição do sistema elétrico, uma vez que este já está em seu limite de capacidade técnica [3]. O fato é que, além de reduzir a demanda de energia do sistema convencional, a geração FV permite a redução dos custos de transmissão, pois a geração ocorre nas imediações da carga.

Embora a energia solar fotovoltaica seja a fonte alternativa que tem mais recebido atenção mundial, e mesmo frente às justificativas acima expostas, o seu uso efetivo no Brasil ainda é pequeno e, até tempos recentes, limitado a pequenos sistemas isolados nas regiões Norte e Nordeste, instalados em locais onde a rede elétrica não está disponível [4].

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, por sua vez, também estão presentes em pequeno número no Brasil e quase incipientes, limitados, praticamente, aos centros de pesquisa [4]. Esse fato se deve, sobretudo, a uma regulamentação tardia dos critérios de conexão, através da Resolução Normativa 482 de 2012 [5] e atualizada pela Resolução Normativa 687 de 2015 [6], que estabelecem as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, determinam o sistema de compensação de energia

elétrica e dão outras providências. Essa demora, na regulamentação, retardou o interesse e, portanto, o desenvolvimento e o estabelecimento de uma indústria brasileira para fabricação dos componentes envolvidos na geração fotovoltaica. A consequência foi o alto preço de instalação desse tipo de geração, para os consumidores em geral, tornando esse um investimento caro e de longo prazo.

Com o intuito de guiar a indústria nacional, as normas ABNT NBR 16149:2013 [7] e ABNT NBR 16150:2013 [8], que ditam as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição e os procedimentos de ensaio de conformidade, respectivamente, sendo específicas para geração distribuída a partir de arranjo de painéis fotovoltaicos, são, todavia, ainda mais recentes. Essas normas são constituídas de forma a definir os padrões para qualidade da corrente injetada na rede, determinando taxas de distorções harmônicas permitidas em função da potência nominal dos inversores.

Portanto, em virtude dessa imaturidade geral da indústria frente às premissas acima listadas, muitas pesquisas vêm sendo realizadas em torno da geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos e são focadas, geralmente, em melhorar a eficiência na geração, através, por exemplo, de algoritmos de rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking – MPPT*) [9]-[11] e/ou melhorar a qualidade da energia entregue à distribuidora, em sistemas que funcionam conectados à rede elétrica [12].

1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO

A partir do que foi acima exposto, este trabalho tem como meta avaliar a aplicação de algoritmos de Meta Heurística e/ou de novas técnicas de controle que, se utilizadas nos subsistemas que compõem a referida estrutura, poderiam melhorar a controlabilidade e, com isso, a eficiência e o desempenho dos sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica monofásica ou, ao menos, apresentar alternativas viáveis a partir do domínio dessa tecnologia.

Para tanto, a linha de desenvolvimento desse trabalho é traçada de forma a se verificar a macro estrutura do sistema de geração fotovoltaica em conexão com a rede elétrica monofásica para, a partir da identificação e/ou escolha das partes constituintes desse sistema, se deduzir os modelos matemáticos dos subsistemas em questão e simular computacionalmente seu funcionamento – os subsistemas pontualmente e/ou interconectados – e, com isso sedimentar a compreensão em torno do tema, com o conhecimento das necessidades que lhe são peculiares. Nesse ínterim, são apresentados os métodos já tradicionais de rastreamento do ponto de máxima potência em arranjos fotovoltaicos e, também, os métodos de controle aplicados em tais estruturas e/ou topologias e na finalidade a que se destinam, seja no controle do conversor CC-CC que realiza o rastreamento do ponto de máxima potência, seja no controle do conversor CC-CA responsável pela injeção de potência ativa na rede elétrica monofásica. Finalmente, novos métodos são propostos, estudados e avaliados qualitativamente e em comparação com os métodos tradicionais já mencionados.

1.3 - ESTRUTURA GENÉRICA DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

Existe, atualmente, tanto na literatura pertinente ao tema como em aplicações comerciais, uma grande variedade de estruturas e topologias de sistemas de geração fotovoltaica em conexão com a rede elétrica e, para cada topologia, uma estrutura de controle e um algoritmo específico de acionamento das chaves semicondutoras [13].

De modo a se situar o presente trabalho de um ponto de partida, a Figura 1.1 ilustra uma estrutura genérica de um típico sistema de geração fotovoltaica em conexão com a rede elétrica, com um estágio elevador de tensão (Boost), isolamento galvânico com a rede, através de um transformador isolador, e os controladores de cada subsistema, assim como as funcionalidades destinadas a cada um deles.

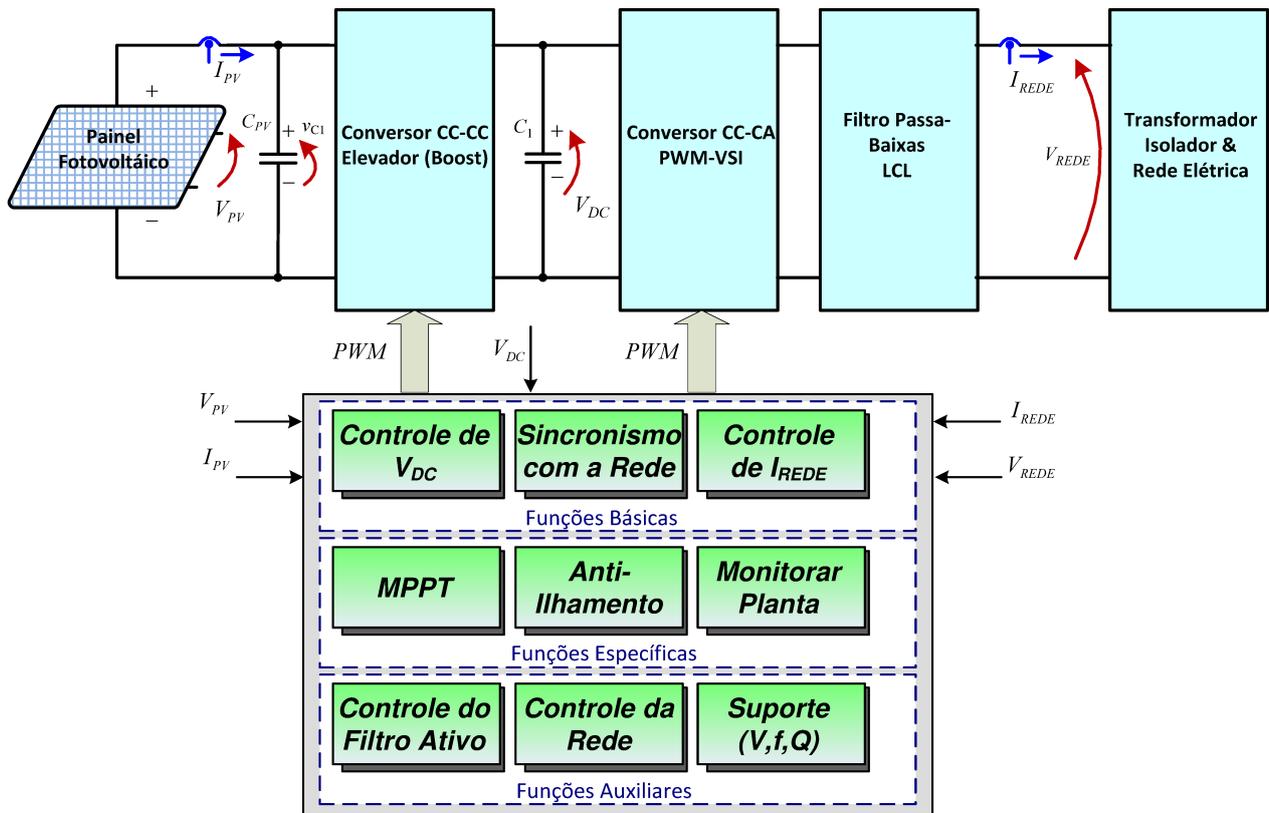


Figura 1.1 Estrutura genérica do sistema fotovoltaico em conexão com a rede elétrica (Fonte: Teodorescu *et al.*, 2011).

A partir da Figura 1.1 podemos identificar as funções de cada bloco componente da etapa de potência como:

- **Painel ou arranjo de painéis fotovoltaicos:** fonte geradora de energia que, no caso do arranjo, seriam configurados em paralelo, para atendimento às demandas de corrente, e em série de modo a compor uma tensão adequada na saída do mesmo;
- **Conversor CC-CC:** para o rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico e/ou para elevar a tensão a um patamar adequado ao barramento CC. Esse conversor CC-CC pode ser desnecessário, caso se opte por um arranjo de painéis cuja tensão total média (arranjo em série) ultrapasse a tensão de pico da rede elétrica à qual o sistema estiver conectado, ou se utilize um transformador isolador, na conexão com a rede, cuja

relação de espiras contorne a limitação da tensão de saída do arranjo fotovoltaico. Contudo, sendo este o caso, o rastreamento do ponto de máxima potência passa a ficar a cargo do controlador do conversor CC-CA. Por outro lado, esse conversor CC-CC pode ser isolado, operando com um transformador de alta frequência (e nesse caso prover o isolamento galvânico entre os painéis e a rede) ou não isolado, caso típico em sistemas *transformerless* (sem transformador) cuja concepção gira em torno de se obter a máxima eficiência energética, uma vez que, em se eliminando os transformadores do sistema, se eliminariam as perdas características dos núcleos dos mesmos [13].

- **Conversor CC-CA:** conversor em ponte H (*Full-bridge*/ponte completa ou *Half-bridge*/meia ponte) utilizado para a síntese da tensão senoidal da saída, a partir de um algoritmo adequado de acionamento de suas chaves semicondutoras.
- **Filtro Passa-Baixas:** filtro passivo que tem por objetivo eliminar os componentes de alta frequência (*ripple*) devidos ao chaveamento do conversor CC-CA.
- **Transformador e rede:** transformador isolador (caso das aplicações que o utilizam) em conexão com a rede elétrica, que provém a transformação da tensão de saída do inversor ao nível da tensão da rede e/ou o isolamento galvânico do sistema, visando a segurança do mesmo e de seu usuário. Esse transformador pode ser eliminado em aplicações *transformerless* [13].

Também a partir da Figura 1.1 podemos identificar as funcionalidades de cada bloco dos controladores como:

1. Funcionalidades básicas – comuns para todos os inversores de tensão em conexão com a rede:
 - Controladores da injeção de corrente na rede elétrica:
-

- Limitar a *THD* (*Total harmonic distortion* – distorção harmônica total) da corrente injetada em atendimento às normas vigentes.
 - Prover um funcionamento estável mesmo em face de grandes variações na impedância da rede.
 - Imunidade a afundamentos da tensão da rede.
 - Controladores da tensão no barramento CC:
 - Adaptação a variações na tensão da rede.
 - Imunidade a afundamentos da tensão da rede.
2. Funcionalidades específicas de sistemas fotovoltaicos – comuns para todos os sistemas fotovoltaicos em conexão com a rede:
- Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT:
 - Alta eficiência em regime permanente (tipicamente > 99%).
 - Rápida convergência ao ponto de máxima potência (MPP) mesmo diante de variações bruscas nos padrão da irradiância incidente.
 - Operação estável quando da ocorrência de baixa irradiância incidente.
 - Algoritmos de anti-ilhamento de acordo com as normas vigentes.
 - Monitoramento da tensão da rede:
 - Visando sincronização.
 - Rápida detecção de desvios da tensão/frequência em caso de métodos passivos de anti-ilhamento.
 - Monitoramento da planta:
 - Visando diagnósticos do arranjo fotovoltaico.
 - Detecção de ocorrências de sombreamento parcial.
3. Funções auxiliares:
-

- Suporte à rede elétrica local:
 - Controle da tensão local.
 - Compensação de reativos.
 - Compensação de harmônicos.
 - Compensação de afundamentos da tensão.

1.4 - APRESENTAÇÃO DO CONTEÚDO DO TRABALHO

Para alcançar os objetivos expostos, este trabalho foi organizado da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta o modelo da célula fotovoltaica e, em consequência, o modelo do painel fotovoltaico com suas curvas características e o ponto de máxima potência (MPP). Na sequência são sumarizados os estudos que tem sido feitos para melhorar a exploração da energia solar fotovoltaica, por meio de um mecanismo de controle denominado rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT), sendo esse o primeiro alvo desse trabalho.

O capítulo 3 mostra o *Simulated Annealing* – MPPT (SA-MPPT) – ou MPPT baseado no algoritmo de recozimento simulado – que é proposto como uma heurística que visa perturbar o sistema randomicamente, através de mudanças aleatórias na razão cíclica do conversor CC-CC e, com isso, forçar a convergência do sistema para o MPP, evitando-se, assim, incorrer em máximos locais se, porventura, o arranjo fotovoltaico estiver sujeito a sombreamento parcial.

No capítulo 4 é apresentado o projeto de um controlador baseado no modelo interno (IMC) utilizado no laço interno de um algoritmo de MPPT, aplicado a um conversor CC-CC Boost Quadrático. Esse conversor é utilizado tendo em vista a necessidade de se ampliar a faixa de conversão CC-CC e o mesmo possuir dependência quadrática da tensão de saída, em função de sua razão cíclica. Entretanto, no intuito de se investigar um método que melhore a controlabilidade desse conversor CC-CC, é proposto, nesse capítulo, o projeto de um controlador baseado no modelo

interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (1 *Degree of Freedom* – 1 DOF) cuja viabilidade de aplicação é analisada através de resultados de simulação computacionais e experimentais.

O capítulo 5 apresenta uma estratégia de controle para injeção de corrente na rede elétrica, aplicado a um sistema inversor de tensão com filtro LCL, com desempenho similar ao controlador Proporcional-Ressonante (*P+Res*) no que se refere ao erro de regime estacionário. Essa característica é esperada a partir do desenvolvimento de um controlador baseado no modelo interno (IMC) aliado ao desacoplamento da tensão de saída, através da estratégia de alimentação à frente, também chamada *Feedforward*. Seu desempenho é avaliado, comparativamente, através de resultados de simulações computacionais e resultados experimentais nos quais é analisada a viabilidade de sua aplicação.

O capítulo 6 tem por meta apresentar as etapas e soluções para a integração entre os subsistemas que compõem o sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica monofásica. Esse capítulo será, portanto, dedicado a demonstrar as necessidades e os efeitos da junção entre o conversor CC-CC Boost Quadrático, responsável pelo MPPT, e o conversor CC-CA, responsável pela injeção de corrente. Ambos os conversores tendo variáveis importantes do processo sendo controladas pelo compensador IMC 1DOF e a fonte de energia para injeção de corrente, sendo fornecida pelo arranjo de painéis fotovoltaicos instalados no laboratório do NUPEP.

No capítulo 7 é apresentada a avaliação geral do trabalho, e possíveis contribuições do mesmo, com a conseqüente conclusão geral e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 - RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA EM ARRANJO DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

2.1 - INTRODUÇÃO

A energia solar já é tradicionalmente utilizada na conversão em energia térmica. Entretanto, a conversão direta da energia solar em eletricidade exige, ainda, altos investimentos em sistemas fotovoltaicos e possui uma eficiência relativamente baixa, em torno de 15% [14]. Ou seja, apenas uma pequena fração da energia solar incidente num painel fotovoltaico se converte efetivamente em energia elétrica.

Além da baixa eficiência, os sistemas fotovoltaicos ainda estão sujeitos a variações consideráveis nos índices de radiação solar incidente no painel, ao longo de um dia, ou em virtude de sombreamento total ou parcial, que podem ser causados, por exemplo, por nuvens, árvores, construções ou qualquer outro objeto que altere abruptamente o padrão temporal da radiação solar incidente no painel fotovoltaico.

A partir dos problemas mencionados acima, estudos tem sido feitos para melhorar a exploração da energia solar fotovoltaica, por meio de um mecanismo de controle denominado rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT), sendo esse o primeiro alvo desse estudo.

Os métodos tradicionais de MPPT como o CDC (*Constant Duty Cycle*), método da corrente de curto-circuito (I_{SC}) e método da tensão de circuito-aberto (V_{OC}) são fortemente dependentes das características do sistema e pouco adaptáveis a outros sistemas e condições ambientais muito discrepantes daquelas para as quais foram projetados [15].

Recentemente, estão sendo utilizados e desenvolvidos métodos que determinam, com maior precisão, o ponto de máxima potência, independentemente de quais sejam as condições ambientais e a situação do sistema em relação à sombra parcial.

Entre esses métodos podemos citar: o perturba e observa (*P&O*) [15], a condutância incremental (*InC*) [15], o método R, descrito em [16], e os métodos que são variantes do perturba e observa como o perturba e observa modificado (*MP&O*) e o estima-perturba-perturba (*EPP*) [17].

2.2 - RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

2.2.1 - Efeito Fotoelétrico Célula Solar e Painel Fotovoltaico

O efeito fotovoltaico foi primeiro demonstrado experimentalmente pelo físico francês Alexandre Edmond Becquerel, em 1839, e pode ser explicado, resumidamente, como o aparecimento de uma diferença de potencial nos extremos de um material semicondutor, produzida pela absorção da luz [4].

Willoughby Smith descreveu pela primeira vez o "Efeito da Luz em selênio durante a passagem de uma corrente elétrica", em um artigo que foi publicado no dia 20 de fevereiro de 1873, na revista Nature. Contudo, só em 1883 foram construídas as primeiras células fotovoltaicas, por Charles Fritts, que cobriu o selênio semicondutor com uma camada extremamente fina de ouro de modo a formar junções. O dispositivo teve apenas cerca de 1% de eficiência [4].

Atualmente, as células fotovoltaicas apresentam eficiência de conversão da ordem de 15% e são as unidades básicas que, conectadas entre si, formam os painéis fotovoltaicos de geração de energia elétrica, a partir da radiação solar incidente [4].

2.2.2 - Modelo do Painel Fotovoltaico

A célula fotovoltaica, no estágio atual de desenvolvimento tecnológico, é, basicamente, uma junção p-n de semicondutores dopados – geralmente o silício – que, quando exposta à luz, libera elétrons em torno de um circuito elétrico fechado. A taxa de ionização do material semiconductor depende da sua capacidade de absorção em relação ao fluxo luminoso incidente e na proporção direta com o mesmo [15]-[18].

Para o estudo e a compreensão da dinâmica de sistemas fotovoltaicos é necessário definir um modelo matemático da célula fotovoltaica, no qual são levados em consideração os parâmetros de irradiação e temperatura e as mudanças que acarretam no comportamento elétrico da célula. Assim, os modelos existentes na literatura podem ser divididos em duas categorias: modelos orientados à equação e modelos orientados ao circuito, [4] e [15]-[18].

Os modelos orientados à equação representam a relação corrente-tensão (I-V), característica da célula fotovoltaica, de forma analítica. Já nos modelos orientados ao circuito, a relação I-V da célula fotovoltaica é representada por seu circuito equivalente. A principal vantagem dessa abordagem está assentada no pleno aproveitamento dos modelos de componentes elétricos e eletrônicos presentes nas bibliotecas internas dos softwares de simulação de circuitos e, portanto, na facilidade de se integrar as células fotovoltaicas com todos os outros elementos que compõem um sistema fotovoltaico [18].

Nesse trabalho será usado o modelo de célula fotovoltaica, cuja concepção é orientada ao circuito, este contendo apenas um diodo e chamado modelo elétrico simplificado com uma exponencial, sendo que o mesmo está apresentado na Figura 2.1 [18].

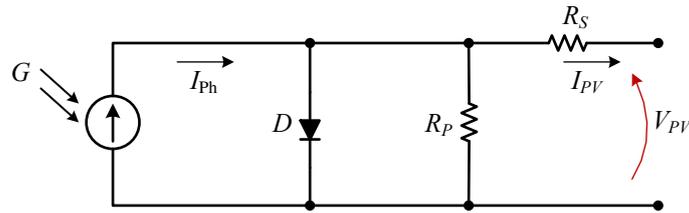


Figura 2.1 – Modelo Simplificado da Célula Solar Fotovoltaica.

Como se pode verificar na Figura 2.1, também são acrescentados a esse modelo simplificado, os elementos de circuito referentes às perdas internas: resistivas ou por correntes de fuga (R_p) e os elementos de circuito referentes às quedas de tensão nos contatos metálicos (R_s) [15].

2.2.3 - Módulo Fotovoltaico e o Ponto de Máxima Potência

A partir do modelo simplificado da Figura 2.1, desde que as células fotovoltaicas com características similares sejam conectadas em série/paralelo e encapsuladas para formarem módulos e/ou painéis fotovoltaicos e que tais módulos ou painéis sejam uniformemente iluminados, o modelo resultante é qualitativamente idêntico ao de uma única célula e pode ser equacionado como:

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_O \left[\exp\left(\frac{V_{PV} + R_S I_{PV}}{V_T a}\right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + R_S I_{PV}}{R_p} \quad (2.1)$$

Onde I_{Ph} representa a corrente gerada pela interação fóton-elétron, I_O é a corrente de saturação do diodo, R_S é a resistência série equivalente do módulo, R_p é a resistência equivalente em paralelo do módulo, a é o fator de idealidade do diodo e V_T é a tensão térmica do painel, sendo que:

$$V_T = \frac{N_S k T}{q} \quad (2.2)$$

Em que N_S corresponde ao número de células conectadas em série, k é a constante de Boltzmann [$k = 1,3806503 \times 10^{-23} J / K$], T é a temperatura da junção p-n (em Kelvin) e q é a carga elementar do elétron [$e = 1,60217646 \times 10^{-19} C$]. Se o módulo fotovoltaico, em questão, é composto por N_S células conectadas em série, então, a tensão gerada (V_{PV}) será:

$$V_{PV} = V_{PV,CEL} N_S \quad (2.3)$$

Entretanto, se o módulo fotovoltaico é composto por (N_P) células conectadas em paralelo, então a corrente gerada (I_{Ph}) e a corrente de saturação (I_O) podem ser expressas por:

$$I_{Ph} = I_{Ph,CEL} N_P \quad (2.4)$$

e

$$I_O = I_{O,CEL} N_P \quad (2.5)$$

A corrente I_{Ph} depende tanto do nível de irradiação, $G[W/m^2]$, quando da temperatura (T), enquanto que I_O depende apenas da temperatura, [15] e [18].

A partir do modelo do painel fotovoltaico, obtido através do equacionamento do seu circuito equivalente, e utilizando-se os parâmetros de um painel *KT 200*, da marca Kyocera, as curvas I-V e P-V (características desse painel) são mostradas nas Figuras 2.2 e 2.3, para diferentes níveis de irradiância $G[W/m^2]$.

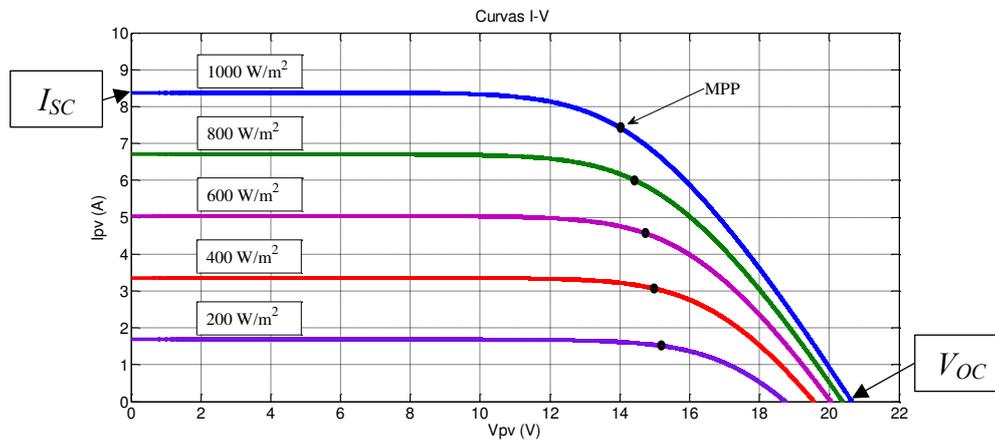


Figura 2.2 Curva I-V e Variação da Irradiância.

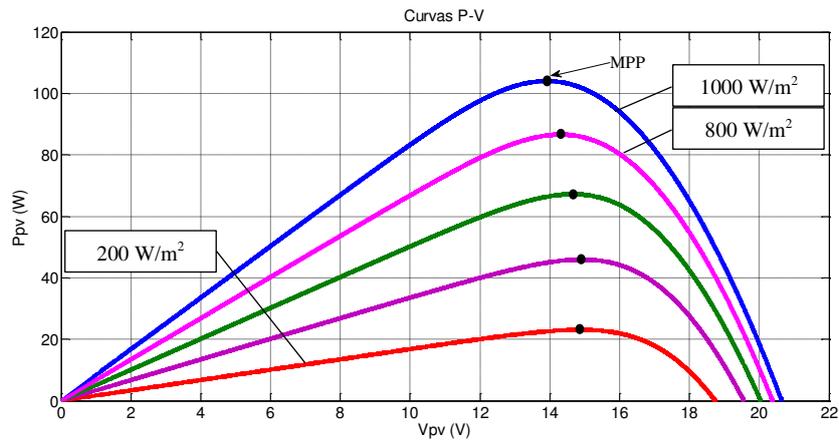


Figura 2.3 Curva P-V e Variação da Irradiância.

Percebe-se a variação da corrente de curto-circuito (I_{SC}) em função do aumento na irradiância e uma menor variação da tensão de circuito aberto (V_{OC}), também em função dessa mudança. Ambos em proporção direta, todavia, mostrando maior sensibilidade na variação da corrente em decorrência da variação do nível de irradiância. Em todas as curvas está presente um ponto, cujos parâmetros de tensão (V_{PV}) e corrente (I_{PV}) permitem que o painel opere em sua maior potência, o chamado ponto de máxima potência (*Maximum power point* – MPP).

As curvas I-V e P-V, para diferentes níveis de temperatura (em graus Celsius) são mostradas nas Figuras 2.4 e 2.5.

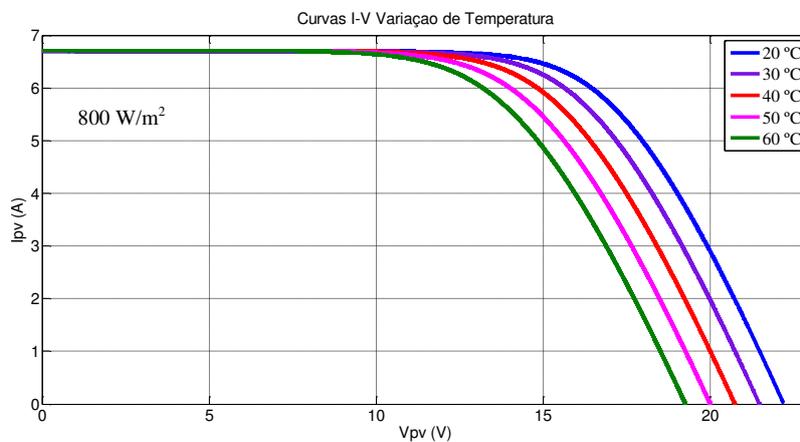


Figura 2.4 Curvas I-V e Variação de Temperatura.

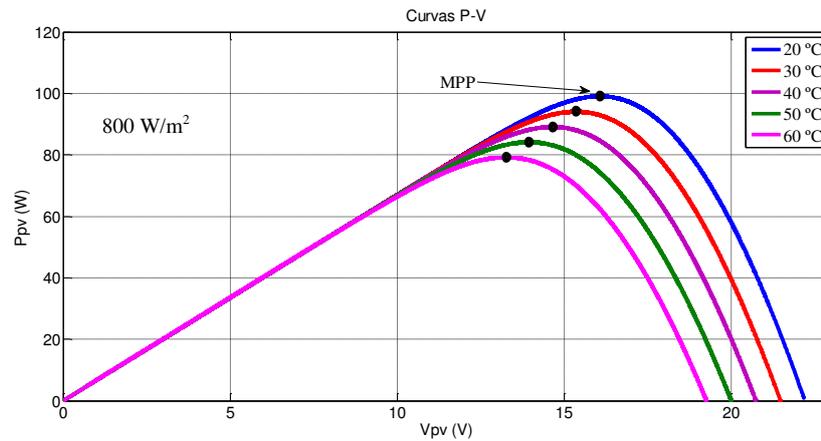


Figura 2.5 Curvas P-V e Variação de Temperatura.

Percebe-se a variação da tensão de circuito aberto (V_{OC}) em proporção direta com a mudança de temperatura, porém a corrente de curto-circuito (I_{SC}) exibe pouca sensibilidade em relação a esse parâmetro. Nessas curvas também está presente o MPP (Figura 2.5), mas com uma trajetória, em virtude da mudança na temperatura, diferente da que é verificada com a variação da irradiância e exibida na Figura 2.3.

A Figura 2.6 exibe dois gráficos de curvas I-V e P-V, respectivamente, e nelas se verificam duas curvas obtidas a partir da variação da irradiância e temperatura, simultaneamente, e, conseqüentemente, dois pontos distintos de MPP. Traçando-se retas de carga da origem até os pontos de MPP, nas curvas I-V, percebe-se que a inclinação destas retas é proporcional à resistência de saída (R_{PV}) do painel fotovoltaico.

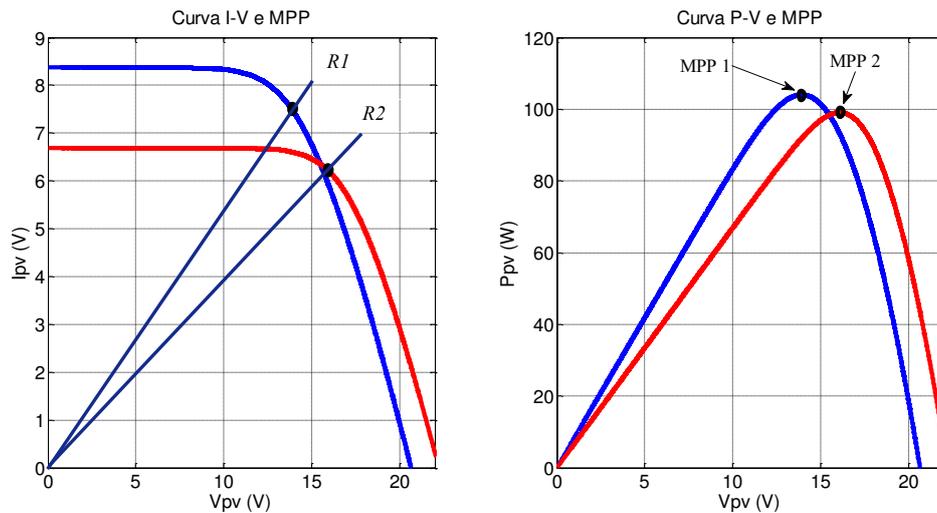


Figura 2.6 – Retas de Carga e MPP.

A Figura 2.7 ilustra um sistema em que o painel fotovoltaico alimenta diretamente uma carga resistiva. A partir desse arranjo pode-se verificar que a resistência de saída do painel (R_{PV}) é a resistência da própria carga (R_L). Consequentemente, sua tensão (V_{PV}) e sua corrente (I_{PV}) são exatamente as mesmas que alimentam a carga. Com isso, pode-se inferir que o ponto de operação do painel será determinado pela resistência de carga e concluir que esse ponto de operação é definido pela intersecção da curva de geração, do painel fotovoltaico, com a reta de carga representada na Figura 2.6 (curva I-V).

Assim sendo, para o sistema operar no MPP, a resistência de carga deverá absorver a energia fornecida e acompanhar a resistência do painel ($R_L \rightarrow R_2 = R_{PV-MPP}$) mesmo na ocorrência de variações de irradiância e temperatura para, dessa forma, rastrear o MPP. Contudo, a resistência de carga depende das necessidades de consumo e nada tem a ver com o rastreamento do ponto de máxima potência.

Torna-se, então, necessária a inserção de um conversor CC-CC, entre o arranjo de painéis e a carga, desde que, por simplificação, se admita que a carga absorva toda a potência gerada. Esse conversor CC-CC será, assim, controlado por um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima

potência (MPPT), que permita alterar o ângulo de inclinação da reta de carga, em função da razão cíclica (D) até que a máxima transferência de potência seja estabelecida e o sistema opere no MPP [15].

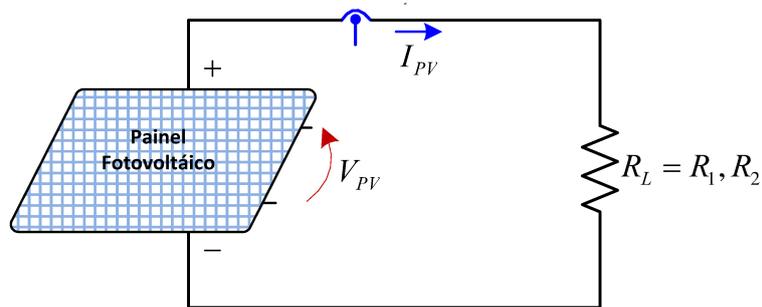


Figura 2.7 - Painel fotovoltaico alimentando carga resistiva.

A Figura 2.8 mostra uma representação da ligação do módulo ou painel fotovoltaico à carga R_L , através de um conversor CC-CC. Analisando-se o circuito, pode ser verificado que:

$$V_{RL} = I_{RL} R_L \quad (2.6)$$

sendo: V_{RL} e I_{RL} a tensão e a corrente na carga, respectivamente.

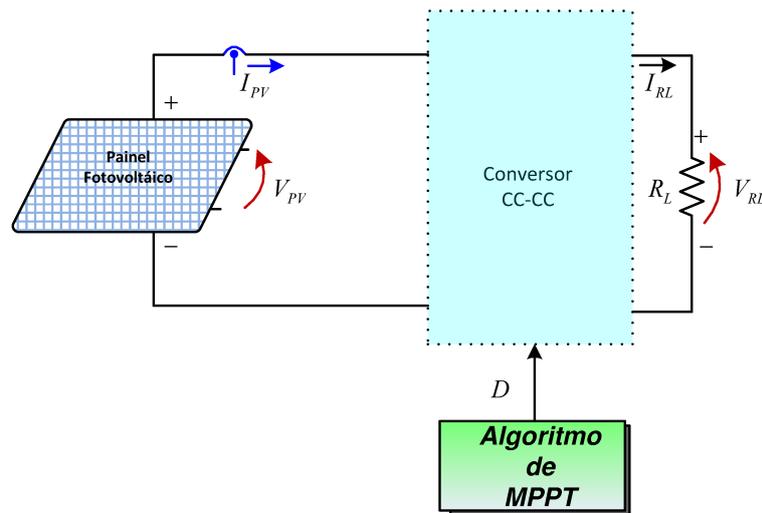


Figura 2.8 - Módulo ou painel fotovoltaico interligado à carga através de um conversor CC-CC.

Considerando o ganho estático do conversor CC-CC como $Ganho_{CC}$, a dependência dos parâmetros impostos à carga, em relação a esse ganho fica:

$$V_{RL} = V_{PV} Ganho_{CC} \quad (2.7)$$

e

$$I_{RL} = I_{PV} / Ganho_{CC} \quad (2.8)$$

Portanto:

$$R_{PV} = \frac{V_{PV}}{I_{PV}} = \frac{R_L}{(Ganho_{CC})^2} \quad (2.9)$$

Assim o ponto de operação do painel ou módulo fotovoltaico, que está relacionado diretamente ao R_{PV} , pode ser controlado pelo ganho estático do conversor CC-CC que, por sua vez, está relacionado à razão cíclica D , através de sua topologia (tipo de conversor CC-CC) e modo de operação. A razão cíclica pode desse modo, ser ajustada de maneira controlada, visando-se o aumento da potência extraída do arranjo fotovoltaico e, dessa forma, o sistema passa a ter a capacidade de rastrear o MPP [15].

A saída do conversor CC-CC com características puramente resistivas (carga resistiva) limita a região de atuação do algoritmo de MPPT, em relação às curvas I-V do arranjo fotovoltaico [15]. De modo a superar essa limitação e representar-se adequadamente o sistema ao qual o conversor CC-CC é um dos componentes, a Figura 2.9 mostra a saída desse conversor com características predominantes de fonte de tensão. Essa afirmação é verdadeira e se deve ao fato de que a saída desse conversor, compõe a tensão do barramento CC.

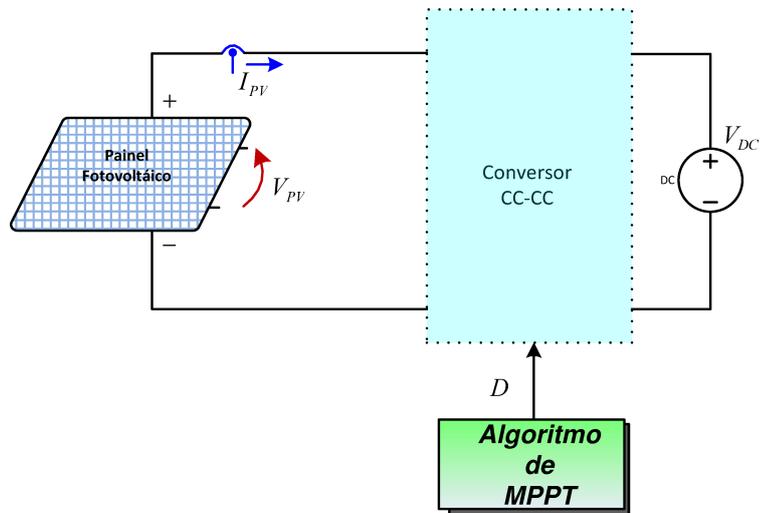


Figura 2.9 - Carga com característica de fonte de tensão.

Em [15] é feita uma análise detalhada de vários tipos de conversores CC-CC utilizados em MPPT e é mostrada a região em que cada conversor consegue rastrear o MPP, seja com carga resistiva e/ou com cargas com características de fontes de tensão CC. No entanto, como esse não é o foco do presente trabalho, e as contribuições nesse aspecto já foram bem relacionadas em [15], essa análise da atuação de cada tipo de conversor CC-CC, não será, portanto, abordada. Salvo em algumas exceções que poderão ser feitas nos momentos em que se justificará a escolha por determinados tipos de conversores CC-CC, atuando no MPPT e/ou alimentando o barramento CC.

2.3 - MÉTODOS TRADICIONAIS DE MPPT

2.3.1 - CDC (Constant Duty Cycle)

É feito um ajuste, uma única vez, no valor da razão cíclica D correspondente à máxima potência. Entretanto, este processo não é imune às variações nos parâmetros da carga, do painel e nem das variáveis de entrada.

2.3.2 - Método da corrente de curto-circuito e método da tensão de circuito-aberto

A partir da medição da corrente de curto-circuito, verifica-se que ela é proporcional à corrente de máxima potência para uma grande faixa de valores de temperatura e radiação. É determinada uma constante de proporcionalidade (k_i) que ao multiplicar a corrente de curto circuito estabelece uma corrente de referência, esta, por sua vez, é comparada com a corrente do painel e, a partir disso, é feito o controle.

A medição da corrente de curto circuito eleva as perdas do sistema e, em parte, reduz a eficiência do processo de conversão de energia.

O método da tensão de circuito-aberto utiliza a mesma lógica e também determina uma relação (k_v) entre a tensão de circuito-aberto e a tensão de máxima potência.

Alguns sistemas centralizados tem uma célula piloto que efetua essa medição e utiliza os dados medidos para todo o sistema, o que por um lado reduz as perdas, por outro não assegura a confiabilidade dos dados, uma vez que o sistema pode estar submetido a condições de operação não uniformes.

$$I_{MPPT} = k_i I_{SC} \quad (2.10)$$

$$V_{MPPT} = k_v V_{OC} \quad (2.11)$$

As equações acima descrevem como é determinado o cálculo da corrente e tensão no ponto de máxima potência pelos métodos de corrente de curto-circuito e tensão de circuito-aberto, respectivamente. Em (2.10), I_{MPPT} é a corrente respectiva ao ponto de máxima potência, I_{SC} é a corrente de curto-circuito e k_i é a constante de proporcionalidade. Em (2.11), V_{MPPT} é a tensão respectiva ao ponto de máxima potência, V_{OC} é a tensão de circuito aberto e k_v é a constante de proporcionalidade.

2.3.3 - Perturba e Observa (P&O) e suas variantes – MP&O ou P&O MPPT e EPP

O método P&O tradicional, muito difundido em razão de sua leveza computacional, atua em função da perturbação de uma variável, que em geral é a tensão. Ao perturbar essa variável, o sistema observa o efeito por meio de um diferencial de potência. Por exemplo, se a perturbação característica significa aumentar a tensão, e isso resulta num aumento da potência, então o algoritmo direciona-se ao MPP. A partir do ponto que a perturbação causa um efeito indesejado, que é uma queda na potência extraída do arranjo fotovoltaico, tal perturbação é revertida e retorna ao estado anterior.

Na prática, a perturbação representa um incremento, ou passo, na tensão e/ou na razão cíclica. O passo, a princípio, tem um valor fixo e isso caracteriza um problema, pois, se for muito grande, o algoritmo tende a se estabilizar mais rapidamente, entretanto a oscilação em torno do MPP (ondulação na potência) resulta numa significativa perda de potência. Por outro lado, se o passo for muito pequeno, o algoritmo demora atingir a referência e perde muito nos transitórios.

A estrutura do algoritmo P&O é mostrada na Figura 2.10. Nota-se que o efeito da perturbação na potência é que condiciona o comportamento da tensão.

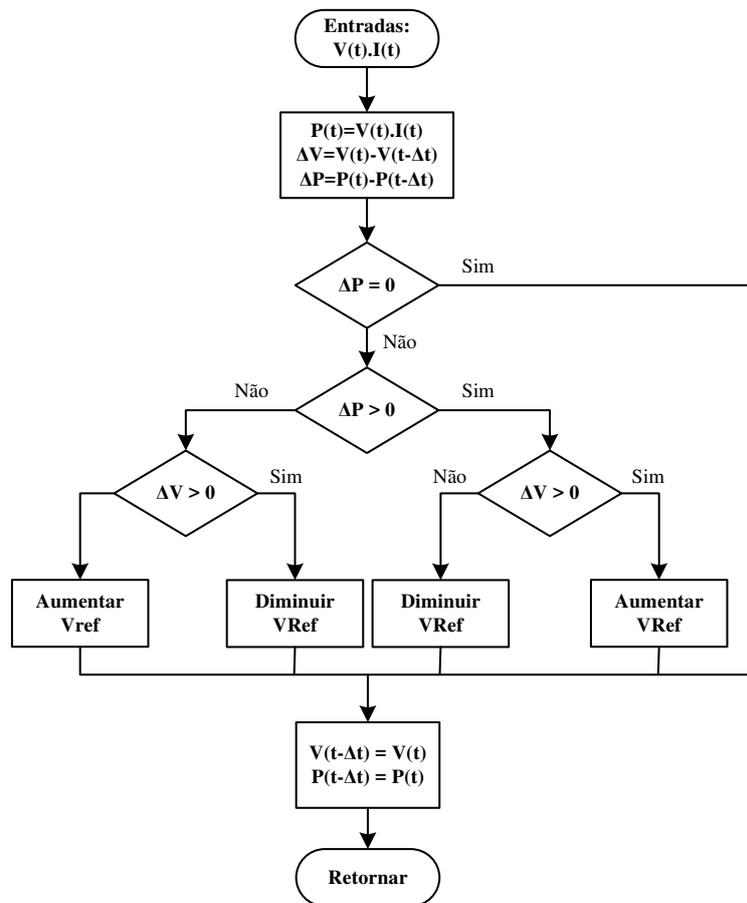


Figura 2.10 Fluxograma do P&O.

Como uma alternativa a alterações climáticas rápidas, o MP&O (perturba e observa modificado) possui o diferencial de possuir dois estágios, num deles a tensão é estimada, mantendo-se fixa e no estágio seguinte é feito o controle segundo o P&O tradicional. Por alternar estimativa e controle, trata-se de um método bem mais lento que o P&O, contudo com menos ondulação na potência [17].

Alternativamente, o EPP (estima-perturba-perturba) combina um estágio de estimativa com dois de controle do tipo P&O, sendo mais rápido que o MP&O e melhorando o desempenho do MPPT. A estrutura do algoritmo do MP&O e do EPP é mostrada na Figura 2.11, em que é possível perceber a semelhança dos dois algoritmos, que se diferenciam apenas na frequência de execução do P&O em relação ao modo de estimativa. No MP&O, há um modo de operação de P&O para um

de tensão constante ($MAX = 2$), já no EPP, há dois modos de operação P&O para um de tensão constante ($MAX = 3$).

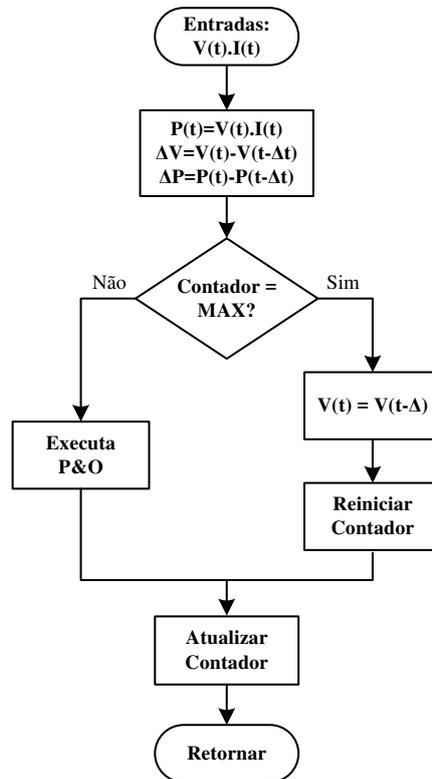


Figura 2.11 Fluxograma genérico para MP&O e EPP.

2.3.4 - Condutância Incremental

O método da condutância incremental (*InC*) consiste em calcular a derivada da potência em relação à tensão e é o valor dessa derivada que regula o tamanho do passo. Isto é, próximo ao MPP, a derivada é muito pequena e o passo possui também um tamanho pequeno. Se a derivada for positiva, significa que o MPP está à direita e o algoritmo precisa avançar e se a derivada for negativa, resulta que o MPP está à esquerda e o algoritmo precisa recuar. Quando a derivada é nula, o sistema está no MPP. Além disso, o referido método possui menor ondulação na potência e é mais rápido se comparado ao P&O, embora à custa de maior peso computacional.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d}{dV}(VI) = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.12)$$

A equação (2.12) descreve como a busca no algoritmo do MPP é realizada, cujo objetivo é encontrar a derivada nula da potência em relação a tensão do sistema, $(dP/dV)=0$, o que implica na localização do MPP mais próximo. Um dos problemas desse método é que ele pode se acomodar num ótimo local, causado por sombra parcial, o que significaria perda de potência [16].

2.3.5 - Método R

O método R é baseado numa variação do P&O que busca atenuar as oscilações próximas ao MPP definindo um parâmetro de controle a partir da tensão e corrente medidos, como pode ser analisado através da equação (2.13), em que R_{PV} é resistência definida a partir da tensão V_{PV} e corrente I_{PV} medidos. Trata-se de uma curva de resistência que evita a queda brusca de potência em relação ao P&O definido a partir da tensão, conforme descrito em [16].

$$R_{PV} = \frac{V_{PV}}{I_{PV}} \quad (2.13)$$

O referido método é eficaz, sobretudo, quando há uma queda acentuada de tensão próxima ao MPP. Nesse caso, a corrente e a potência sofrem alterações consideráveis se a variável perturbada for a tensão. Em vez disso, traçar o parâmetro R_{PV} evita problemas de instabilidade próxima ao MPP, pois tal parâmetro teria uma variação ΔR menor se comparado à variação da tensão original (ΔV). No entanto, o método R também não é capaz de evitar recair em um máximo local de potência [16].

2.3.6 - O Problema da Sombra Parcial

As origens da sombra parcial podem estar associadas, a princípio, com a nebulosidade. Em [19] é apresentada a curva característica da radiação em função do tempo considerando um dia sem nebulosidade, ou ensolarado, e outros sujeitos a diferentes padrões de sombreamento.

A partir da Figura 2.12, é possível observar que em dias nublados, o comportamento da radiação em função do tempo é totalmente aleatório, o que se reflete nas curvas de potência do painel fotovoltaico. Esse comportamento justifica o fato de que, qualquer que seja o algoritmo de MPPT, tem que ter transitório rápido.

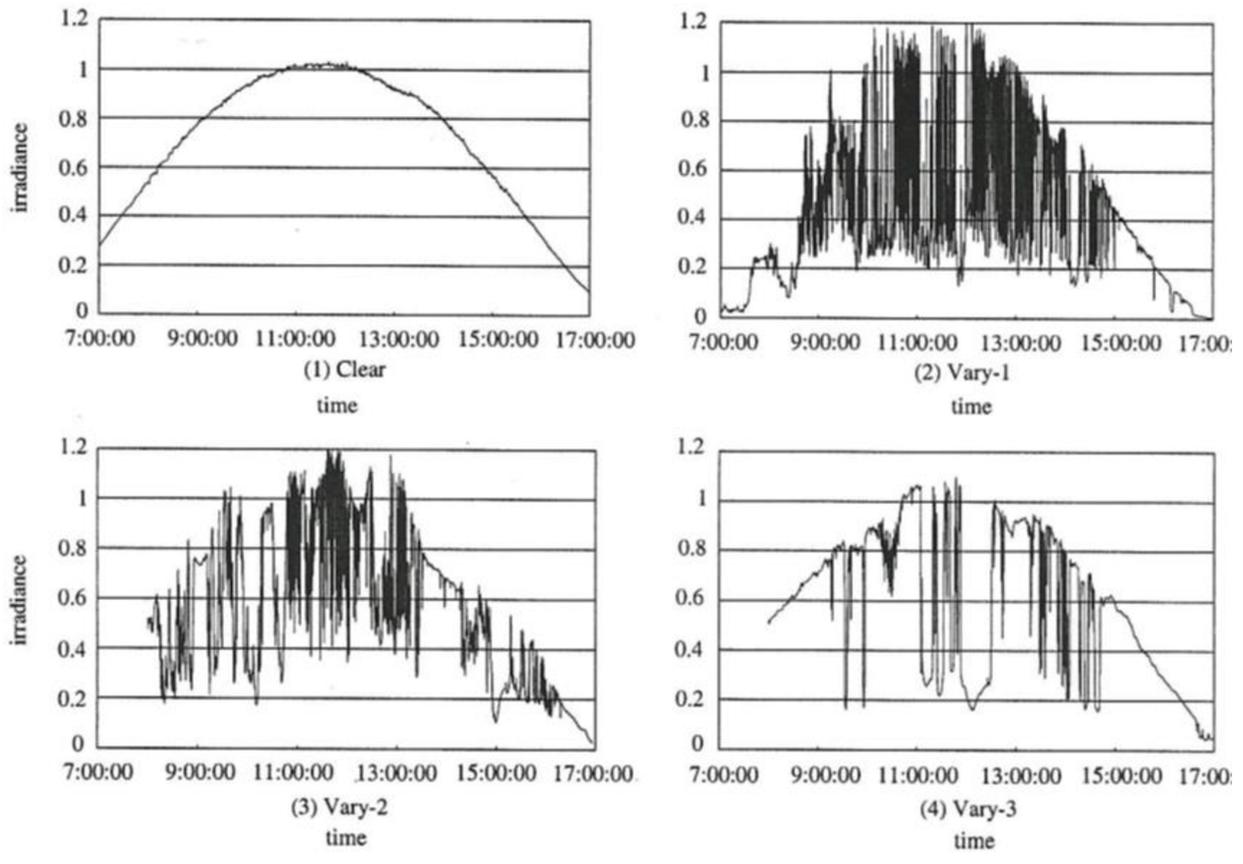


Figura 2.12 Curvas características de radiação em função do horário para (1) um dia ensolarado e (2), (3) e (4) diferentes condições de nebulosidade (Fonte: Matsukawa *et al.*, 2003).

Em [20] é mencionado o comportamento da curva P-V quando o painel está sujeito a uma radiação uniforme, com a existência de apenas um ponto máximo, que define claramente o MPP, conforme se pode observar na Figura 2.13.

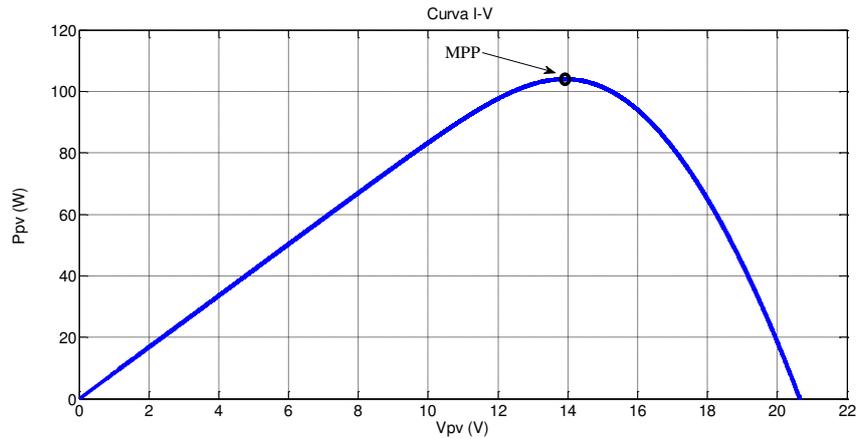


Figura 2.13 Curva característica (P-V) de um arranjo fotovoltaico submetido a condições uniformes de radiação.

Entretanto, quando o painel está sujeito a condições não uniformes de radiação, especificamente sombra em algumas células e/ou alguns painéis do arranjo série sombreados, surgem máximos locais (Figura 2.14) que muitas vezes estão abaixo do máximo global que define o MPP [20].

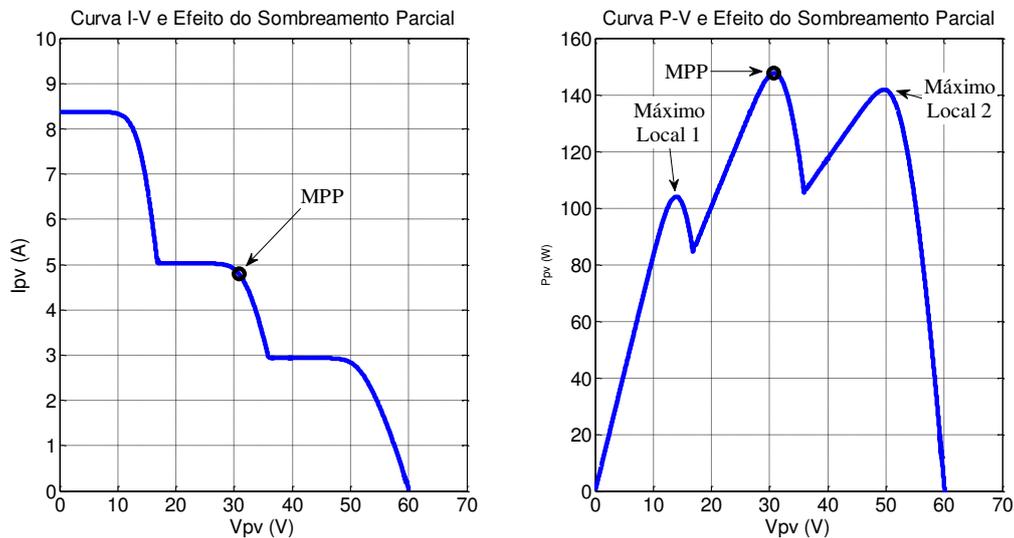


Figura 2.14 Curvas características de um arranjo fotovoltaico submetido a sombra parcial.

Nesse contexto, métodos tradicionais podem atracar um ponto de máximo local e não um ponto de máximo global, implicando perda de eficiência com a redução da energia gerada. A

problemática da sombra parcial justifica, portanto, o desenvolvimento de algoritmos que busquem soluções fora da vizinhança próxima e, com isso, possam escapar de máximos locais e atracarem eficientemente o verdadeiro MPP do arranjo fotovoltaico. Isso se configura claramente em um problema de otimização e uma aplicação viável para algoritmos de Meta-heurística.

2.4 - CONCLUSÃO

Nesse capítulo foi apresentado o modelo da célula fotovoltaica e, em consequência, o modelo do painel fotovoltaico com suas curvas características e o ponto de máxima potência (MPP). Na sequência foram sumarizados os estudos que tem sido feitos para melhorar a exploração da energia solar fotovoltaica, por meio de um mecanismo de controle denominado rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). A partir de então, foi apresentada a problemática da sombra parcial que expõe a limitação dos métodos tradicionais de MPPT e justifica o desenvolvimento de algoritmos que busquem soluções fora da vizinhança próxima e, com isso, possam escapar de máximos locais e atracarem eficientemente o verdadeiro MPP do arranjo fotovoltaico.

CAPÍTULO 3 - NOVO MÉTODO DE MPPT BASEADO NO RECOZIMENTO SIMULADO

3.1 - INTRODUÇÃO

Os métodos de MPPT tradicionais são algoritmos “*hill climb*” (subida de morro) dinâmicos, pois as curvas de potência mudam com o tempo. Heurísticas como o GA (*Genetic Algorithm* – Algoritmo Genético) e SA (*Simulated Annealing* – Recozimento Simulado) são algoritmos de “*hill climb*” estáticos, pois exploram funções que não mudam com o tempo, por exemplo, no sentido de maximizá-las, [21] e [22]. Portanto, trata-se de algoritmos envolvidos em problemas de otimização.

Contudo, a ideia é adaptar o algoritmo (SA) para ser utilizado dinamicamente (*on line* no sistema) para “subir o morro” da potência, explorando com aleatoriedade convergente a função objetivo potência, esta em função da tensão ou do tempo, no sentido de alcançar o MPP global, mesmo na ocorrência de sombras parciais no arranjo fotovoltaico série.

É nesse contexto que o *Simulated Annealing* – MPPT (SA-MPPT) – ou MPPT baseado no algoritmo de recozimento simulado – é proposto, como uma heurística que visa perturbar o sistema randomicamente e, através da dinâmica própria do referido algoritmo, forçar a convergência do sistema para o MPP, evitando-se, entretanto, incorrer em máximos locais se, porventura, o arranjo fotovoltaico estiver sujeito a sombreamento parcial.

Porém, antes de entrar no estudo do método em si, é importante salientar que, para o devido processamento da energia extraída dos painéis fotovoltaicos - a partir do uso do Recozimento Simulado como técnica de MPPT - optou-se pelo uso do conversor CC-CC do tipo elevador (Boost) na configuração apresentada na Figura 3.1, abaixo.

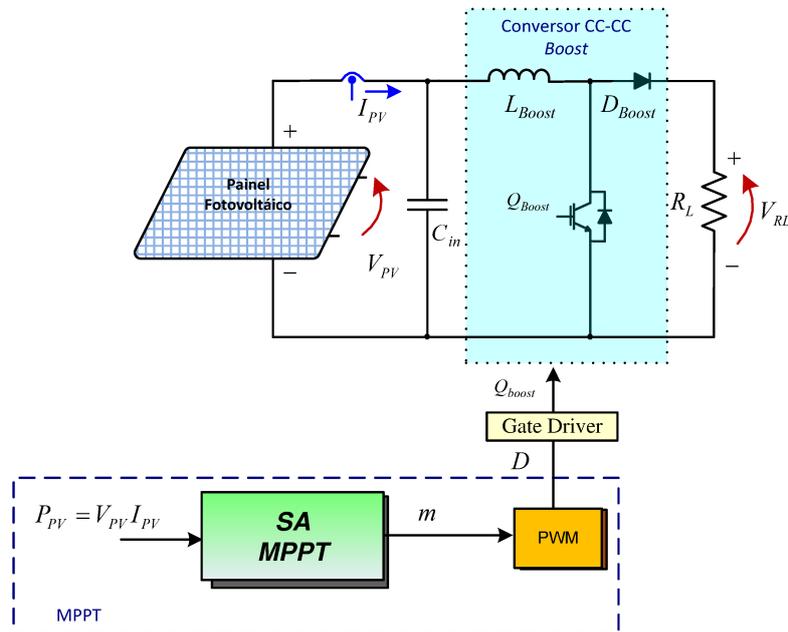


Figura 3.1 - Diagrama do circuito de um conversor CC-CC Boost conectado a um painel fotovoltaico.

Como se pode observar na Figura 3.1, I_{PV} e V_{PV} são, respectivamente, a corrente e a tensão, extraídas do painel fotovoltaico, D é a razão cíclica ou ciclo ativo da chave (IGBT) e P é a potência extraída em um dado instante de tempo. Dessa forma, sempre que houver perturbações nas variáveis de entrada, que ocorrerão em I_{PV} ou V_{PV} com o ajuste da razão cíclica, estas visam o aumento de P . Portanto a razão cíclica (D) é ajustada mudando-se o nível de tensão do sinal modulante (m). Ou, em outras palavras, D (do algoritmo) é o próprio m .

É importante salientar que esse algoritmo de MPPT (SA-MPPT) foi concebido com o conversor CC-CC do tipo elevador (Boost) operando em malha aberta para as variáveis de entrada desse conversor CC-CC. Portanto, não há o controle das variáveis V_{PV} e I_{PV} e o passo em busca do MPP é dado diretamente na razão cíclica.

O ganho estático do conversor CC-CC Boost, quando em modo de condução contínua (MCC), é definido por:

$$Ganho_{CC} = \frac{1}{1-D} \quad (3.1)$$

O que garante um nível de tensão CC, na saída do conversor, mais alto que a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico (V_{PV}), conquanto que o ganho CC não ultrapasse três para se evitar perda de eficiência desse conversor CC-CC [23].

Dessa forma, para o conversor CC-CC Boost, desde que a tensão de saída seja maior que o maior valor de tensão possível de entrada, não haverá região em que o rastreamento do MPP não seja possível [15].

3.2 - RECOZIMENTO SIMULADO

O recozimento simulado (*Simulated Annealing*) é um algoritmo que busca o ponto ótimo de uma função e espelha-se no processo de aquecimento e posterior resfriamento controlado, usado na têmpera dos metais e suas ligas, processo esse conhecido como recozimento. O perfil de resfriamento do metal dita o perfil cristalino deste ao final do processo. Se o resfriamento ocorrer de forma rápida, a estrutura molecular – que no início está agitada e se posicionando aleatoriamente, por causa do aquecimento – não terá tempo suficiente para se ajustar e resultará uma estrutura não uniforme ou, em outras palavras, com energia interna não mínima, e o metal será duro e com imperfeições cristalinas. No entanto, se o resfriamento ocorrer de forma lenta, a estrutura cristalina se ajustará gradualmente de forma a manter o equilíbrio de forças e garantir maior estabilidade, atingindo um estado de energia interna mínima e o metal resultante terá uma estrutura uniforme e livre de imperfeições.

O algoritmo SA emprega conceitos da mecânica estatística e é uma metáfora do processo físico, sendo que a ideia fundamental do mesmo é quebrar o estado corrente de acomodação dos

“átomos” e promover um “resfriamento gradual” (no sentido metafórico) e com isso permitir maximização ou minimização de uma função a partir de um objetivo e/ou de uma função custo [21].

Como método de otimização, o algoritmo do recozimento simulado perturba as variáveis de entrada e armazena-se o melhor valor obtido. A cada perturbação a “temperatura” é, então, reduzida e esse processo é executado até a obtenção de um resultado satisfatório. Como consequência, tem-se maior probabilidade de otimização global, considerando-se as sucessivas perturbações [22].

O recozimento simulado possui uma aceitação a soluções de piora com uma probabilidade regulada pela temperatura (T) – temperatura aqui é considerada uma variável do algoritmo do recozimento simulado e nada tem a ver com a temperatura do painel fotovoltaico – e a variação do custo (Δ).

Para implementar o SA, são consideradas as variáveis listadas na Tabela 3.1, abaixo.

Tabela 3.1 – Lista de Variáveis do Algoritmo do Recozimento Simulado.

Símbolo	Significado
X	Variáveis de projeto iniciais e solução gerada na iteração corrente.
X^*	Melhor solução encontrada
f	Função objetivo $f = f(X)$.
f'	Valor da função objetivo numa vizinhança X' de X , sendo $f(X') = f'$.
T_0	Temperatura inicial
T	Temperatura corrente
p	Probabilidade regulada pela variação de custo e temperatura corrente.

Um pseudocódigo é apresentado aqui:

Passo 1: *Atribuir a X uma solução inicial*

Passo 2: *Fazer $X^* = X$*

Passo 3: *Definir uma temperatura inicial T_0*

Passo 4: *Verificar se as condições de parada foram encontradas*

Passo 5: *Escolher (aleatoriamente) um ponto X' vizinho de X*

Passo 6: *Calcular $\Delta = f(X') - f(X)$*

Passo 7: Verificar se $\Delta < 0$

Passo 8: Se Passo 7 for verdadeiro: fazer $X = X'$.

Se $(f(X') < f(X^*))$

fazer $X^* = X'$

Passo 9: Se Passo 7 não for verdadeiro: gerar um número aleatório p' .

Se $p' < \exp(-\Delta/T)$

fazer $X = X'$

Passo 10: Atualizar T

Passo 11: Retornar ao Passo 4

As equações (3.2) e (3.3) constituem um algoritmo SA genérico para encontrar o máximo global de uma função. As condições iniciais de temperatura (T) e conjunto de possíveis soluções são definidas aleatoriamente.

$$\Delta = f - f' \quad (3.2)$$

$$p(\Delta, T) = e^{-\Delta/T} \quad (\Delta \geq 0) \quad (3.3)$$

A equação (3.2) mostra o cálculo do parâmetro denominado variação de custo, como a diferença entre o valor da função objetivo num determinado X e em um ponto de sua vizinhança. Note que se o valor de Δ for muito grande, a equação (3.3) gera uma probabilidade mínima de piora, assim como ocorre com a diminuição da temperatura.

Entretanto, se a variação de custo for pequena, a aceitação de soluções de piora é maior, assim como ocorre quando a temperatura está elevada.

A probabilidade de aceitação de piora ocorre quando a variação de energia é um valor positivo pequeno e a temperatura é elevada. Nesse aspecto, o algoritmo fica mais seletivo conforme a “temperatura” diminui.

Após calcular o parâmetro p , é gerado um número aleatório p' no intervalo $[0,1]$, se esse número for inferior a p , isto é, $p' < p$, o ponto é aceito. Caso contrário, ele é rejeitado. Com isso, quanto menor o valor de p , menor a probabilidade de p' ser aceito no novo conjunto de possíveis soluções.

Outro caso é quando a variação de custo, indicada em (3.2) resulta num valor negativo.

Nesse caso, o algoritmo já tende naturalmente para um ponto máximo, pois o valor do ponto na vizinhança é maior que o do ponto atual. Numa etapa posterior de verificação, se a função objetivo no ponto máximo da iteração corrente superar o que foi previamente definido como ponto ótimo, então este é substituído pelo novo valor encontrado.

Posteriormente, atualiza-se o valor da temperatura e verifica-se se os critérios de convergência foram atingidos. Em caso afirmativo, o programa termina sua execução. Caso contrário, ele retorna e executa a próxima iteração.

3.2.1 - Algoritmo SA-MPPT

O algoritmo SA, aplicado a painéis fotovoltaicos, tem a finalidade de rastrear o MPP evitando-se o atracamento a máximos locais em situações de sombreamento parcial do conjunto de painéis.

Nesse contexto, a potência é a função objetivo ($f = P$) e a razão cíclica é a variável de projeto ($X = D$). O ajuste da razão cíclica, dentro de seu universo de possibilidades, conduz o sistema a estados que podem ou não ser a solução ótima em termos de extração de potência do arranjo fotovoltaico. Ou seja, quando a “amostra” está “quente”, o ajuste aleatório da razão cíclica não necessariamente conduz ao MPP. Entretanto, quando a “temperatura” vai diminuindo, o algoritmo vai ficando cada vez mais seletivo na escolha de novas soluções. Portanto, a “temperatura” é usada como critério de convergência desse algoritmo através do ajuste da razão cíclica do conversor CC-CC.

A Figura 3.2 mostra a estrutura do algoritmo SA aplicado às variáveis analisadas, algumas delas listadas na Tabela 3.1, onde K é o número de iterações e critério de parada o algoritmo. As soluções iniciais foram geradas aleatoriamente. Entretanto, há a possibilidade de alguma heurística que optimize isso a partir de algum conhecimento estatístico do sistema e/ou da função, cuja topologia está sendo explorada. Por critérios de projeto, foram adotadas soluções iniciais aleatórias.

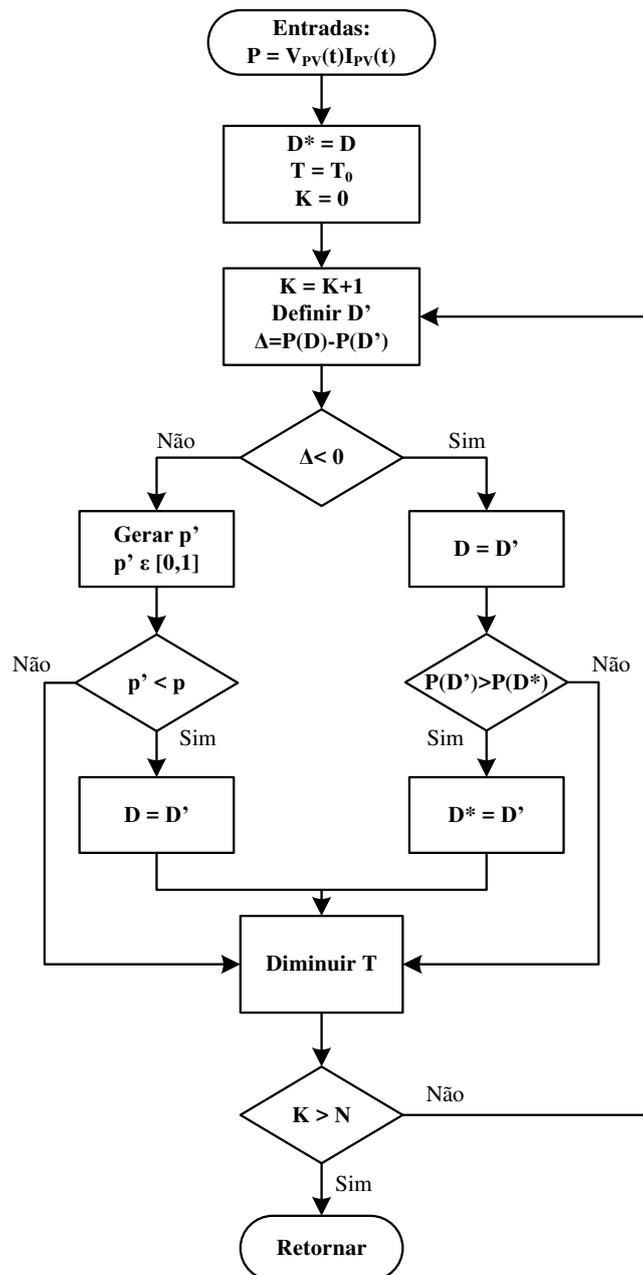


Figura 3.2 - Fluxograma do SA aplicado às variáveis dos sistemas fotovoltaicos. A razão cíclica (D) é a variável independente e a perturbação desta variável afeta a potência, função em que se busca o máximo global.

3.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A Figura 3.3 apresenta o circuito usado na simulação do SA-MPPT no ambiente do software PSIM. Note-se que a chave (IGBT) é controlada por PWM (do inglês *Pulse Width Modulation* ou Modulação por Largura de Pulso) gerado pelo circuito comparador em cujas entradas estão uma onda triangular (VT) e um sinal modulante (m).

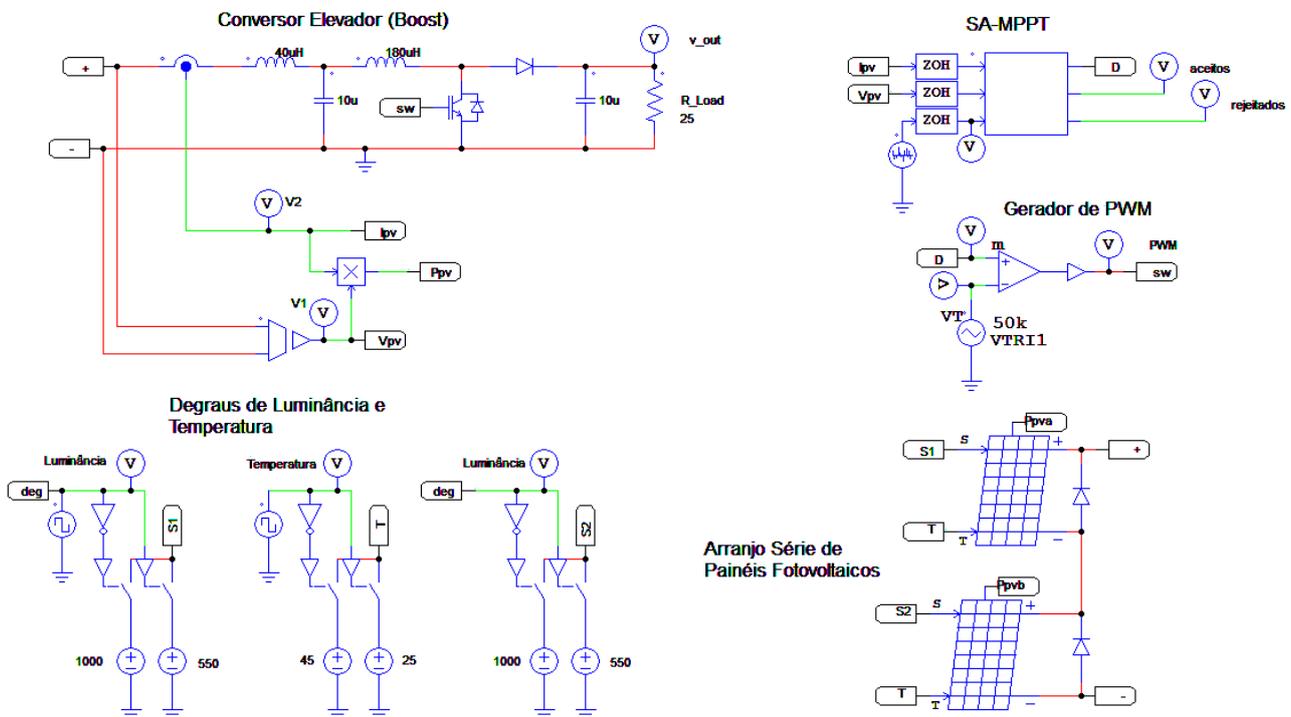


Figura 3.3 - Circuito usado na simulação do SA-MPPT no ambiente do software PSIM.

A Figura 3.4 apresenta o resultado do sistema composto pelo arranjo de dois painéis em série e sua potência total sendo rastreada pelo algoritmo SA-MPPT quando submetido a diferentes degraus de luminosidade e temperatura. Na Figura 3.4 os traços superpostos indicam a potência gerada pelos painéis (na legenda, Painel) e a potência efetivamente extraída dos painéis e entregue à carga como consequência do algoritmo de SA-MPPT (na legenda, Ppv).

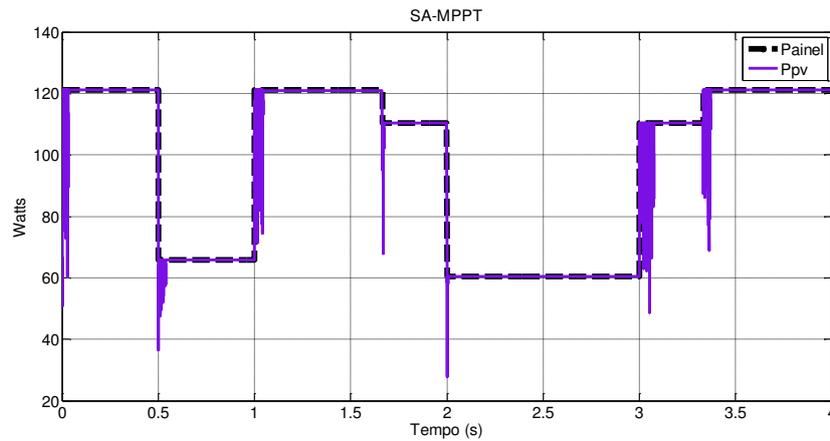


Figura 3.4 – SA-MPPT seguindo potência máxima dos painéis em série, sob diferentes padrões de luminosidade e temperatura.

Na Figura 3.5 está apresentado o sinal modulante (m) sendo alterado pelo algoritmo de SA-MPPT, percorrendo todo o universo de busca. O universo de busca, nesse caso, é definido pela tensão pico-a-pico (4 V) da onda triangular da portadora para modulação da onda de PWM.

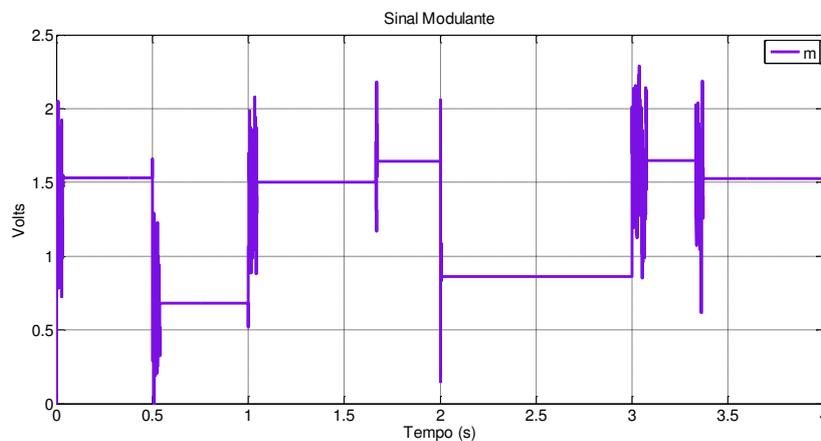


Figura 3.5 - Sinal modulante (m) gerador da razão cíclica (D) percorrendo universo de busca de 0V a 4V.

A Figura 3.6(a) mostra o funcionamento do SA-MPPT em transitórios de potência e as consequentes variações do sinal modulante gerador da razão cíclica (Figura 3.6(b)).

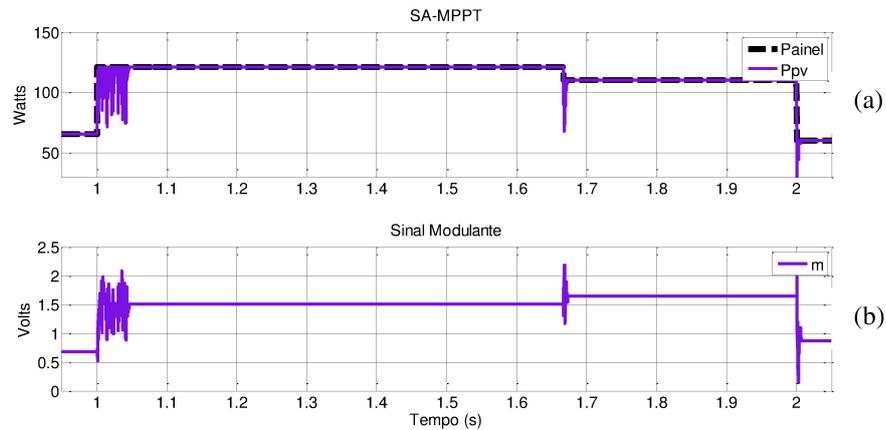


Figura 3.6 - Detalhe do SA-MPPT em transitórios de potência (a) e sinal modulante (b).

A Figura 3.7(a) mostra detalhes do funcionamento do SA-MPPT em transitórios de potência e as consequentes variações do sinal modulante gerador da razão cíclica (Figura 3.7(b)). Os traços superpostos indicam a potência gerada pelos painéis (na legenda, Painel) e a potência efetivamente extraída dos painéis e entregue à carga como consequência do algoritmo de SA-MPPT (na legenda, Ppv).

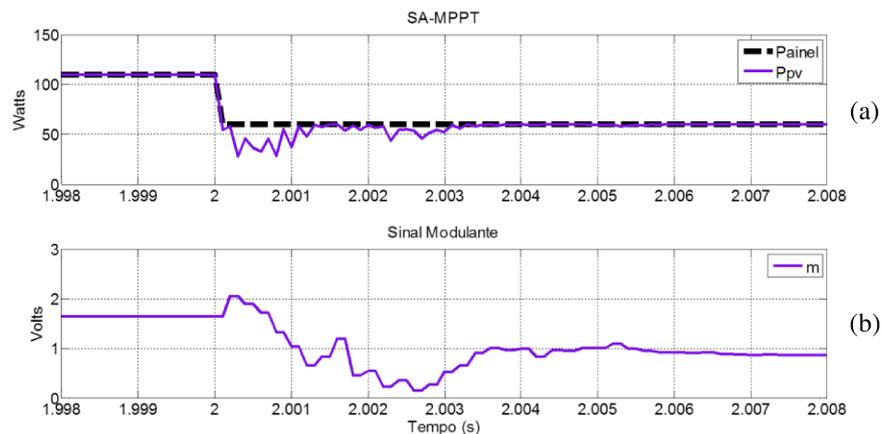


Figura 3.7 - Detalhe do transatório de potência (a) e do sinal modulante (b).

As Figuras 3.8(a) e 3.8(b) também mostram o funcionamento em detalhes do SA-MPPT com os painéis sendo submetidos a transitórios de mudança de irradiância e temperatura. Entretanto,

comparando com as Figuras 3.7(a) e 3.7(b), é necessário notar a aleatoriedade de variação do sinal modulante (e conseqüentemente da razão cíclica) percorrendo o universo de busca.

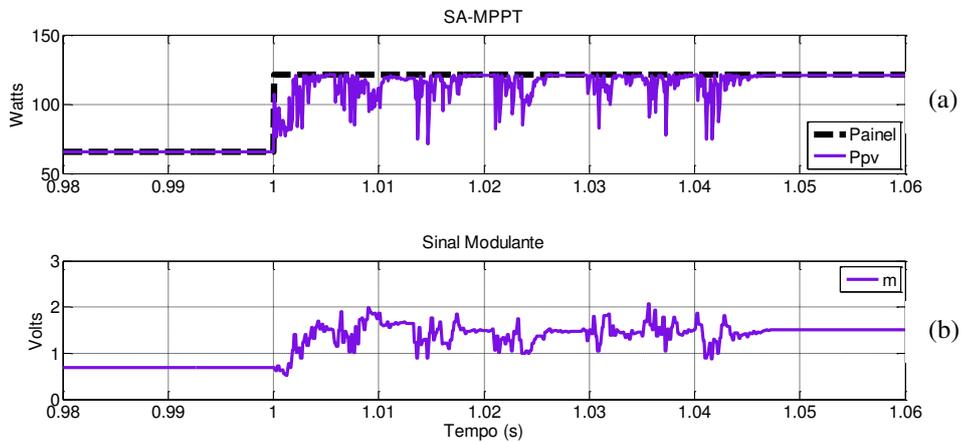


Figura 3.8 - Detalhe do transitório de potência (a) e do sinal modulante (b).

A Figura 3.9 mostra a eficácia do SA como método de MPPT durante transitórios de irradiação e temperatura, onde se observa um rápido processo de busca do novo MPP, a partir de uma perturbação do sistema.

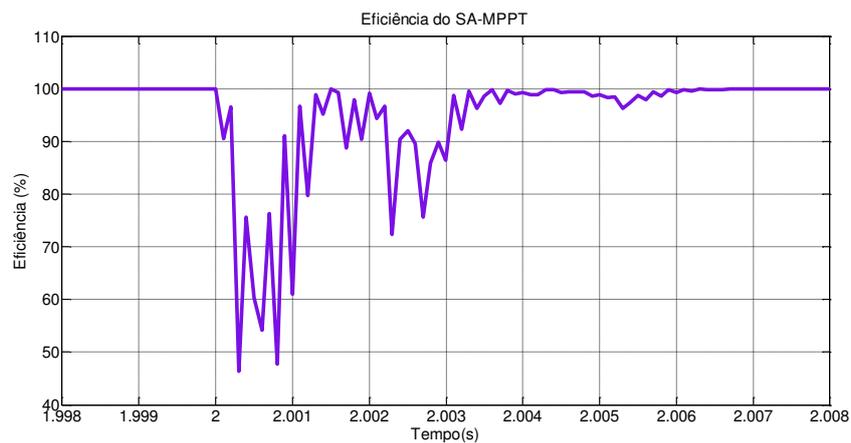


Figura 3.9 - Eficiência do SA-MPPT no transitório de potência.

A Figura 3.10 mostra uma aproximação visual do sinal modulante (m) e destaca a aleatoriedade desse sinal durante o ciclo de execução do SA-MPPT buscando soluções numa

vizinhança mais distante e, com isso, tornando-o menos susceptível que os algoritmos tradicionais à tendência em se fixarem em máximos locais, quando o arranjo série dos painéis fotovoltaicos está submetido a sombreamento parcial.

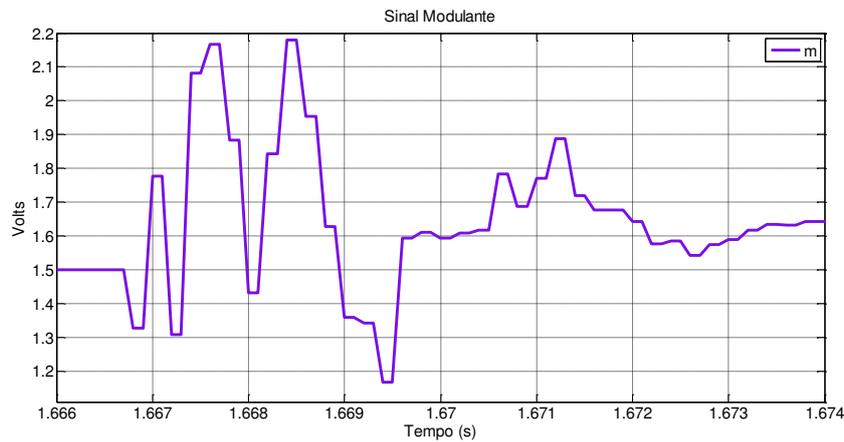


Figura 3.10 Detalhe da aleatoriedade do sinal modulante (m).

3.4 - CONCLUSÃO

O algoritmo foi capaz de rastrear o MPP mesmo quando o arranjo de painéis fotovoltaicos está submetido a variações transitórias rápidas de irradiância e temperatura. Também mostrou uma capacidade de busca de soluções em uma vizinhança não próxima com bastante aleatoriedade e convergência controlada, percorrendo quase toda a faixa da razão cíclica, tornando-o potencialmente capaz de evitar recair em máximos locais de potência e, com isso superar o problema da sombra parcial em arranjo série de painéis fotovoltaicos, podendo ir, portanto, além da capacidade dos algoritmos tradicionais de MPPT.

Uma vantagem não mencionada, mas que pode ser observada diretamente dos resultados de simulação computacional, é o baixo índice de ondulação da potência (*ripple*) quando no MPP. O que torna esse algoritmo especialmente eficiente em termos energéticos em relação aos tradicionais.

No entanto, a par das vantagens, esse tipo de solução heurística – como também outras, baseadas em algoritmos genéticos, por exemplo – requer a geração de números aleatórios durante sua execução. Algo que não é trivial fora da plataforma computacional baseada no PC. Isso acontece, pois, mesmo com a utilização de linguagens de alto nível como a linguagem C, a qual contempla uma função para a geração de números aleatórios, tal função requer uma semente que também deve ser aleatória. No PC geralmente se usa o relógio interno. Num DSC ou DSP (mesmo em um micro controlador) isso deve ser providenciado por algum hardware adicional, como um RTC, por exemplo. O que aumenta ligeiramente o custo e a complexidade de uma montagem para esta finalidade.

Outra questão seria a dificuldade de demonstrar, dinamicamente, a habilidade de um algoritmo de MPPT (qualquer que seja ele) em ser imune ao efeito prejudicial de sombreamentos parciais, pois estes podem apresentar transitórios com duração de alguns segundos e/ou de um dia de geração de energia.

Contudo, em virtude dos méritos mencionados e da necessidade premente de geração de energia cada vez mais eficiente, mais investigação em torno desta nova técnica se faz necessária, incluindo ensaios experimentais em trabalhos futuros.

CAPÍTULO 4 - PROJETO DE CONTROLADOR BASEADO NO MODELO INTERNO UTILIZADO EM P&O MPPT E CONVERSOR CC-CC BOOST QUADRÁTICO

4.1 - INTRODUÇÃO

Para aplicações de geração de energia fotovoltaica conectadas à rede elétrica é necessário um conversor que realize o rastreamento do ponto de máxima potência da associação série e/ou paralela do arranjo de painéis fotovoltaicos, como já foi mencionado anteriormente.

Além disso, esses sistemas conectados requerem um elevado valor da tensão no barramento CC. De um ponto de vista estritamente empírico, a tensão no elo CC deve ser, pelo menos, duas vezes a tensão de pico da rede elétrica, a fim de melhorar a dinâmica de imposição de corrente fluindo para a rede onde o sistema estiver conectado.

Um conversor tipicamente utilizado para tal aplicação é o conversor CC-CC do tipo elevador (Boost), contudo, o ganho estático do conversor Boost é limitado pelas perdas de condução quando a razão cíclica (D) aproxima-se da unidade [23].

Tendo em vista a necessidade de se ampliar a faixa de conversão dos conversores CC-CC, em [24] foi apresentado o conversor Boost Quadrático, no qual o ganho de tensão possui dependência quadrática com D , conforme pode ser visto na equação (4.1), sendo que outras topologias de conversores, com as mesmas características, foram apresentadas em [25] e [26].

$$Ganho_{CC\ Boost_Quadrático} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (4.1)$$

Com o intuito de reduzir as perdas de comutação e emissão de ruídos eletromagnéticos (EMI), foram desenvolvidos conversores Boost Quadráticos com comutação suave em [27-30] e diferentes técnicas de controle foram apresentadas em [31-36].

Nesses estudos são propostos métodos de controle para o conversor Boost Quadrático, o qual apresenta dificuldades técnicas de controle em virtude de sua dinâmica, caracterizada por um

sistema de quarta ordem. Aliado a isso, quando a variável a ser controlada é a tensão de entrada do conversor (V_{PV}) – caso típico em algoritmos de MPPT que operam em malha fechada para as variáveis de interesse – a dinâmica do mesmo é marcada pela presença de polos conjugados complexos próximos ao eixo imaginário, do plano s , e dois zeros conjugados complexos no semi-plano direito, que invertem a resposta temporal desse sistema, quando sob a ação de compensadores PI.

Essas questões são abordadas em [37] onde é analisado o uso do conversor Boost Quadrático para o rastreamento do MPP (*Maximum Power Point*) e aplicado ao mesmo um controlador PID, somado à ação de um filtro supressor de ruído, do tipo *Notch*, que minimiza o efeito dos polos próximos ao eixo $j\omega$.

Todavia, com o intuito de pesquisar um método que melhore a controlabilidade desse conversor CC-CC, é proposto, nesse capítulo, o projeto de um controlador baseado no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (*1 Degree of Freedom* – 1 DOF) aplicado ao conversor Boost Quadrático, avaliando seu desempenho através de resultados de simulações computacionais e resultados experimentais, visando a verificação da viabilidade de sua aplicação em MPPT, de acordo com as necessidades do sistema a ser conectado à rede elétrica monofásica, no tocante ao nível da tensão do barramento CC.

A Figura 4.1 mostra a estrutura do sistema envolvendo o MPPT (Perturba e Observa – P&O) e o controlador IMC, ambos em conjunto com o conversor CC-CC Boost Quadrático.

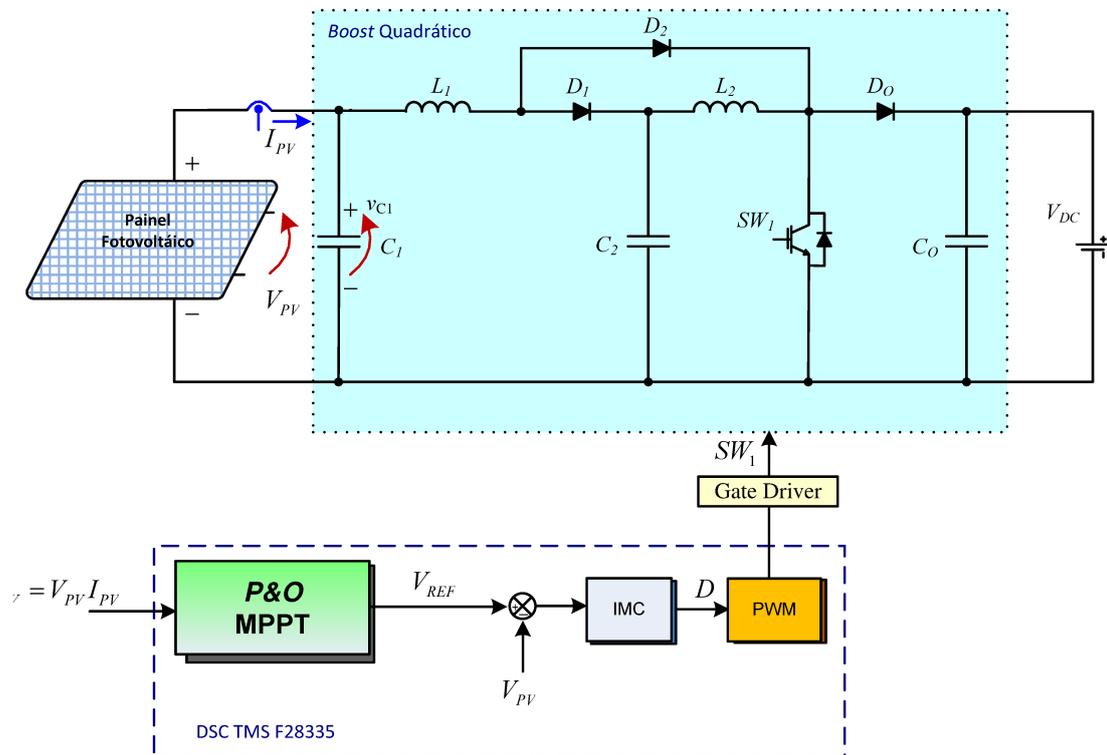


Figura 4.1 - Estrutura do sistema envolvendo o MPPT, o controlador IMC e o conversor CC-CC Boost Quadrático.

4.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA

Para o projeto do controlador, o processo de modelagem do conversor Boost Quadrático foi realizado por intermédio de espaços de estados médios [38]. Esta modelagem foi apresentada pela primeira vez em [39], e foi desenvolvida como uma técnica que permite obter um modelo de variáveis médias no espaço de estados, resultando em um modelo linear válido para pequenas perturbações, através da linearização em torno de um ponto de operação.

Para a modelagem do conversor Boost Quadrático operando como um rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico, o circuito do conversor deve ser analisado conforme mostra a Figura 4.2.

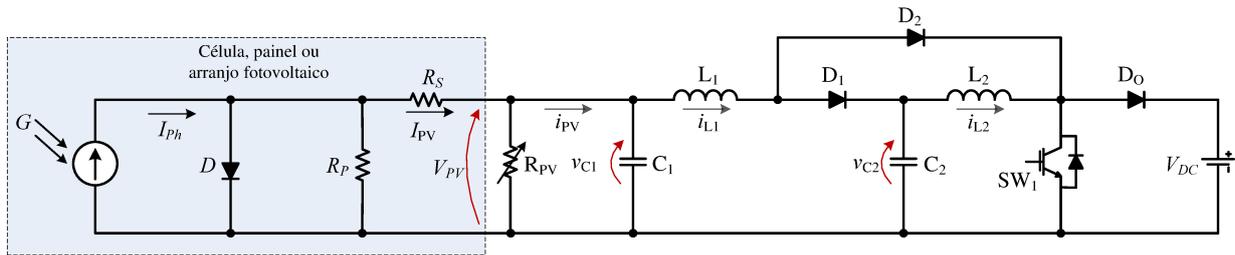


Figura 4.2 – Conversor Boost Quadrático para modelagem como rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico.

Pode ser visto na Figura 4.2, que a tensão no barramento CC de saída é considerada fixa (V_{DC}), sendo que a tensão de entrada do conversor ($V_{PV} = v_{c1}$) deverá ser controlada por uma lógica de controle definida pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência do tipo perturba e observa (P&O-MPPT).

O resistor R_{PV} representa a resistência equivalente de saída do arranjo fotovoltaico e está, portanto, ligado às variações da tensão de saída desse arranjo (ou painel) fotovoltaico (V_{PV}) e sua corrente (I_{PV}).

Numa modelagem tradicional, V_{DC} e I_{PV} seriam as entradas da equação de estados desse sistema. Entretanto, optou-se por modelar a entrada [$u(t)=I_{PV}(t)$] como uma função de um estado, especificamente v_{c1} , uma vez que $I_{PV}=v_{c1}/R_{PV}$. Fazendo-se desse modo, eliminou-se a representação de I_{PV} como uma entrada e a necessidade da inclusão do modelo da célula fotovoltaica na modelagem desse sistema. O modelo da célula fotovoltaica está descrito em [15] e está, portanto, implícito quando se utiliza R_{PV} para modelar o painel ou arranjo de painéis fotovoltaicos, a partir de suas características elétricas de saída [15]. Dessa forma, é incluído o modelo do painel no sistema do conversor CC-CC Boost Quadrático e, como simplificação, admite-se I_{PV} (e sua variação) como uma perturbação a ser rejeitada pelo compensador, uma vez que se pretende controlar V_{PV} .

Para a realização da modelagem matemática foram consideradas duas etapas associadas ao conversor em cada intervalo de chaveamento. A Figura 4.3 apresenta o esquema destas duas etapas.

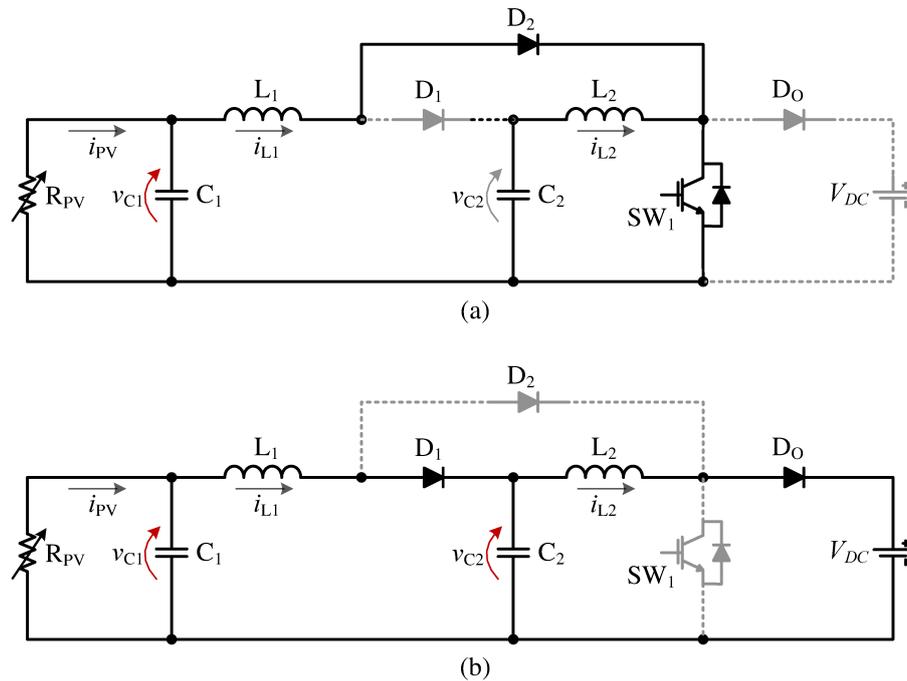


Figura 4.3 Etapas do Conversor CC-CC nos dois intervalos de chaveamento

Durante a Etapa 1, mostrada na Figura 4.3(a), as chaves SW_1 e D_2 permanecem fechadas e D_1 e D_0 abertas. Dessa forma, o conversor pode ser descrito por equações de estado lineares como:

$$\dot{x} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (4.2)$$

$$y = C_1 x(t) + D_1 u(t) \quad (4.3)$$

Na Etapa 2, Figura 4.3(b), as chaves SW_1 e D_2 permanecem abertas e D_1 e D_0 fechadas e as equações de estados lineares são, portanto:

$$\dot{x} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (4.4)$$

$$y = C_2 x(t) + D_2 u(t) \quad (4.5)$$

Nas quais:

x = vetor de estado

\dot{x} = derivada do vetor de estado em relação ao tempo

y = vetor de saídas

u = vetor de entradas

A = matriz do sistema

B = matriz de entradas

C = matriz de saídas

D = matriz de realimentação

Onde:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \quad \dot{x} = \begin{bmatrix} i'_{L1} \\ i'_{L2} \\ v'_{C1} \\ v'_{C2} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad u(t) = V_{DC} \quad (4.6)$$

As matrizes de sistema para chave fechada (A_1) e chave aberta (A_2) são dadas por:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_{PV}C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_{PV}C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

As matrizes de entrada para a chave fechada (B_1) e chave aberta (B_2) são dadas por:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Considerando que o conversor opere no modo de condução contínua (MCC), as matrizes de sistema e de entrada podem ser representadas pelos seus valores médios:

$$A_{med} = A_1 D + A_2 (1-D) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_{PV} C_1} & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$B_{med} = B_1 D + B_2 (1-D) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{(1-D)}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Para realizar a linearização, deve-se obter o ponto de operação em regime permanente, onde as derivadas das variáveis de estado tornar-se-ão nulas.

Assim, podemos obter os valores médios das variáveis de estado fazendo:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} B_{med} V_{DC} \quad (4.10)$$

Após serem determinados os valores médios das variáveis de estado, determina-se o modelo de pequenos sinais, perturbando as variáveis no ponto de operação.

Para tanto, considera-se que essas variáveis são compostas pelo seu valor médio e pelas pequenas perturbações ao redor desse ponto.

Da mesma forma, introduzem-se perturbações na razão cíclica para a análise do modelo matemático.

Portanto:

$$\begin{aligned} x(t) &= X + \hat{x}(t) \\ u(t) &= U + \hat{u}(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ d'(t) &= 1 - d(t) = D' - \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Seja, então:

$$B_d = [A_1 - A_2]X_{med} + [B_1 - B_2]V_{DC} \quad (4.12)$$

Aplicando-se as perturbações de pequenos sinais à equação de espaço de estados médio, com as devidas simplificações e, ainda, aplicando-se a transformada de Laplace na equação, resulta em:

$$\hat{X}(s) = (sI - A_{med})^{-1} [B_{med}\hat{U}(s) + B_d\hat{D}(s)] \quad (4.13)$$

Para obter as funções de transferência, será utilizado o princípio da superposição de efeitos.

Primeiramente, considera-se a perturbação na tensão de saída nula ($\hat{U}(s) = 0$), então:

$$\hat{X}(s) = (sI - A_{med})^{-1} B_d \hat{D}(s) \quad (4.14)$$

Assim, as funções de transferência das perturbações das variáveis de estado em relação às perturbações na razão cíclica ($\hat{D}(s)$) resultarão em:

$$G_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (sI - A_{med})^{-1} B_d = \begin{bmatrix} \hat{G}_{i_{L1}d} \\ \hat{G}_{i_{L2}d} \\ \hat{G}_{v_{C1}d} \\ \hat{G}_{v_{C2}d} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

A função de transferência da perturbação da corrente no indutor L_1 ($\hat{I}_{L1}(s)$) pela perturbação da razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{i_{L1}d} = \frac{V_{DC}(D-1)\{2R_{pV} + [2R_{pV}^2 C_1 - L_2(1-D)^2]s + [R_{pV} C_2 L_2 - R_{pV} C_1 L_2(1-D)^2]s^2 + (R_{pV}^2 C_1 C_2 L_2)s^3\}}{R_{pV}\{R_{pV} + [L_1 + L_2(1-D)^2]s + [R_{pV}(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2(1-D)^2)]s^2 + (C_2 L_1 L_2)s^3 + (R_{pV} C_1 C_2 L_1 L_2)s^4\}} \quad (4.16)$$

A função de transferência da perturbação da corrente no indutor L_2 ($\hat{I}_{L2}(s)$) pela perturbação da razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{i_{L2}d} = \frac{V_{DC}\{3R_{pV}(1-D)^2 + [L_1(1-D)^2 + R_{pV}^2 C_2 + 2R_{pV}^2 C_1(1-D)^2]s + [R_{pV} C_2 L_1 + R_{pV} C_1 L_1(1-D)^2]s^2 + (R_{pV}^2 C_1 C_2 L_1)s^3\}}{R_{pV}\{R_{pV} + [L_1 + L_2(1-D)^2]s + [R_{pV}(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2(1-D)^2)]s^2 + (C_2 L_1 L_2)s^3 + (R_{pV} C_1 C_2 L_1 L_2)s^4\}} \quad (4.17)$$

A função de transferência da perturbação da tensão no capacitor C_1 ($\hat{V}_{C1}(s)$) pela perturbação da razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_{C1/d}} = \frac{V_{DC}(D-1)[2R_{pV} - L_2(1-D)^2s + (R_{pV}C_2L_2)s^2]}{R_{pV} + [L_1 + L_2(1-D)^2]s + [R_{pV}(C_1L_1 + C_2L_2 + C_1L_2(1-D)^2)]s^2 + (C_2L_1L_2)s^3 + (R_{pV}C_1C_2L_1L_2)s^4} \quad (4.18)$$

A função de transferência da tensão no capacitor C_2 ($\hat{V}_{C2}(s)$) pela perturbação na razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_{C2/d}} = \frac{V_{DC}\{-R_{pV}^2 + [R_{pV}(-L_1 + 2L_2(1-D)^2)]s + [L_1L_2(1-D)^2 + C_1R_{pV}^2(-L_1 + L_2(1-D)^2)]s^2 + [R_{pV}L_1L_2C_1(1-D)^2]s^3\}}{R_{pV}\{R_{pV} + [L_1 + L_2(1-D)^2]s + [R_{pV}(C_1L_1 + C_2L_2 + C_1L_2(1-D)^2)]s^2 + (C_2L_1L_2)s^3 + (C_1C_2L_1L_2R_{pV})s^4\}} \quad (4.19)$$

Com o propósito de controlar a tensão de entrada do conversor Boost Quadrático e, conseqüentemente, extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico, a função de transferência a ser utilizada será a $\hat{G}_{V_{C1/d}}$ expressa na equação (4.18).

4.3 - ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

A Tabela 4.1 mostra as especificações elétricas para condições de teste padrão ($G = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$) dos painéis da Kyocera modelo KD135SX-UPU e suas características resultantes para o arranjo em série de 8 painéis instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência (NUPEP) do campus Santa Mônica da Universidade Federal de Uberlândia.

O conversor Boost Quadrático será utilizado para fazer o rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico e elevar a tensão para $350 V_{CC}$. Contudo essa tensão não será controlada por esse conversor CC-CC.

A tensão no elo CC será controlada por um compensador PI em cascata com o controlador da injeção de corrente, ambos atuando em conjunto com o inversor de tensão e em conexão com a rede. Desde que esse sistema da injeção de corrente atue corretamente, admite-se que a tensão no elo CC seja fixa em $350 V_{CC}$.

Tabela 4.1 – Dados dos painéis e arranjo fotovoltaico.

Condições Padrão de Teste ($G = 1000 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$)		
Parâmetros:	1 Painel	8 Painéis em série
P_{mp}	135 W	1080 W
V_{mp}	17,7 V	141,6 V
I_{mp}	7,63 A	7,63 A
V_{oc}	22,1 V	176,8 V
I_{sc}	8,37 A	8,37 A
K_{TC}	$5,02 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$	$5,02 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$
K_{TV}	$-8,0 \cdot 10^{-2} \text{ V/}^\circ\text{C}$	$8(-8,0 \cdot 10^{-2}) \text{ V/}^\circ\text{C}$
Tolerância	$\pm 5\%$	$\pm 5\%$

4.4 - ROTEIRO DE PROJETO

O roteiro de projeto é composto pelas especificações do sistema e pelo dimensionamento dos componentes do conversor CC-CC. A seguir serão apresentadas as etapas de projeto do conversor Boost Quadrático e o respectivo método de controle do mesmo.

4.5 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

É necessária a especificação dos seguintes parâmetros:

- Máxima potência do arranjo (P_{mp}):

$$P_{mp} = 8(135) = 1080 \text{ W} \quad (4.20)$$

- Tensão máxima de entrada (V_{imax}):

$$V_{imax} = V_{oc} = 8(22,1) = 176,8 \text{ V} \quad (4.21)$$

- Tensão mínima de entrada (V_{imin}):

$$V_{imin} = V_{mp} = 8(17,7) = 141,6 \text{ V} \quad (4.22)$$

Entretanto, considerando-se o parâmetro K_{TV} para o arranjo de 8 painéis em série e uma temperatura de operação estimada em $65 \text{ }^\circ\text{C}$, pois, em dias de sol claro a temperatura do painel é tipicamente 20 a $40 \text{ }^\circ\text{C}$ maior do que a ambiente [41], a tensão mínima de entrada (V_{imin}) pode ser

estimada em:

$$V_{i\min} = 141,6 - 25,6 = 116V \quad (4.23)$$

- Rendimento esperado para o conversor Boost Quadrático (η_b):

$$\eta_b = 0,97 \quad (4.24)$$

- Tensão de saída do conversor Boost Quadrático (V_{DC}):

$$V_{DC} = 350V \quad (4.25)$$

- Tensão de pico da rede (V_{Prede}):

$$V_{Prede} = 179,6V \quad (4.26)$$

- Frequência de chaveamento (f_s):

$$f_s = 60kHz \quad (4.27)$$

- Valor percentual da corrente mínima em relação à máxima corrente no painel:

$$\%I_{\min} = 20\% \quad (4.28)$$

- Valor percentual do *ripple* de corrente nos indutores L_1 e L_2 :

$$\%\Delta I_{Lb} = 10\% \quad (4.29)$$

- Valor percentual do *ripple* de tensão nos capacitores:

$$\%\Delta V_C = 1\% \quad (4.30)$$

4.6 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

- Potência máxima de saída ($P_{omáx}$):

$$P_{omáx} = P_{mp}\eta_b = 1080(0,97) = 1047,6W \quad (4.31)$$

- Resistência equivalente de carga para a máxima potência ($R_{L\min}$):

$$R_{L\min} = \frac{V_{DC}^2}{P_{omáx}} = \frac{350^2}{1047,6} = 116,93\Omega \quad (4.32)$$

- Resistência equivalente do painel para a máxima potência (R_{PV}):

$$R_{PV} = \frac{V_{mp}^2}{P_{mp}} = \frac{141,6^2}{1080} = 18,57\Omega \quad (4.33)$$

- Corrente média de saída (I_o):

$$I_o = \frac{V_{DC}}{R_L} = \frac{350}{116,93} = 2,99A \quad (4.34)$$

- Corrente máxima de entrada (I_{mp}):

$$I_{mp} = \frac{P_{mp}}{V_{mp}} = \frac{1080}{141,6} = 7,63A \quad (4.35)$$

- Corrente mínima de entrada (I_{PVmin}):

$$I_{PVmin} = 0,2 \cdot I_{mp} = 1,5254A \quad (4.36)$$

- Razão Cíclica máxima ($D_{máx}$):

$$D_{max} = 1 - \sqrt{\frac{V_{i\min}}{V_{DC}}} = 42,43\% \quad (4.37)$$

- Razão Cíclica mínima (D_{min}):

$$D_{min} = 1 - \sqrt{\frac{V_{oc}}{V_{DC}}} = 28,92\% \quad (4.38)$$

- Cálculo da corrente média no indutor L_1 :

$$I_{L1} = \frac{V_{mp}}{R_{L\min} \cdot (1 - D_{máx})^4} = 11,02A \quad (4.39)$$

- Cálculo da corrente media no indutor L_2 :

$$I_{L2} = \frac{V_{mp}}{R_{L\min} \cdot (1 - D_{máx})^3} = 6,34A \quad (4.40)$$

- Ondulação de corrente no indutor L_1 (ΔI_{L1}):

$$\Delta I_{L1} = 0,1 I_{L1} = 1,102A \quad (4.41)$$

- Ondulação de corrente no indutor L_2 (ΔI_{L2}):

$$\Delta I_{L2} \leq \frac{I_{\min}}{2} \quad e \quad \Delta I_{L2} \leq \Delta I_{L1}(1 - D_{\max}) \quad (4.42)$$

$$\Delta I_{L2} = 0,634A$$

- Tensão no capacitor intermediário C_2 :

$$V_{C2} = \frac{V_{i\min}}{(1 - D_{\max})} = 201,49V \quad (4.43)$$

- Ondulação de tensão no capacitor de entrada C_{in} :

$$\Delta V_{Cin} = 0,02V_{mp} = 2,832V \quad (4.44)$$

- Ondulação de tensão no capacitor C_2 :

$$\Delta V_{C2} = 0,02V_{C2} = 4,0V \quad (4.45)$$

- Ondulação no capacitor de saída C_o :

$$\Delta V_{Co} = 0,01V_{DC} = 3,5V \quad (4.46)$$

- Cálculo do indutor L_1 :

$$L_1 = \frac{V_{mp} D_{\max}}{\Delta I_{L1} f_s} = 1,09mH \quad (4.47)$$

- Cálculo do indutor L_2 :

$$L_2 = \frac{V_{C2} D_{\max}}{\Delta I_{L2} f_s} = 2,69mH \quad (4.48)$$

- Cálculo do capacitor de entrada C_{in} :

$$C_{in} = \frac{I_{mp}}{4\pi f_s \Delta V_{Cin}} = 4,3 \mu F \quad (4.49)$$

$$RSE < \frac{\Delta V_{Cin} V_{mp}}{P_{mp}} = 186 m\Omega$$

- Cálculo do capacitor C_2 :

$$C_2 = \frac{I_{mp}(1 - D_{\max})}{4\pi f_s \Delta V_{C2}} = 1,74 \mu F \quad (4.50)$$

$$RSE < \frac{\Delta V_{C2} V_{C2}}{P_{mp}} = 525 m\Omega$$

- Cálculo do capacitor C_o :

$$C_o = \frac{P_{mp} \eta_b}{4\pi f_s V_{DC} \Delta V_{Co}} = 1.36 \mu F$$

$$RSE < \frac{\Delta V_{Co} V_{DC}}{P_{mp}} = 1,53 \Omega$$
(4.51)

Os parâmetros utilizados para o conversor CC-CC Boost Quadrático estão apresentados na Tabela 4.2. A divergência nos parâmetros dos componentes se deve a ajustes em função da disponibilidade de recursos materiais para a montagem do protótipo. O projeto desse conversor CC-CC também está descrito em [40], nos quais é analisada sua eficiência frente ao conversor Boost de apenas um estágio e, conseqüentemente, sua aplicabilidade em sistemas fotovoltaicos.

Tabela 4.2 - Parâmetros do Boost Quadrático

Parâmetros	Nome	Valor
Capacitância de Entrada	C_1	4,7 μ F
Capacitância do Filtro	C_2	4,7 μ F
Capacitância de Saída	C_o	330 μ F
Indutância de Entrada	L_1	950 μ H
Indutância do Filtro	L_2	2,0mH
Tensão no Barramento CC	V_{DC}	350V
Razão Cíclica	D	50%
Frequência de Chaveamento	f_s	60kHz

Ainda, admite-se que o parâmetro denominado R_{PV} , ilustrado na Figura 4.2 e constituinte do sistema definido em (4.18), excursiona numa faixa que vai de 17 Ω a 85 Ω , correspondendo a uma faixa de potência de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos que vai de 200 W a 1000 W, aproximadamente.

Esses dados foram obtidos via simulações computacionais, a partir do modelo simplificado com uma exponencial [15], e verificados experimentalmente para o arranjo de painéis fotovoltaicos instalado no laboratório. O resultado dessa verificação são os dados listados na Tabela 4.3, onde se

percebe uma pequena variação em V_{PV} e uma quase insignificante (e por isso desprezada) variação em D .

Tabela 4.3 - Parâmetros de Saída do Arranjo de Painéis Fotovoltaicos

G [W/m^2]	P_{PV} [W]	V_{PV} [V]	D	R_{PV} [Ω]
1000	1080	138,5	41,16	17,76
800	869,7	139	41,05	23,01
600	653,84	139	41,05	29,55
400	466,65	138	41,26	43,92
200	211,68	135	41,91	86,10

A Figura 4.4 mostra a curva linearizada de R_{PV} - P_{PV} e um ponto médio em que foi escolhido o valor fixo para $R_{PV} = 40 \Omega$.

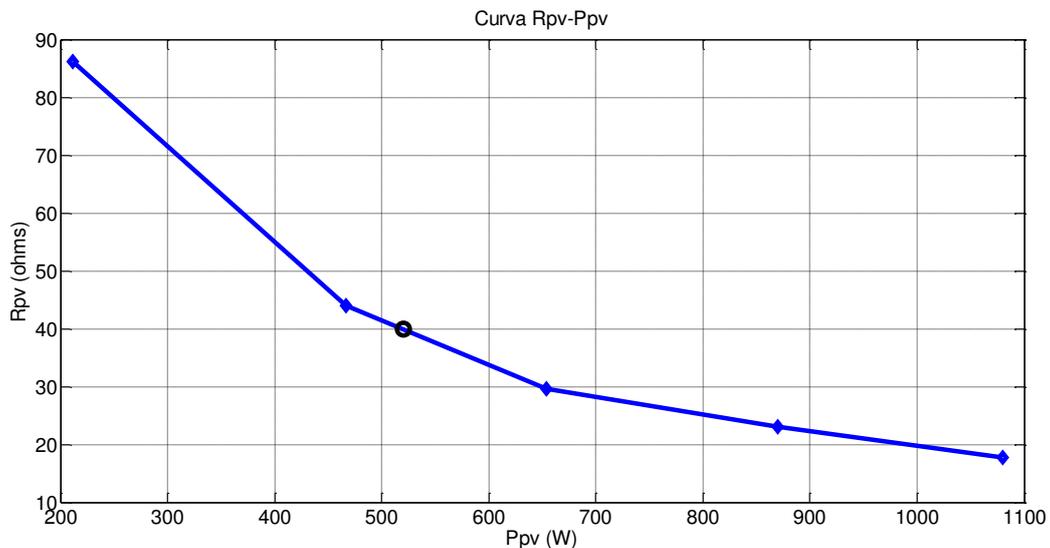


Figura 4.4 - Variação dos parâmetros de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos.

O lugar geométrico das raízes do sistema correspondente a $\hat{G}_{V_{Cl}/d}$, definido em (4.18) e com os parâmetros listados na Tabela 4.2 (além de R_{PV} fixo em 40Ω) está ilustrado na Figura 4.5.

Observa-se a presença de dois pares de polos conjugados complexos próximos ao eixo imaginário do plano s e dois zeros no semi-plano direito, os quais fazem com que o sistema

caminhe rapidamente para a instabilidade, quando operando em malha fechada, sob pequenas variações de ganho proporcional e sem o compensador. O máximo ganho proporcional, já no limiar da região de estabilidade, do Boost Quadrático sem o compensador é de 0,00309.

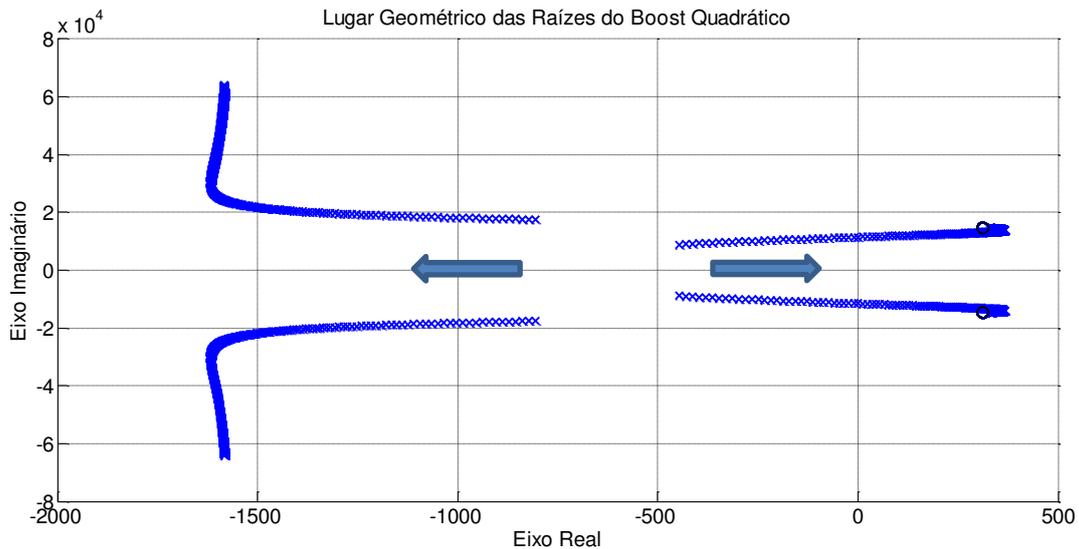


Figura 4.5 – Lugar Geométrico das Raízes do Boost Quadrático.

De outro ponto de vista, avaliando-se a resposta em frequência desse sistema (Figura 4.6), verifica-se que o mesmo apresenta uma margem de ganho de -50,2 dB - confirmando a assertiva de que o ganho proporcional deve ser menor que 0,00309 - para uma margem de fase de $1,93^\circ$.

Esse fato, em conjunto com os dados obtidos graficamente a partir do lugar geométrico das raízes desse sistema (Figura 4.5), indica que o mesmo é instável em malha fechada para uma realimentação negativa unitária. Assim, torna-se necessária a utilização de um compensador adequado, de forma a prover a operação estável desse sistema. Os diagramas de Bode de módulo e fase que corroboram tais afirmativas estão ilustrados na Figura 4.6.

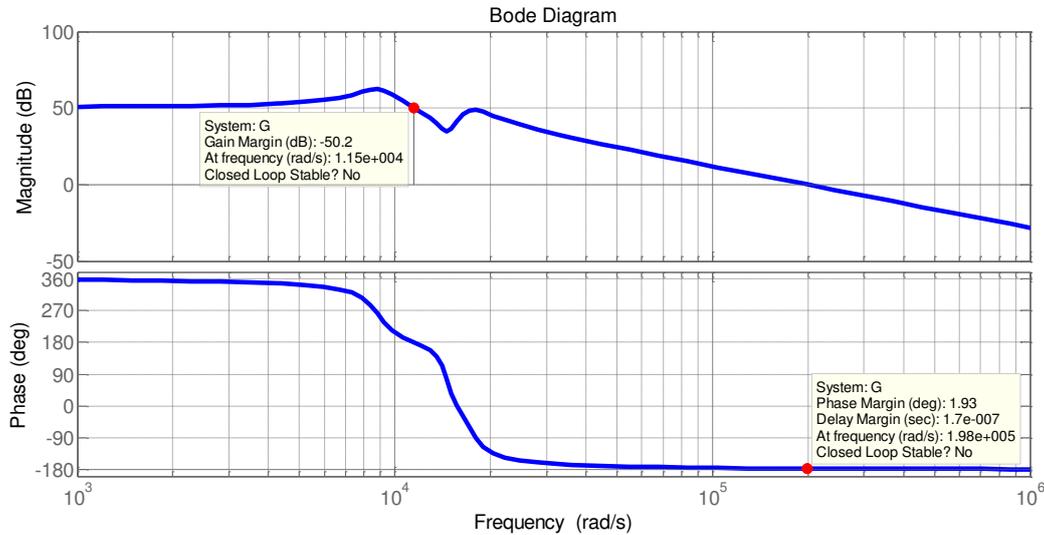


Figura 4.6 – Diagramas de Bode do Boost Quadrático para o ganho de malha aberta do sistema não compensado.

A razão de a fase partir de 360 graus, na Figura 4.6, é o efeito dos zeros conjugados complexos no semi-plano direito do plano s .

4.7 - CONTROLE COM MODELO INTERNO – IMC

O termo Controle Baseado em Modelo (*Model Based Control* - MBC) é usado para designar sistemas de controle que incorporam explicitamente um modelo do processo no algoritmo de controle, em particular os algoritmos de controle, tais como, Controle com Modelo Interno (*Internal Model Control* - IMC) e Controle Preditivo (*Model-Predictive Control* - MPC) [42].

A Figura 4.7 mostra a forma genérica de uma estratégia de controle baseado em modelo interno com um grau de liberdade – IMC 1DOF, na qual $p(s)$ é o processo, $\tilde{p}(s)$ é o modelo do processo, $u(s)$ é o esforço de controle, $d(s)$ é a perturbação e $\tilde{d}_e(s)$ é a perturbação estimada [42].

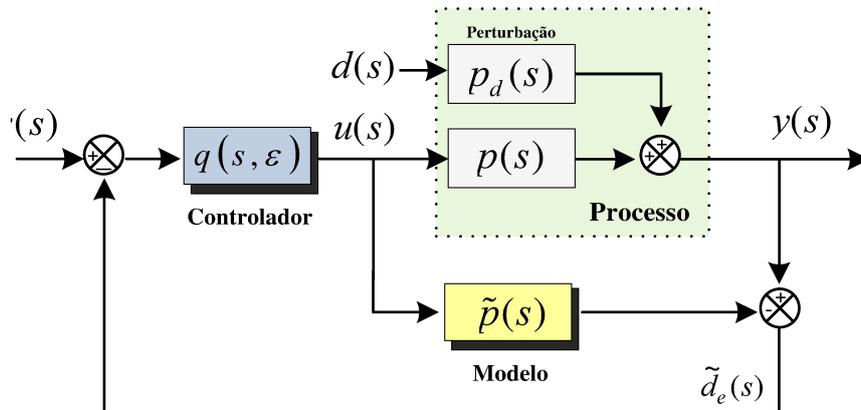


Figura 4.7 - Estrutura de Controle Baseado no IMC 1DOF.

Desde que o modelo do processo ($\tilde{p}(s)$) é uma representação perfeita de um processo estável ($p(s)$), se o ganho do controlador ($q(s, \varepsilon)$) é o inverso do ganho do modelo, então a saída do processo ($y(s)$) vai eventualmente atingir e manter a referência ($r(s)$), contanto que o controlador seja sintonizado de modo a assegurar a estabilidade.

Para um sistema SISO (*Single Input, Single Output* – uma entrada e uma saída) o modelo é uma função de transferência linear e o controlador é o inverso aproximado da função de transferência deste modelo. Para a determinação das funções de transferência, entre as entradas $d(s)$ e $r(s)$ (perturbação e referência, respectivamente) e a saída do processo $y(s)$, e compreender o funcionamento dessa estratégia de controle, a Figura 4.7 foi redesenhada e apresentada na Figura 4.8 como um sistema realimentado de estrutura tradicional no qual:

$$c(s) \equiv \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{q(s)}{1 - q(s)\tilde{p}(s)} \quad (4.52)$$

Sendo que $c(s)$ é a ação de controle, $u(s)$ o esforço de controle e $e(s)$ o erro, respectivamente.

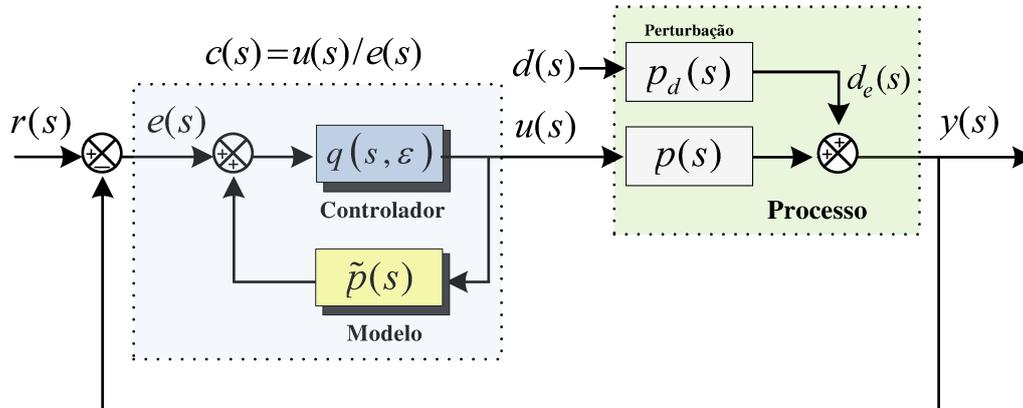


Figura 4.8 Estrutura IMC 1DOF reorganizada.

Das relações de entrada-saída esquematizadas na Figura 4.8 pode-se deduzir que:

$$y(s) = \frac{p(s)q(s)r(s)}{1 + (p(s) - \tilde{p}(s))q(s)} \quad (4.53)$$

e

$$y(s) = \frac{(1 - \tilde{p}(s)q(s))p_d(s)d(s)}{1 + (p(s) - \tilde{p}(s))q(s)} \quad (4.54)$$

No qual $p_d(s)$ é o modelo do sistema em virtude da perturbação, ou seja, o efeito da perturbação flui pelo sistema e se soma à saída do mesmo.

Aplicando-se o teorema do valor final, se as equações (4.53) e (4.54) forem dinamicamente estáveis, e se o ganho de regime do controlador $q(0)$ for escolhido para ser o inverso do ganho do modelo interno ($\tilde{p}(0)q(0)=1$), então o ganho do denominador das equações (4.53) e (4.54) será $p(0)q(0)$. Assim, o ganho de percurso direto, isto é entre a referência $r(s)$ e a saída $y(s)$ é um, o ganho entre a perturbação $d(s)$ e $y(s)$ é zero, e o erro em regime permanente é zero.

O conceito central dessa estratégia de controle é se conseguir:

$$y(s) = r(s) \quad \text{e} \quad \frac{y(s)}{d(s)} = 0 \quad (4.55)$$

Desde que:

$$p(s)q(s) = 1 \quad \text{e} \quad \tilde{p}(s) = p(s) \quad (4.56)$$

Portanto, para que a ação de controle seja eficaz no rastreamento da referência, é necessária a existência de um modelo perfeito e de sua função de transferência inversa atribuída ao controlador $q(s)$ [42]. Contudo, nunca se tem um modelo exato, e se esse modelo tiver alguma dinâmica (fato mais comum), nenhum controlador pode inverter o processo de forma exata. O quão perto ele pode ficar da dinâmica do processo real, depende do projeto desse controlador.

4.8 - PROJETO DO CONTROLADOR IMC 1DOF

Utilizando-se dos critérios abordados em [42], para o projeto destes controladores, quando a função de transferência do processo, definida em (4.18) e com os parâmetros listados na Tabela 4.2, possui zeros no semi-plano direito do plano s e, portanto, o seu inverso é instável, neste caso, o controlador IMC não pode ser formado a partir do simples cancelamento de polos com zeros, como no método original de projeto desse controlador.

Para esses casos, considerando o método da minimização da integral do erro quadrático (*ISE*) definido em (4.57) e uma escolha ótima do controlador IMC 1DOF, o projeto do controlador consiste em inverter essa parte do modelo que tem zeros no semi-plano esquerdo e adicionar pólos na imagem espelhada dos zeros do semi-plano direito do plano s [43].

$$ISE \equiv \int_0^{\infty} (y(t) - r(t))^2 dt \quad (4.57)$$

Assim, o controlador IMC 1DOF para o controle da tensão de entrada do conversor Boost Quadrático ($V_{PV} = v_{cl}$), pode ser projetado como:

$$q(s) = \frac{D(s)}{N_-(s) \cdot N_+(s) \cdot (\varepsilon s + 1)^r} \quad (4.58)$$

No qual, $N(s)$ é o polinômio do numerador e $D(s)$ o polinômio do denominador da função de transferência, já descrita em (4.18) e correspondente ao processo $p(s)$, e r é definido como a

diferença entre a ordem do denominador menos a ordem do numerador da função de transferência. Além disso, $N_-(s)$ contém os fatores do numerador da função de transferência que apresentam zeros no semi-plano esquerdo do plano s , e $N_+(s)$ contém os fatores do numerador da função de transferência do sistema, que apresentam zeros no semi-plano direito do plano s , contudo, os fatores de N_+ estarão todos posicionados no semi-plano esquerdo do plano s e serão as imagens espelhadas dos zeros de N_+ .

A expressão (4.59) apresenta o termo do filtro que torna $q(s)$ causal e, portanto, realizável fisicamente, sendo que ε é um parâmetro que define a frequência de corte desse filtro.

$$\frac{1}{(\varepsilon s + 1)^r} \quad (4.59)$$

Para o projeto do controlador IMC 1DOF o termo ε do filtro definido em (4.59) pode ser calculado, segundo [42], a partir de:

$$\varepsilon \geq \left(\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{D(s)N(0)}{20s^r N(s)D(0)} \right)^{1/r}, \quad (4.60)$$

No qual o máximo ganho permitido em alta frequência tem seu valor arbitrado em 20 vezes o ganho em baixa frequência. Portanto, a partir de (4.60), os melhores resultados foram obtidos mantendo-se o valor de ε em (4.58) em 0.0003.

O mapa de polos e zeros desse sistema ($p(s)$) correspondente a $\hat{G}_{V_{c1/d}}$ definido em (4.18), assim como do controlador $q(s)$ definido em (4.58), estão ilustrados na Figura 4.9.

É notável, na referida figura, o cancelamento de polos do sistema com os zeros do compensador e os polos do controlador que são as imagens espelhadas dos zeros do sistema que estão no semi-plano direito do plano s .

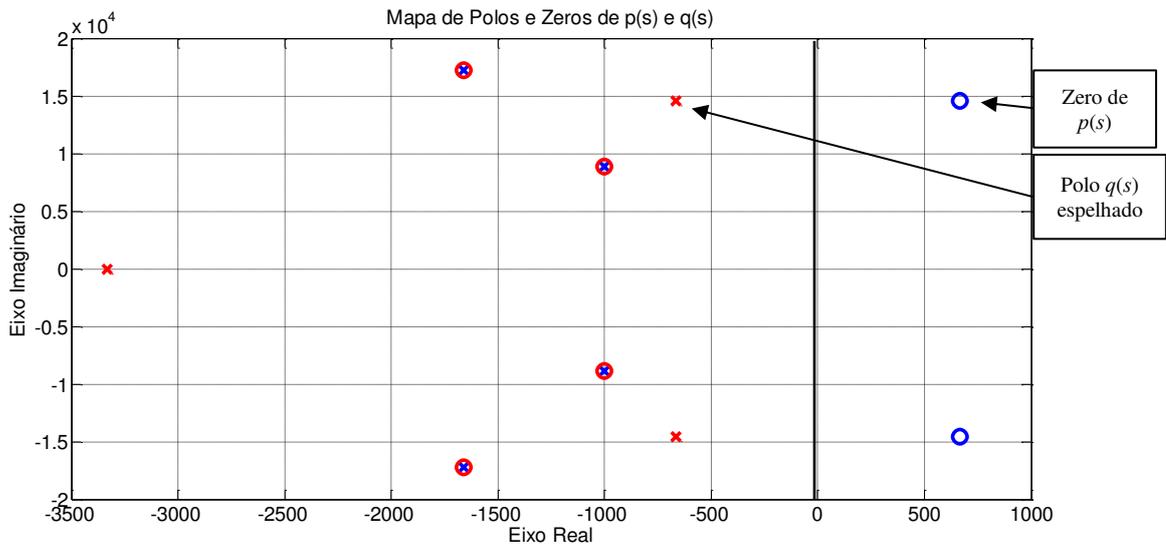


Figura 4.9 – Mapa de polos e zeros de $p(s)$ e $q(s)$.

A Figura 4.10 mostra a conseqüente variação do lugar dos polos e dos zeros do sistema, $p(s)$, quando o arranjo de painéis está sujeito a variações da resistência de saída (R_{pv}) em função de variações da luminância e da temperatura.

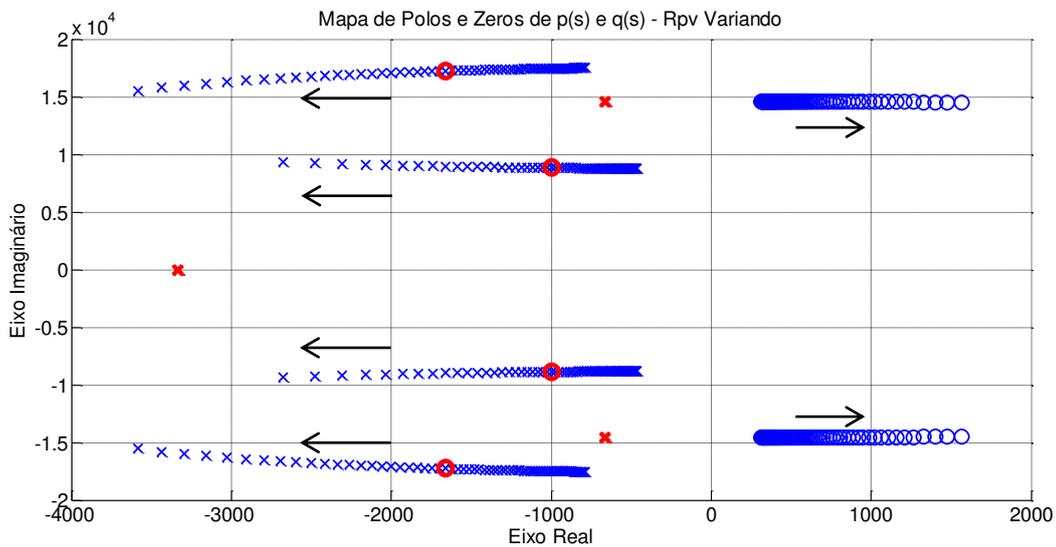


Figura 4.10 - Mapa de polos e zeros de $p(s)$ e $q(s)$ quando variando R_{pv} . As setas indicam o sentido da variação dos polos e zeros da planta em função do aumento em R_{pv} .

A partir do resultado gráfico da Figura 4.10, avaliou-se a necessidade de variação dos coeficientes do controlador $q(s)$ e do modelo interno $\tilde{p}(s)$ para a adaptação às variações da planta $p(s)$. Contudo, em virtude de uma melhoria qualitativa quase imperceptível nos resultados de simulação, optou-se por manter $q(s)$ e, conseqüentemente, $\tilde{p}(s)$, com os coeficientes fixos e, assim, com as posições relativas de seus polos e zeros mantidos estáticas no plano s , também ilustrados na Figura 4.10.

A Figura 4.11 mostra os diagramas de Bode para o ganho de malha aberta do sistema compensado. Percebe-se, da figura, uma margem de ganho de 26.3 dB e um ganho de 0dB na banda passante, o que mantém o descrito nas equações (4.55) e (4.56). O sistema compensado, portanto, está apto a rastrear a referência e é estável quando em malha fechada.

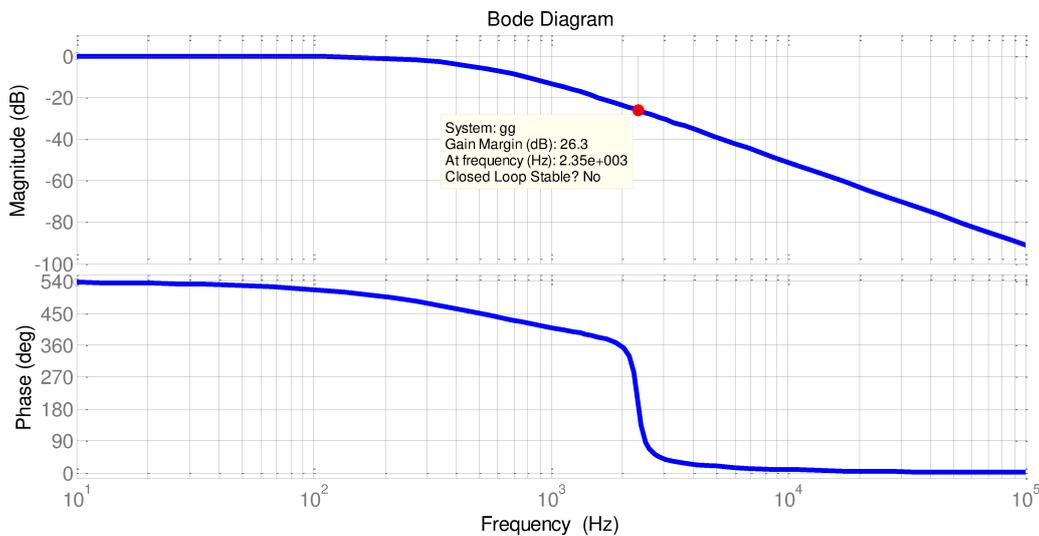


Figura 4.11 –Diagramas de Bode para o ganho de malha aberta do sistema compensado.

4.9 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE P&O MPPT UTILIZANDO O CONVERSOR CC/CC BOOST QUADRÁTICO

A Figura 4.12 apresenta o circuito usado na simulação do P&O MPPT, utilizando o conversor CC-CC Boost Quadrático, no ambiente do software PSIM.

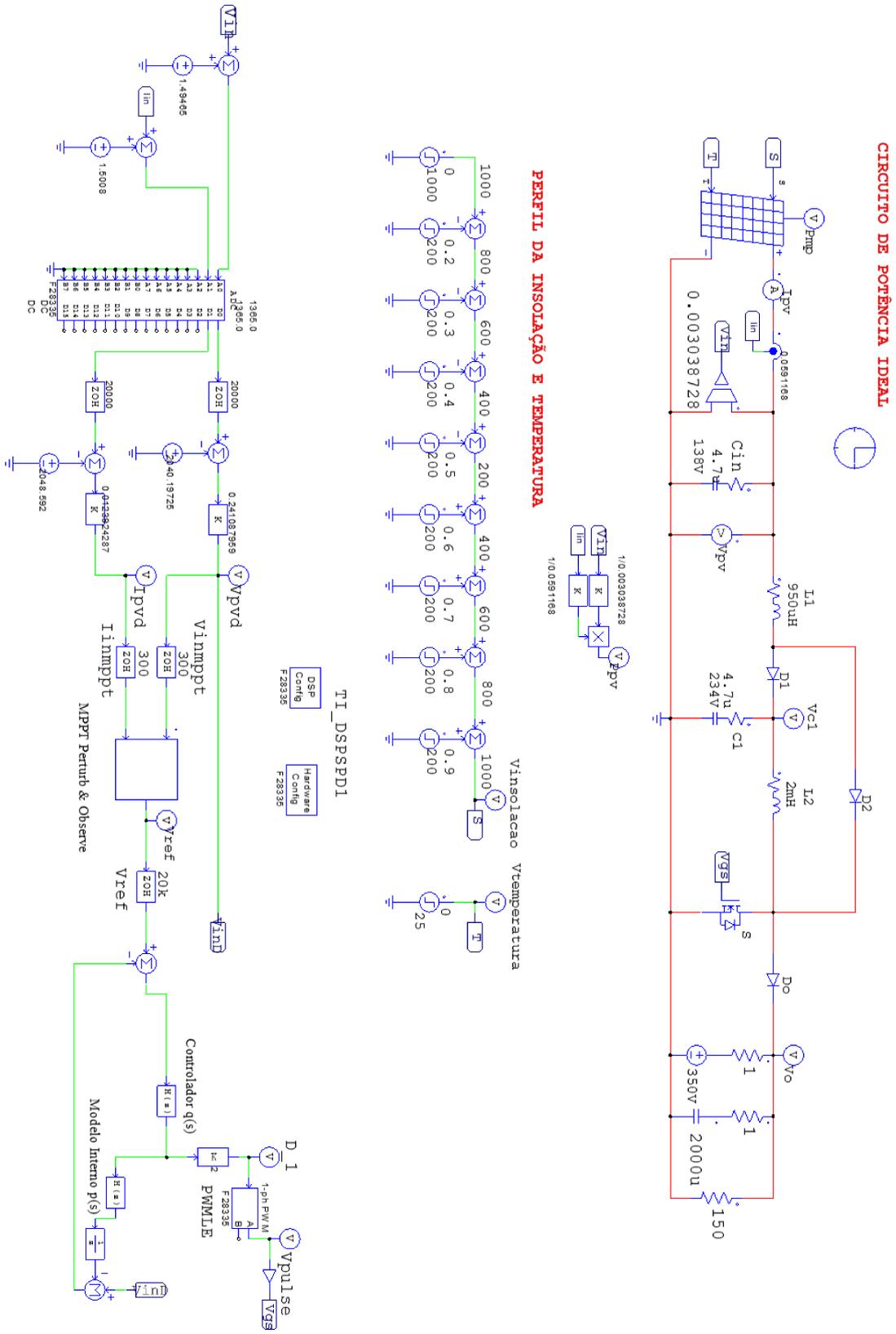


Figura 4.12 - Conversor CC-CC Boost Quadrático no ambiente do software PSIM.

Na metade superior da Figura 4.12 têm-se o circuito de potência, com um modelo de painel fotovoltaico na entrada do conversor Boost Quadrático, o qual foi configurado com os parâmetros da Tabela 4.1 (dados dos painéis fotovoltaicos) visando aproximar simulação computacional às condições reais do arranjo de painéis fotovoltaicos do laboratório e suas reações frente a mudanças ambientais de temperatura e luminosidade.

No centro da Figura 4.12 está presente um arranjo de entradas em degrau de vários níveis de irradiância, compondo um perfil que sensibilizará o modelo do painel fotovoltaico ao longo do tempo de simulação, a fim de se verificar a faixa de atuação do algoritmo de MPPT e a velocidade e precisão das reações desse algoritmo como, também, avaliar o desempenho do controlador que está sendo projetado para controlar a tensão V_{PV} .

Na parte inferior da Figura 4.12, estão presentes os elementos de circuito que compõem o controlador digital: o conversor analógico/digital (A/D) à esquerda, o elemento contendo o código em “C” do algoritmo de MPPT ao centro e, à direita, a estrutura do controlador IMC, com o controlador $q(s)$ e o modelo interno $\tilde{p}(s)$, sendo esse o modelo do sistema que será embarcado no DSC.

O algoritmo do método P&O, cujo funcionamento já foi explicado no capítulo 2, realiza a leitura dos valores instantâneos da tensão e da corrente e em seguida calcula a potência instantânea. Com isso o algoritmo compara a potência anterior com a potência atual e, após essa comparação, ele toma decisões para rastrear a máxima potência. O algoritmo, em questão, perturba a tensão de referência a qual é acompanhada pela tensão V_{PV} em função da atuação do controlador IMC, de modo a forçar o deslocamento de V_{PV} para o MPP. Para essa simulação foi utilizado um degrau de 0,5 V de perturbação da tensão de referência e referência inicial de tensão de 141,6 V, que é a tensão de máxima potência resultante do arranjo de painéis. A frequência de amostragem da tensão e corrente da associação de painéis foi determinada em função do tempo de acomodação da resposta

do controlador, tendo uma frequência de atualização $f_{mppt} = 300$ Hz. Já a frequência de amostragem do controlador e do modelo interno foi fixada em 20 kHz e o PWM em 60 kHz.

O código do P&O MPPT implementado está ilustrado na Tabela 4.4. O código em “C” completo, com o controlador IMC, será apresentado no Apêndice I.

Tabela 4.4 – Código P&O implementado no *Simplified C Block* do PSIM

```
static float P = 0;
static float P_ant = 0;
static float V = 0;
static float I = 0;
static float V_ant = 0;
static float VRef = 141.6;
static float deltaV = 0.5;
static float erro_P = 0;
static float erro_V = 0;

V = x1;
I = x2;
P = V*I;

erro_P = P - P_ant;
erro_V = V - V_ant;
if (erro_P == 0){}
else{
    if (erro_P < 0){
        if(erro_V < 0)
            {VRef = VRef + deltaV;}
        else
```

```

        {VRef = VRef - deltaV;}

    }

    else{

        if(erro_v < 0)  {VRef = VRef - deltaV;}

        else          {VRef = VRef + deltaV;}

    }

}

V_ant = V;

P_ant = P;

y1 = VRef;

```

A Figura 4.13 apresenta o resultado da simulação do rastreamento da máxima potência, quando o modelo do painel está sujeito a diferentes padrões de luminosidade e temperatura. Os traços superpostos indicam a potência gerada pelos painéis (na legenda, Painel) e a potência efetivamente extraída dos painéis e entregue à carga como consequência do algoritmo P&O somado à ação do controlador IMC, no laço interno de controle da variável V_{PV} (na legenda, Ppv).

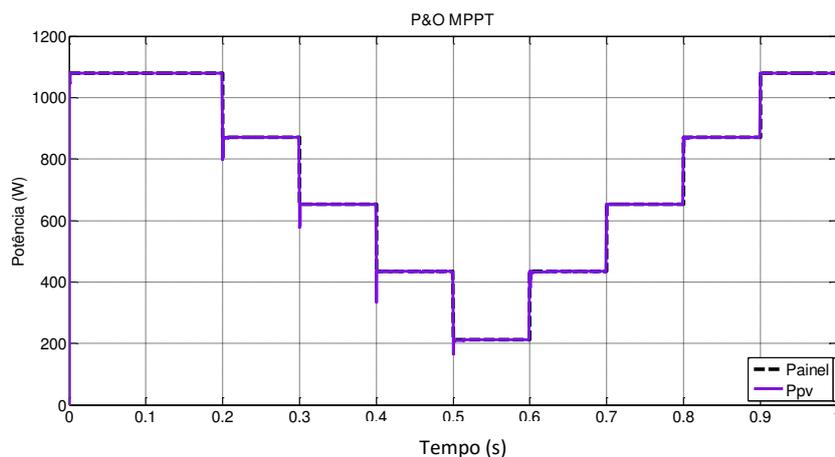


Figura 4.13 - Algoritmo P&O seguindo potência máxima do modelo de painel fotovoltaico quando sob o efeito de diferentes padrões de luminosidade e temperatura.

A Figura 4.14 mostra um degrau de potência do modelo do painel e o transitório do rastreamento dessa potência. Os traços superpostos indicam a potência gerada pelos painéis (na legenda, Ppainel) e a potência efetivamente extraída dos painéis e entregue à carga como consequência do algoritmo P&O somado à ação do controlador IMC, no laço interno de controle da variável V_{PV} (na legenda, Ppv). É notória, pela figura, a velocidade com que o sistema se estabiliza no novo patamar de potência.

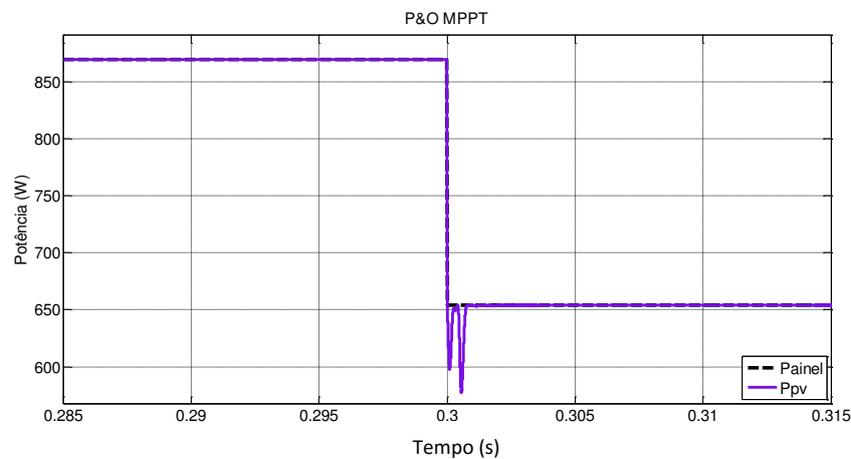


Figura 4.14 – Detalhe do transitório do algoritmo P&O seguindo potência máxima do modelo de painel fotovoltaico quando sob o efeito de diferentes padrões de luminosidade e temperatura.

A Figura 4.15 mostra a ondulação (*ripple*) na potência extraída dos painéis (na legenda, Ppv), devido à ação do algoritmo P&O perturbando a variável V_{PV} . Essa ondulação tem amplitude proporcional ao tamanho do passo dado pelo P&O, na referência da tensão para o controle de V_{PV} . Como já foi mencionado anteriormente, para essa simulação foi utilizado um degrau de 0,5 V de perturbação da tensão de referência.

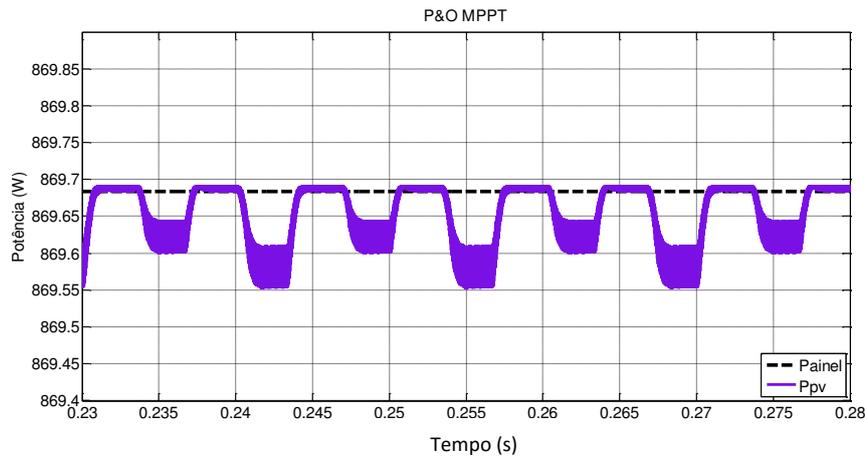


Figura 4.15 – Ripple de potência devido à ação de perturbação da tensão do painel exercida pelo algoritmo P&O.

A Figura 4.16 mostra a tensão de referência (V_{Ref}) sendo perturbada pelo P&O, os diferentes patamares (coincidentes com os pontos de máxima potência - MPPs) em torno do qual essa tensão se estabiliza (embora continue sendo perturbada pelo P&O) e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico V_{PV} (na legenda V_{pv}), mostrando, sobretudo, a ação efetiva do controlador IMC, projetado para essa finalidade.

A Figura 4.16 mostra, também, *overshoots* e oscilações subamortecidas da tensão V_{PV} nos instantes de tempo de 0,4 e 0,5 segundos. Esses momentos correspondem a degraus na potência disponível, em função das variações programadas para o perfil de luminância. O que ocorre, nesses momentos, é uma grande variação dentro da faixa destinada ao esforço de controle e, conseqüentemente, da razão cíclica. A oscilação foi grande porque a perturbação das condições do sistema foi igualmente grande e brusca. Isso acontece porque o conversor CC-CC Boost Quadrático tem um ganho estático, definido em (4.1), não linear, considerando-se toda a faixa de excursão da razão cíclica, e o controlador com modelo interno foi projetado a partir do modelo linearizado para pequenas perturbações em torno de um valor médio, correspondente ao ponto de operação do sistema. Entretanto, não deve haver a preocupação com perda de energia devido a essas grandes perturbações, pois, esse experimento foi um ensaio em condições extremas, que não se repetem em

situações normais de insolação de um arranjo fotovoltaico, mesmo em condição de sombreamento parcial.

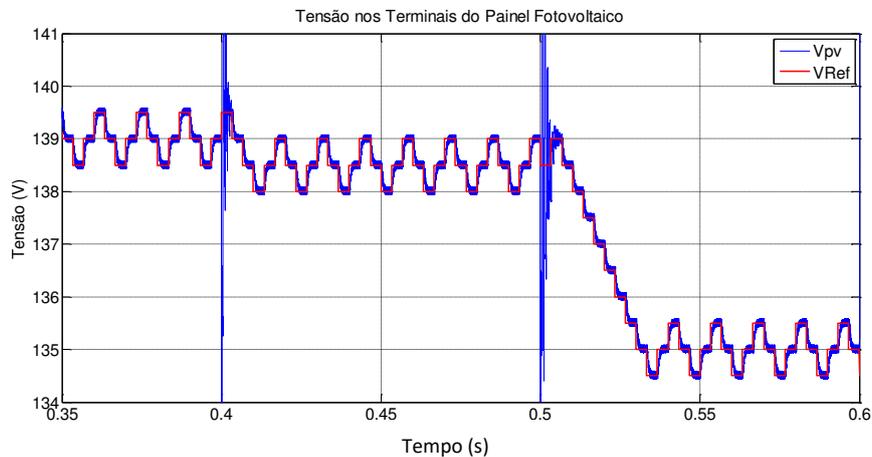


Figura 4.16 - Tensão de referência (V_{Ref}) sendo perturbada pelo P&O e os diferentes patamares de tensão coincidentes com os pontos de máxima potência – MPPs.

A Figura 4.17 mostra, com maior detalhamento, a tensão de referência (V_{Ref}) sendo perturbada pelo P&O, e a mudança de direção desse algoritmo em busca de um novo patamar de tensão V_{PV} que coincida com o novo MPP. Nesse aspecto, o novo patamar de tensão do painel, correspondente ao novo MPP, vai ser mais rapidamente alcançado quanto maior for o tamanho do passo dado em V_{Ref} .

Portanto, a partir desses resultados gráficos, pode-se inferir a relação de compromisso entre a escolha para o tamanho do passo dado pela perturbação em V_{Ref} - quanto à velocidade de reação do sistema de rastreamento aos transitórios de potência disponível - em oposição à amplitude do *ripple* de potência quando o MPP é alcançado, e o conseqüente comprometimento da eficiência energética desse sistema, em função mesmo dessa oscilação em torno do MPP.

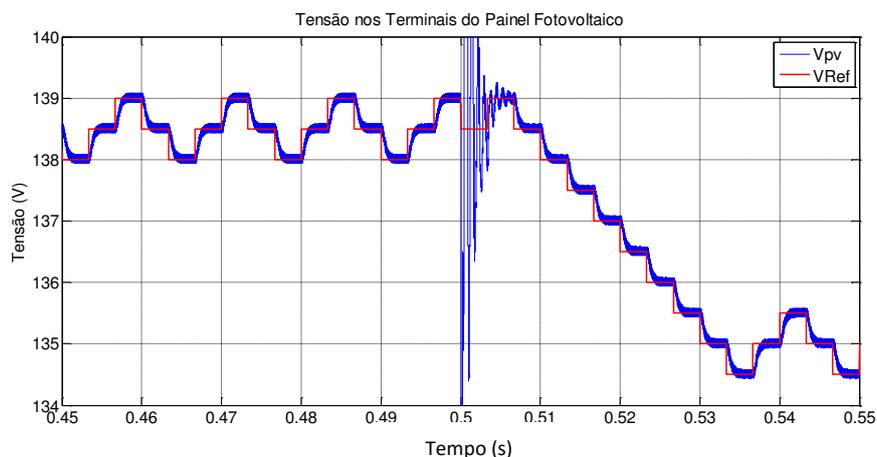


Figura 4.17 - Mudança de direção o algoritmo P&O em busca de um novo patamar de tensão (V_{PV}) que coincida com o novo MPP.

A Figura 4.18 ilustra a tensão de referência (V_{Ref}), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico V_{PV} (na legenda V_{pv}) mostrando que a ação do controlador IMC mantém a resposta dessa tensão com estabilização rápida em torno da referência, sem *overshoot* e erro zero quando em regime permanente. A inclinação não nula da resposta do sistema, no instante da aplicação do degrau na tensão de referência, e a ausência de *overshoot*, correspondem a uma resposta típica de um sistema de 1ª ordem. Esse efeito é esperado e é causado pelo cancelamento de polos com zeros, exercido pelo controlador, $q(s)$, baseado no IMC 1DOF.

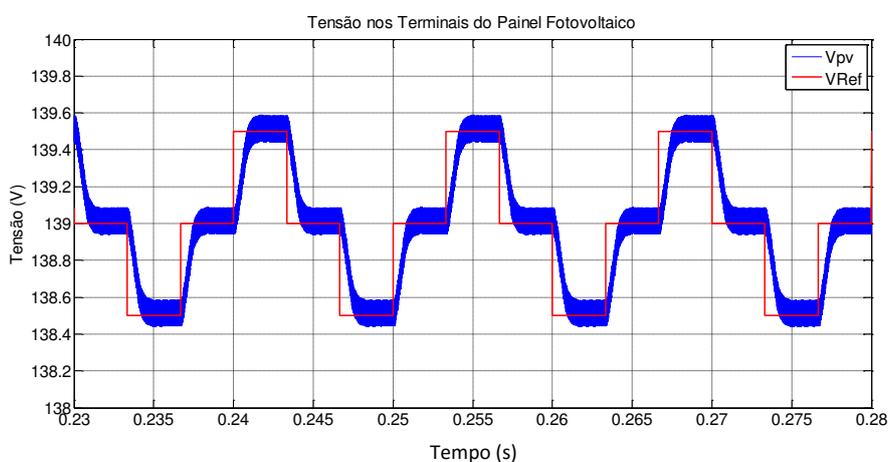


Figura 4.18 - Tensão de referência (V_{Ref}), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico (V_{PV}) mostrando a ação do controlador IMC.

4.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS BOOST QUADRÁTICO

Para o experimento envolvendo o uso do conversor CC-CC Boost Quadrático no rastreamento do ponto de máxima potência com o uso do algoritmo P&O, o controlador IMC 1DOF, $q(s)$ definido em (4.58), foi discretizado pelo método *Tustin* e o modelo interno $\tilde{p}(s)$ – correspondendo à função de transferência definida em (4.18) – usado na composição da estrutura do IMC 1DOF, foi discretizado pelo método ZOH. Todos foram implementados com uma frequência de amostragem de 20 kHz, e embarcados no DSC TMS320F28335 da Texas Instruments®.

O atraso de implementação é também considerado e está implícito no método de discretização do modelo interno ($\tilde{p}(z)$), obtido a partir do método ZOH, e no cálculo da perturbação estimada ($\tilde{d}_e(z)$) que é feito no próximo período de amostragem, após a atuação do esforço de controle ($u(z)$). Esse fato está ilustrado na Figura 4.19.

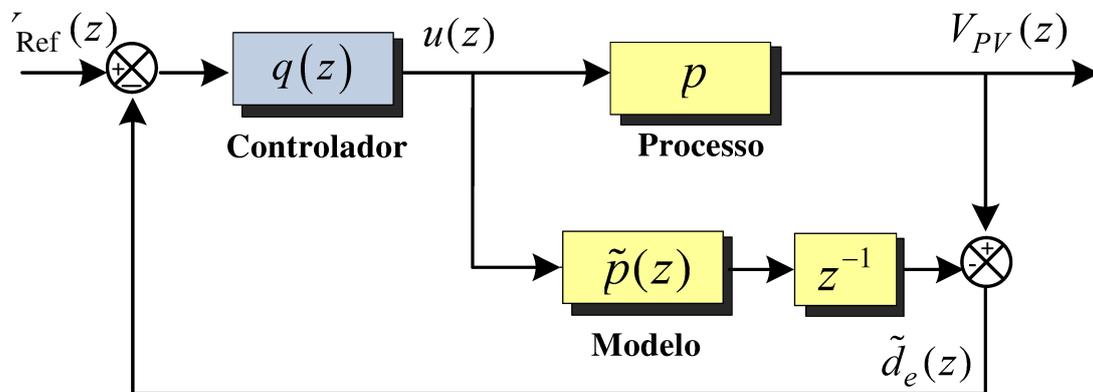


Figura 4.19 -- Consideração do atraso de implementação no cálculo da perturbação estimada.

As funções de transferência discretas do controlador IMC 1DOF ($q(z)$) e do modelo interno ($\tilde{p}(z)$) são, respectivamente:

$$q(z) = \frac{-2.8941e-04z^4 + 8.7029e-04z^3 - 0.0011543z^2 + 7.713e-04z - 2.2873e-04}{z^4 - 3.1792z^3 + 4.1752z^2 - 2.6604z + 0.6752} \quad (4.61)$$

e

$$\tilde{p}(z) = \frac{-42.4157z^3 + 27.5981z^2 + 13.0762z - 40.4583}{z^4 + 2.9166z^3 + 3.8104z^2 - 2.5397z + 0.7665} \quad (4.62)$$

Os testes foram realizados utilizando-se o emulador de painel fotovoltaico E4360A, da Agilent, no qual estavam programados os dados do arranjo série de dois painéis Yingli, modelo YL245P-29B (de 245W cada um), a partir de perfis de radiância luminosa e temperatura, de modo a prover degraus de variação entre pontos distintos de potência.

Os dados de programação do emulador (E4360A) e apresentados na Tabela 4.5, são ligeiramente diferentes dos constantes na Tabela 4.1. O primeiro campo da Tabela 4.5 diz respeito aos parâmetros do arranjo de dois painéis fotovoltaicos (YL245P-29B) mencionados anteriormente, para diferentes condições de irradiância/temperatura, que provocam os diferentes níveis de potência listados. Em seguida, estão os valores que o emulador efetivamente irá operar, devido a limitações no ajuste do aparelho.

Tabela 4.5 – Dados dos painéis e arranjo fotovoltaico programados no E4360A.

2 Painéis YL245P-29B EM SÉRIE					
<i>W/m²</i>	<i>I_{mp}</i> (A)	<i>I_{sc}</i> (A)	<i>V_{mp}</i> (V)	<i>V_{oc}</i> (V)	<i>P_{máx}</i> (W)
1000	8,18	8,74	59,91	74,7	490
800	6,52	7,00	60,35	74,28	394
300	2,42	2,62	59,84	71,12	145
100	0,79	0,87	57,36	67,54	45,3
25	0,38	0,43	27,64	32,6	10,5
	Emulador				
1000	8,231	8,66	59,614	65	490,7
800	6,604	7,00	59,821	65	395
300	2,43	2,70	59,83	65	145
100	0,811	0,87	55,57	60	45,1
25	0,385	0,43	27,285	32,6	10,5

Os primeiros resultados experimentais, mostrados nas Figuras 4.20, 4.21 e 4.22, são gráficos gerados com o software Matlab®, a partir dos pontos armazenados internamente (vetores de pontos

guardados na memória RAM) no DSC e transmitidos, através de uma comunicação serial do tipo JTAG e denominada XDS-100, a arquivos de um computador pessoal (PC).

A Figura 4.20 ilustra a tensão de referência V_{Ref} (na legenda, VRef), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (na legenda, V_{pv}) confirmando, experimentalmente, que a ação do controlador IMC 1DOF mantém a resposta dessa tensão com estabilização rápida em torno da referência, nenhuma ultrapassagem percentual (pelo menos não do valor médio da tensão V_{pv}) e erro zero quando em regime permanente. Para esse teste, o passo em V_{Ref} foi fixado em 1V, assim como nas simulações. As Figuras 4.21 e 4.22 mostram os mesmos testes experimentais que geraram a Figura 3.20, entretanto, os passos para esses testes foram fixados em 0,5V (Figura 4.21) e 2,0V (Figura 4.22), respectivamente.

Com o passo de V_{Ref} fixado em 2,0V houve *overshoot*. Contudo, tal passo foi utilizado apenas para efeito de verificação do desempenho do controlador, já que é um valor elevado para este tipo de aplicação.

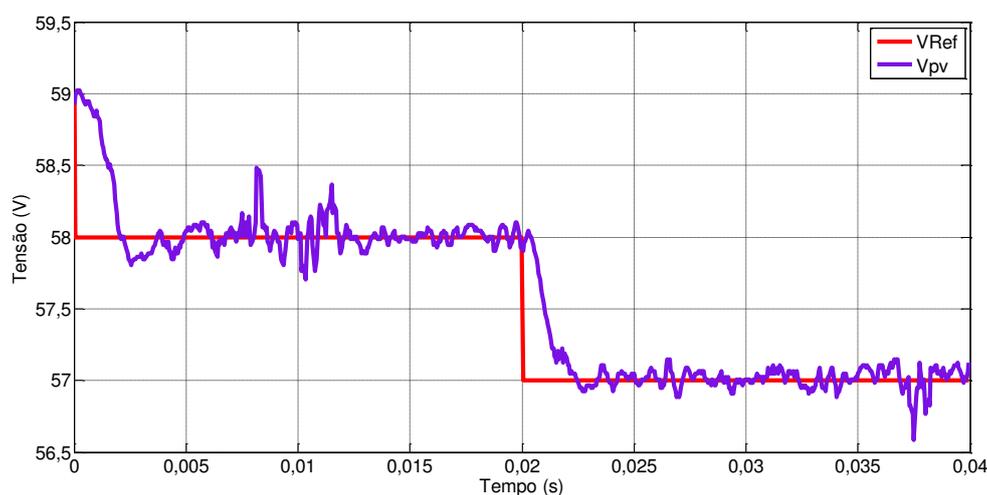


Figura 4.20 - Tensão de referência (V_{Ref}) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (V_{pv}). Dados internos ao DSC e transmitidos via XDS-100 a um PC. Passo de V_{Ref} igual a 1 V.

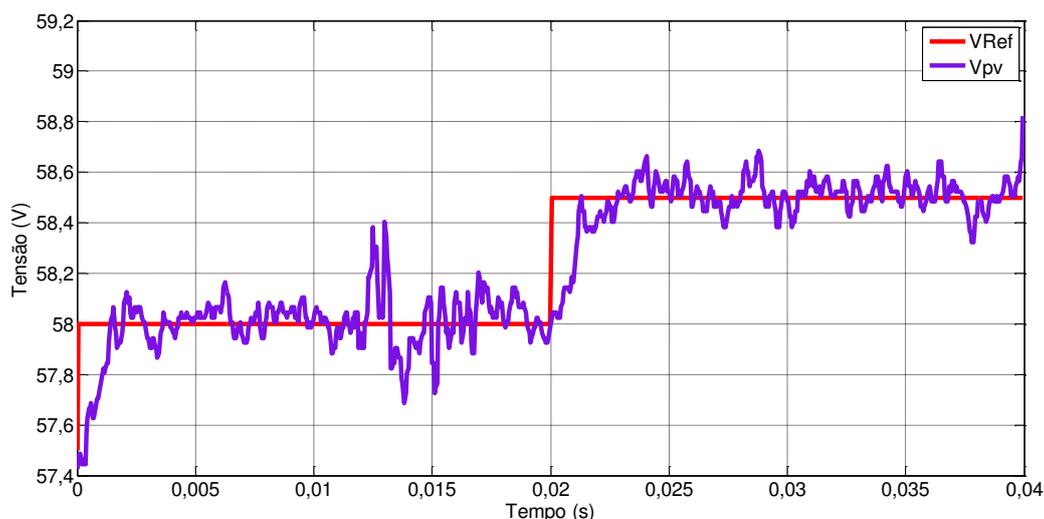


Figura 4.21 - Tensão de referência (V_{Ref}) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (V_{PV}). Dados internos ao DSC e transmitidos via XDS-100 a um PC. Passo de V_{Ref} igual a 0,5 V.

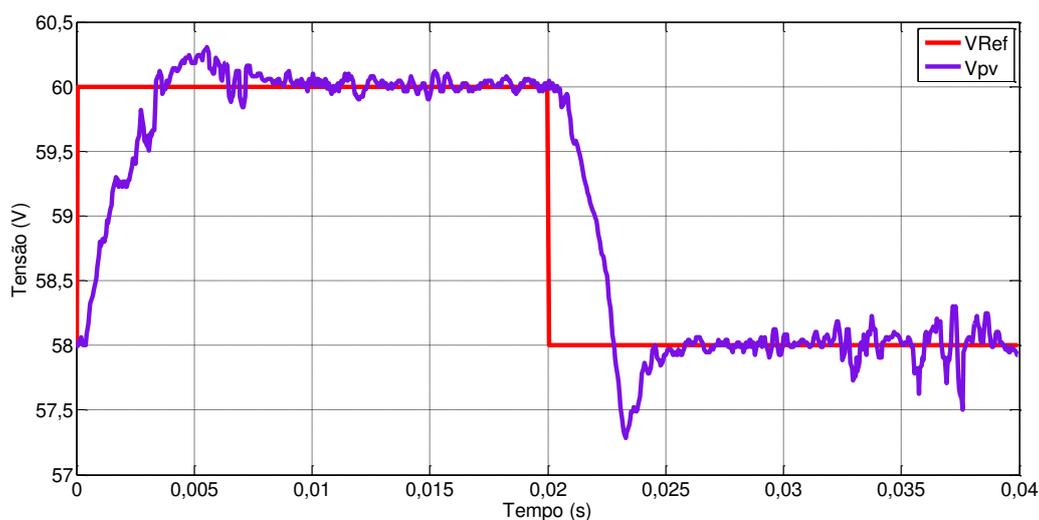


Figura 4.22 - Tensão de referência (V_{Ref}) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (V_{PV}). Dados internos ao DSC e transmitidos via XDS-100 a um PC. Passo de V_{Ref} igual a 2,0 V.

A Figura 4.23 mostra a tensão nos terminais do emulador do arranjo de painéis fotovoltaicos, correspondendo a V_{PV} nos terminais do E4360A, sendo perturbada pelo P&O em passos de 1V. Mostra, também, a corrente de saída do emulador (I_{PV}) e a potência (P_{PV}) sendo extraída do mesmo e entregue a uma carga resistiva em paralelo com o barramento CC. A carga, portanto, tem características de fonte de tensão. Para melhor visualização, a frequência de atualização do P&O foi

fixada em 50 Hz e o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 800 W/m^2 , apresentados na Tabela 4.5. É perceptível, nesse resultado, a ondulação (*ripple*) da potência causada pela perturbação da tensão V_{PV} e a ação do controlador IMC 1DOF que mantém a resposta temporal com rápida estabilização no novo patamar de tensão.

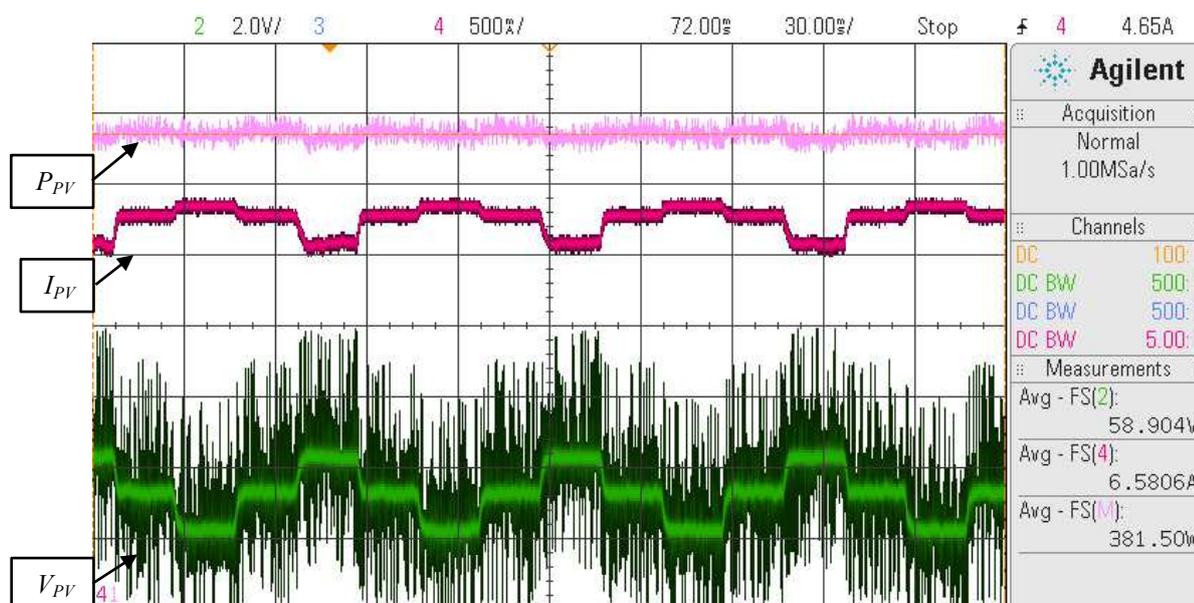


Figura 4.23 - Tensão (V_{PV}) em passos de 1 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,0 V/div, nível de zero 63,675 V; Ch4 (I_{PV}) 500 mA/div, nível de zero 5,8187 A; Tempo 30 ms/div.

A Figura 4.24 mostra a tensão nos terminais do emulador do arranjo de painéis fotovoltaicos (V_{PV}), sendo perturbada pelo P&O em passos de 2,0V, a corrente de saída do emulador (correspondente a I_{PV}) e a potência sendo extraída do mesmo (P_{PV}). Para esse teste, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 800 W/m^2 .

É perceptível, nesse resultado, um aumento da amplitude da ondulação (*ripple*) da potência, causada pela perturbação da tensão V_{PV} . Foi experimentalmente verificado que esse aumento na amplitude do *ripple* de potência compromete a eficiência energética do sistema. Percebe-se aqui também, a ação do controlador IMC 1DOF que mantém a resposta dessa tensão com estabilização rápida, embora apresentando certo nível de *overshoot*.

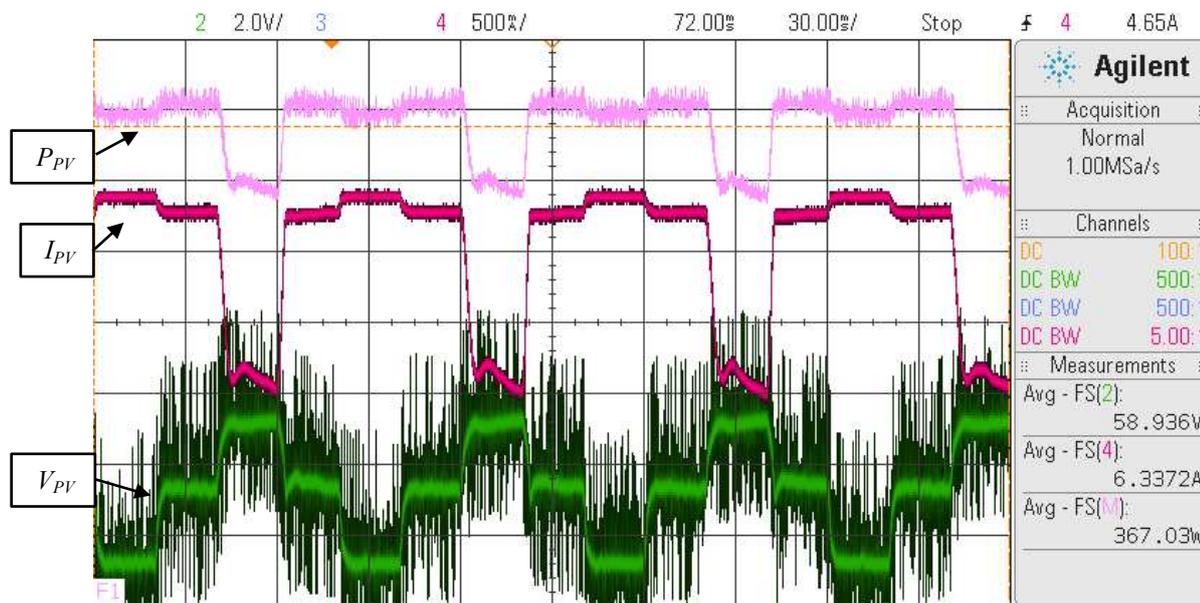


Figura 4.24 - Tensão (V_{PV}) em passos de 2 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,0 V/div, nível de zero 63,675 V; Ch4 (I_{PV}) 500 mA/div, nível de zero 5,8187 A; Tempo 30 ms/div .

As Figuras 4.25 e 4.26 mostram a tensão nos terminais do emulador do arranjo de painéis fotovoltaicos (V_{PV}), sendo perturbada pelo P&O em passos de 0,5V, a corrente de saída do emulador (I_{PV}) e a potência sendo extraída do mesmo (P_{PV}). Para o teste da Figura 4.25, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 25 W/m^2 . Já no teste mostrado na Figura 4.26, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 1000 W/m^2 (dados da Tabela 4.5).

É perceptível, nesses resultados, uma diminuição da amplitude da ondulação (*ripple*) da potência, tornando-a quase imperceptível. Foi experimentalmente verificado, pela interface em tempo real do emulador E4360A, que essa diminuição na amplitude do *ripple* de potência melhora a eficiência energética do sistema.

Percebe-se aqui também, a ação do controlador IMC 1DOF que mantém a resposta dessa tensão (V_{PV}) com estabilização rápida e desempenho similar nos extremos de potência disponível.

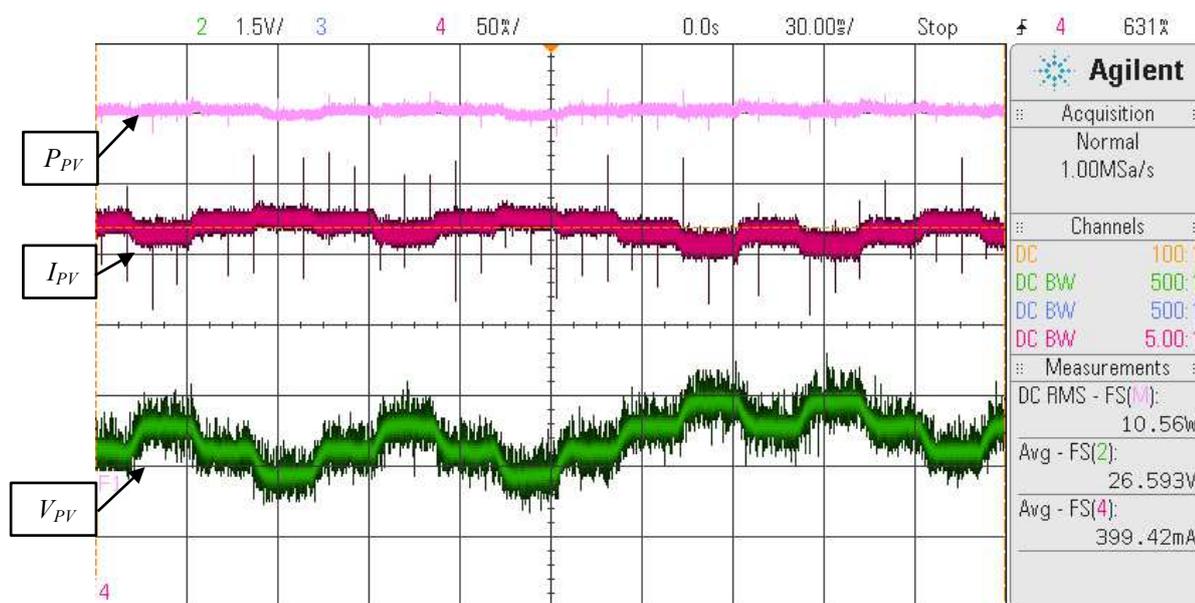


Figura 4.25 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 1,5 V/div, nível de zero 29,0 V; Ch4 (I_{PV}) 50 mA/div, nível de zero 330,625 mA; Tempo 30 ms/div.

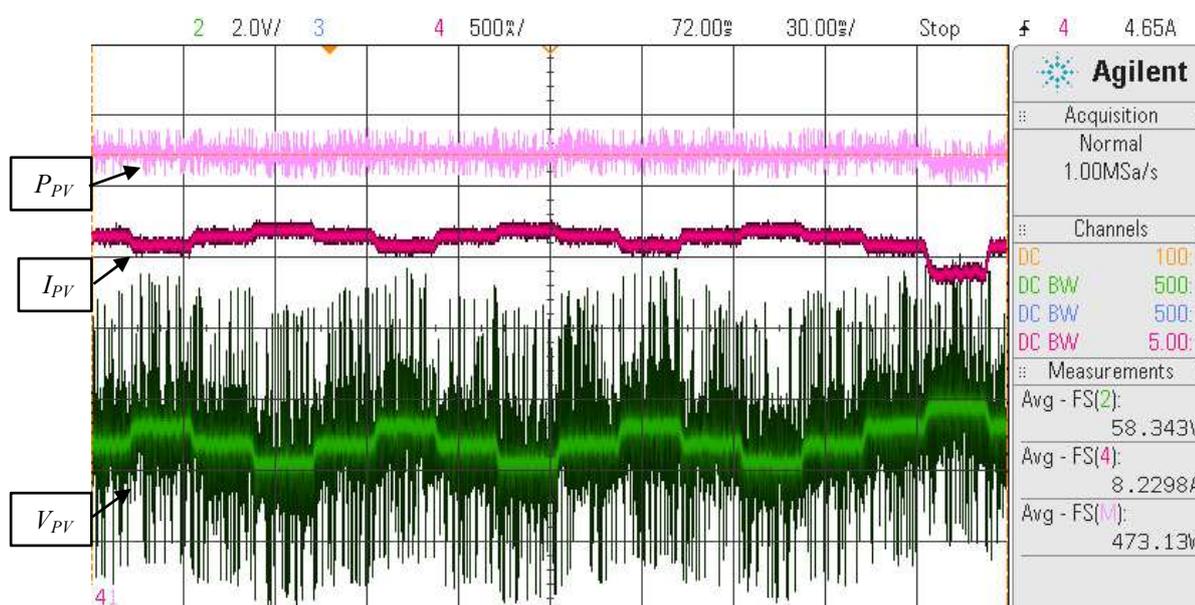


Figura 4.26 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,0 V/div, nível de zero 61,5 V; Ch4 (I_{PV}) 500 mA/div, nível de zero 7,6 A; Tempo 30 ms/div.

A Figura 4.27 mostra a tensão nos terminais do emulador (V_{PV}), sendo perturbada pelo P&O em passos de 0,5V, a corrente de saída do emulador (I_{PV}) e a potência sendo extraída do mesmo (P_{PV}). Porém, exibe esses resultados com maior detalhamento, pois, em menor escala de tempo e

com o uso de um recurso de filtragem digital do osciloscópio, para diminuir os ruídos de medição. Para o teste da Figura 4.27, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 300 W/m², constantes da Tabela 4.5.

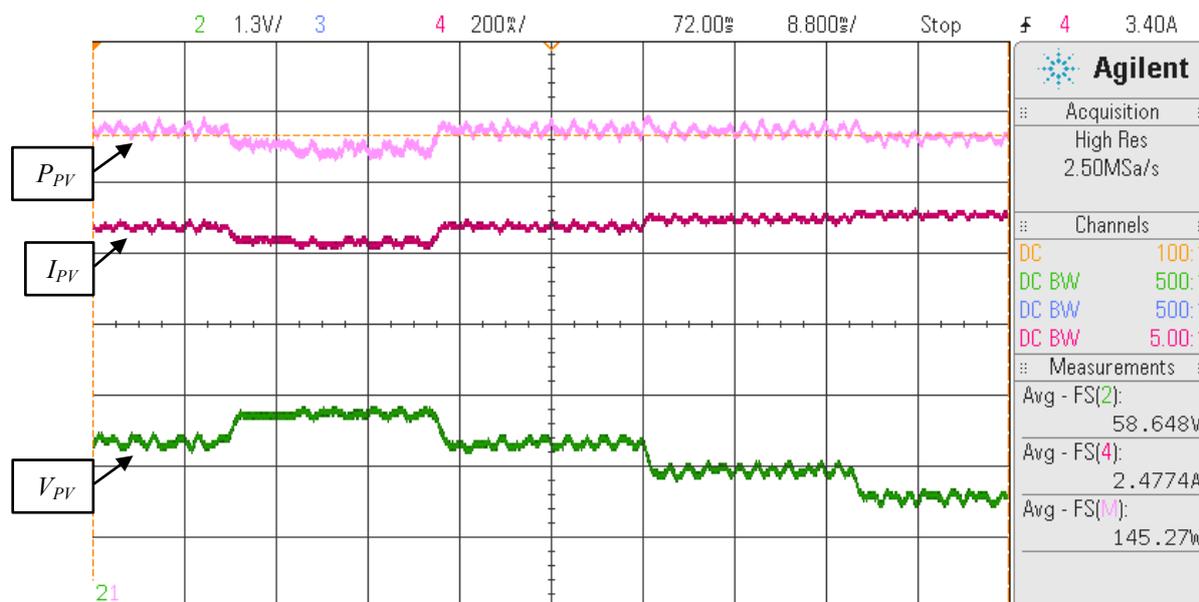


Figura 4.27 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V, a corrente (I_{PV}) e potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 1,3 V/div, nível de zero 61,0 V; Ch4 (I_{PV}) 200 mA/div, nível de zero 2,2 A; Tempo 8,8 ms/div.

A Figura 4.28 mostra a tensão (V_{PV}), sendo perturbada pelo P&O em passos de 0,5V e a corrente (I_{PV}). É mostrado, nesse resultado, a consequência da aplicação de um degrau de variação da potência de saída do emulador (P_{PV}) que vai de 44,52W a 489,9W, correspondente ao degrau de irradiância de 100W/m² a 1000W/m². Aqui também se utilizou o recurso de filtragem digital, do osciloscópio, para diminuir os ruídos de medição e melhorar a visualização da imagem.

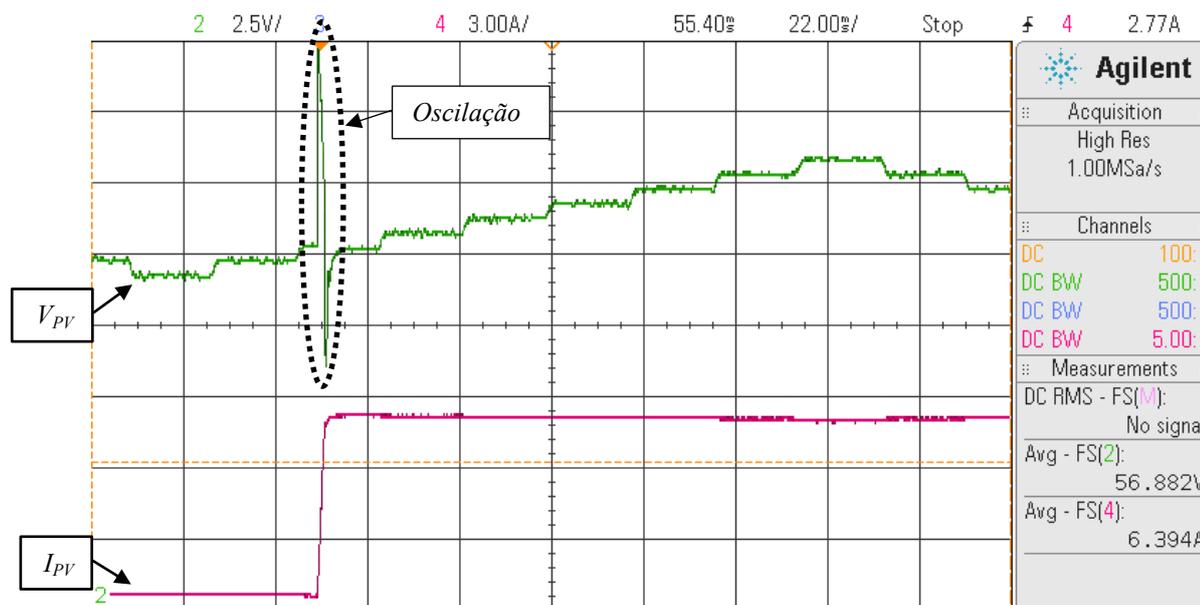


Figura 4.28 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,5 V e a corrente (I_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div, nível de zero 53,0 V; Ch4 (I_{PV}) 3,0 A/div, nível de zero 12,15 A; Tempo 22,0 ms/div.

A Figura 4.29 mostra a tensão nos terminais do emulador do arranjo de painéis fotovoltaicos (V_{PV}), sendo perturbada pelo P&O em passos de 0,5V e a corrente de saída do emulador (I_{PV}). Nesse resultado também houve um degrau de variação da potência de saída do emulador (E4360A) só que no sentido inverso que, nesse caso, variou de 489,9 W a 44,52W. Percebe-se, em ambos os casos, a mesma oscilação da tensão V_{PV} devido a mudanças bruscas no padrão de irradiância.

Observa-se que a oscilação foi menor nos resultados experimentais devido à não idealidade dos componentes do conversor CC-CC. No projeto do controlador IMC, assim como, na simulação computacional, foi desprezado o efeitos das resistências parasitas em série com os elementos armazenadores de energia. Dessa forma, pode-se inferir que o efeito dessas resistências parasitas, efetivamente presentes nos componentes físicos do conversor, amortecerá a resposta temporal desse sistema.

Verifica-se, também, a partir desses resultados que, embora o tamanho do passo de perturbação tenha sido programado com menor valor (0,5V ao invés de 1,0V) o sistema se estabilizou no novo patamar de tensão (V_{PV}) e, conseqüentemente de potência no MPP, com

transitório bastante rápido, contudo, com maior eficiência energética, em virtude de um menor *ripple* de potência. Algo que é experimentalmente confirmado nos resultados apresentados nas figuras anteriores.

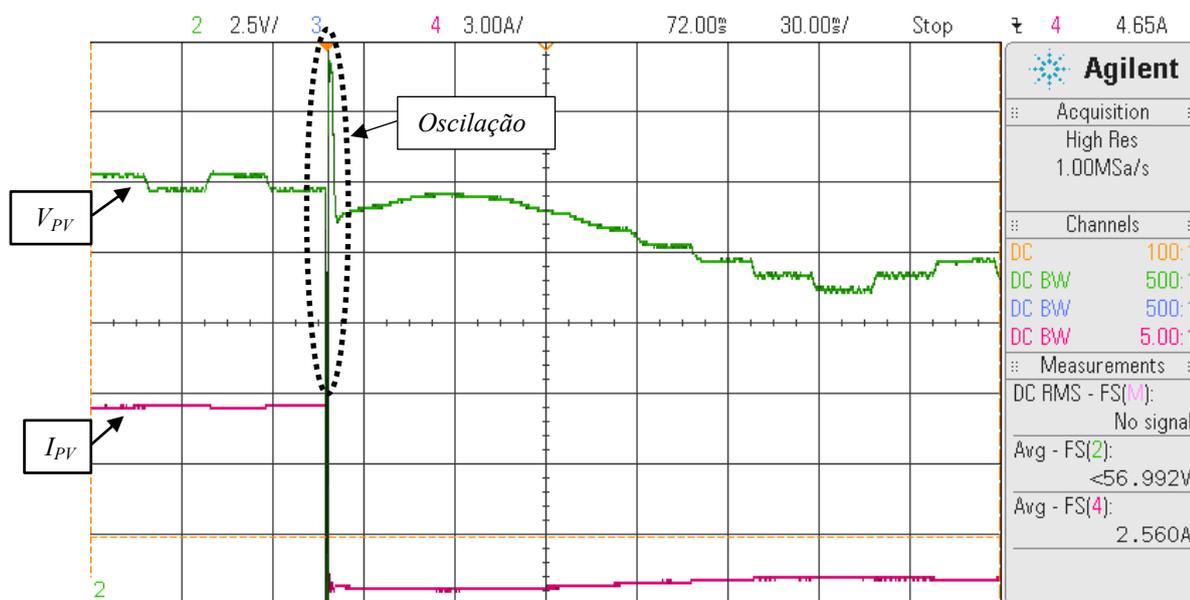


Figura 4.29 - Tensão (V_{pv}) em passos de 0,5 V e a corrente (I_{pv}). Escala: Ch2 (V_{pv}) 2,5 V/div, nível de zero 53,5 V; Ch4 (I_{pv}) 3,0 A/div, nível de zero 11,7 A; Tempo 30,0 ms/div.

Finalmente, as figuras 4.30, 4.31 e 4.32 mostram a interface em tempo real do emulador e as curvas de potência em função da tensão, geradas pelo próprio emulador a partir da programação do mesmo com os dados da Tabela 4.5. Os valores exibidos, nas referidas figuras, são os valores instantâneos obtidos pelo próprio emulador, a partir da leitura das grandezas de tensão e corrente em seus terminais e ao longo do experimento em questão. As três figuras em sequência mostram a excursão da potência fornecida pelo emulador em níveis distintos (489,48W; 44,77W e 295,62W, respectivamente) e cada uma com sua curva característica e um ponto de MPP (quadrado azul).

A persistência de 4 segundos, indicada no cabeçalho das figuras 4.30, 4.31 e 4.32 (emulador), comprova que o algoritmo de MPPT está rastreamento corretamente o MPP do arranjo fotovoltaico.

Em todos os experimentos o algoritmo P&O foi capaz de transferir a máxima potência para a carga resistiva e o sistema sempre operando com a máxima eficiência. O melhor resultado foi

obtido com o passo de 0,5V, na perturbação da tensão, e o controlador dessa tensão (IMC 1DOF) contribuiu de forma significativa para que a mesma sempre atingisse de forma rápida e estável o valor da referência gerado pelo P&O, o que também influi na eficiência desse sistema, de um modo geral.

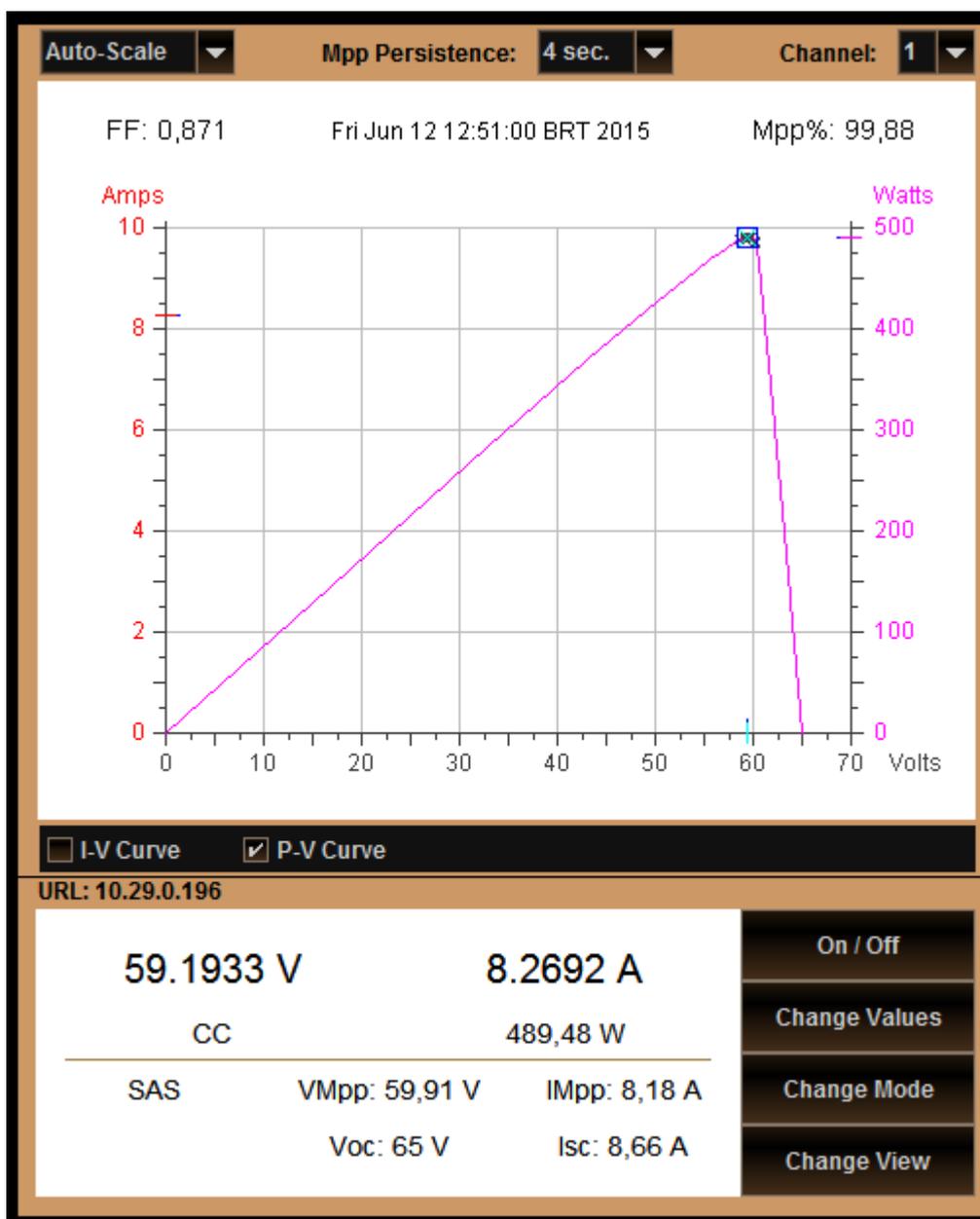


Figura 4.30 - Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} . Emulador programado para o MPP em 489,48 W.

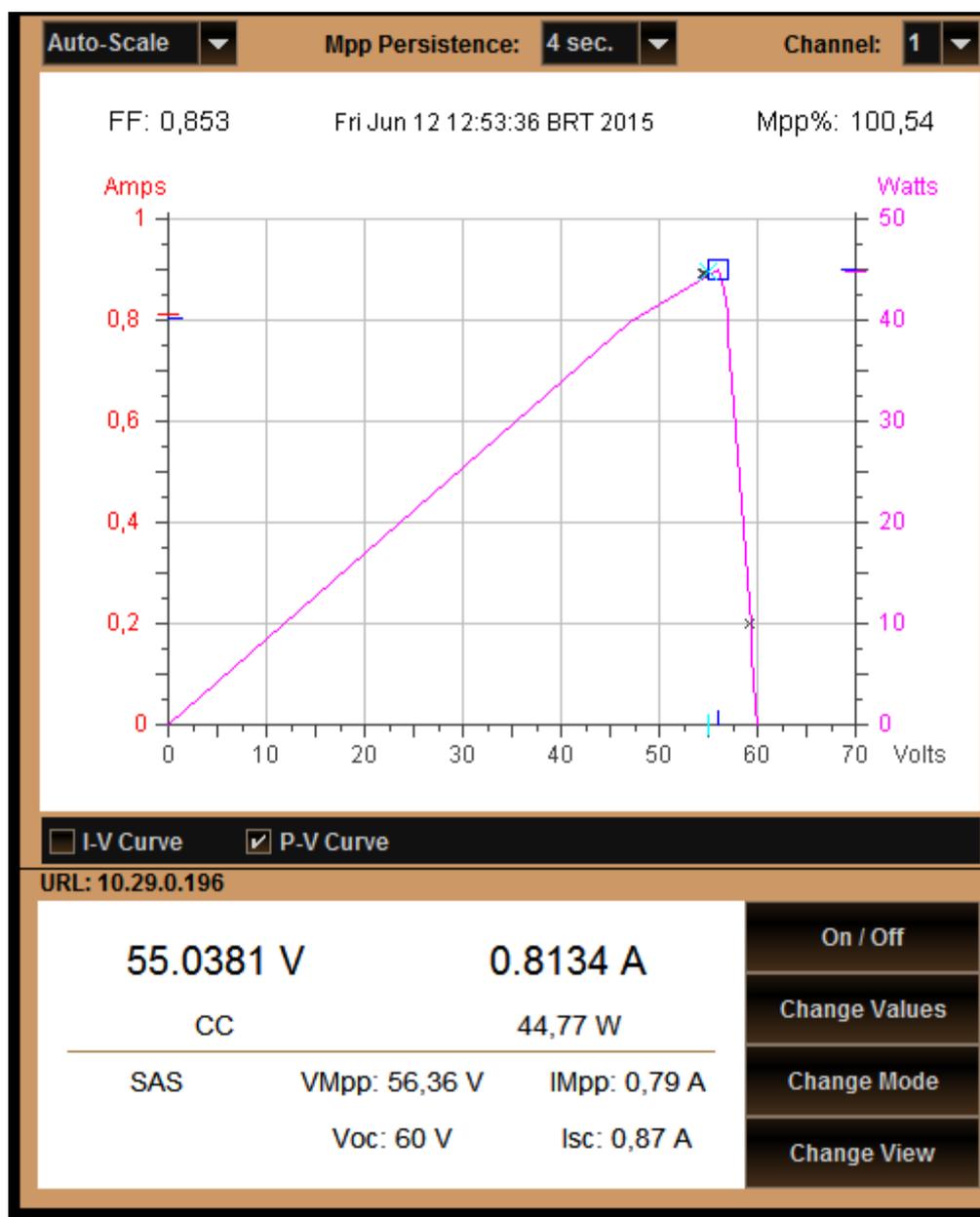


Figura 4.31 - Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} . Emulador programado para o MPP em 44,77 W.

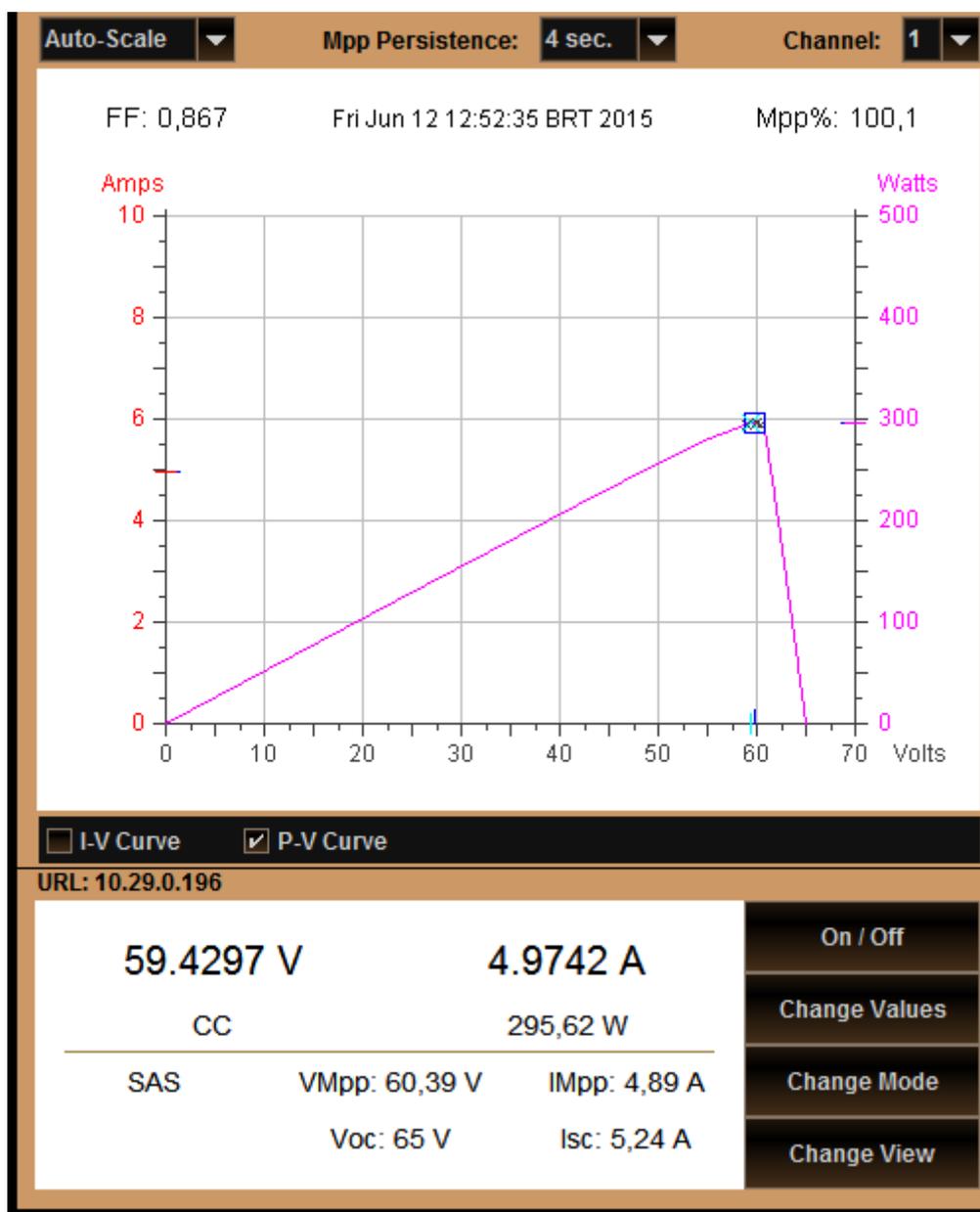


Figura 4.32- Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} . Emulador programado para o MPP em 295,62 W.

4.11 - CONCLUSÃO

Algumas conclusões podem ser elencadas a partir do desenvolvimento do estudo da aplicação do conversor CC-CC Boost Quadrático, no processamento da energia gerada por um arranjo de painéis fotovoltaicos, em conjunto com o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência,

o P&O-MPPT, cuja variável perturbada, nesse caso a tensão nos terminais do arranjo (V_{PV}), estava sendo controlada pelo IMC 1DOF.

Primeiramente, dadas as dificuldades de controle da planta em virtude de sua dinâmica, o compensador IMC 1DOF foi plenamente capaz de operar no laço interno do algoritmo de MPPT, controlando adequadamente a variável de interesse (V_{PV}) conseguindo acompanhar, satisfatoriamente, a referência de tensão ditada pelo algoritmo de MPPT.

Em termos de estabilidade, a sintonia desse controlador conferiu ao ganho de malha aberta do sistema compensado uma margem de ganho elevada para uma também extensa margem de fase.

No entanto, a opção por manter fixo o parâmetro R_{PV} , na função de transferência definida em (4.18), e, com isso, também fixos os coeficientes de $q(s)$ e $\tilde{p}(s)$ - e suas versões discretas - culminou em um pequeno *overshoot* em alguns resultados experimentais, em virtude do valor de R_{PV} , na prática, variar em função da luminância e da temperatura.

Porém esse *overshoot* foi somente percebido com o passo da perturbação em V_{Ref} fixado em 2,0 V e quando o sistema está operando mais próximo dos extremos de potência do arranjo fotovoltaico e, conseqüentemente, com o valor efetivo de R_{PV} mais distante do valor que foi utilizado no projeto do controlador IMC 1DOF.

Contudo, o tempo de assentamento da variável controlada é rápido e o erro de regime é nulo, fazendo com que esse controlador seja viável e adequado a essa aplicação de controle para o laço interno do algoritmo de P&O-MPPT e em conjunto com o conversor CC-CC Boost Quadrático.

Com relação ao conversor CC-CC, os testes experimentais confirmam sua viabilidade nesse tipo de aplicação, no que diz respeito à região de rastreamento do MPP e na manutenção de um nível de tensão adequado no barramento CC.

Uma menção deve ser feita em relação ao tamanho do passo do P&O-MPPT. O passo, cujo valor de tensão é grande (2,0V) mostrou que a velocidade da convergência para o MPP aumenta,

porém, ocorre aumento da amplitude na ondulação da potência, diminuindo a eficiência energética do sistema. Melhores resultados, envolvendo uma relação de compromisso entre eficiência e rapidez de resposta, foram obtidos com o valor do passo em 0,5V.

Por fim, o sistema como um todo foi capaz de operar no MPP, mesmo diante de degraus de grande amplitude na potência. Ou seja, mesmo a planta variando muito e rapidamente, o controlador IMC 1DOF mostrou-se capaz de absorver e rejeitar essas perturbações e controlar adequadamente o conversor CC-CC, em auxílio ao algoritmo de MPPT, sendo que, e os resultados de simulação e experimentais corroboram essa afirmação.

CAPÍTULO 5 - PROJETO DE UM CONTROLADOR BASEADO NO MODELO INTERNO PARA CONTROLE DA INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA NA REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA

5.1 - INTRODUÇÃO

No que diz respeito à conexão com a rede, questões envolvendo o padrão ou a topologia tem despertado grande interesse da comunidade científica e, conseqüentemente, um aumento no número de publicações, dentre as quais se destacam [44] e [45], respectivamente. Com base nesses padrões, a topologia adotada para este trabalho é a do inversor de tensão monofásico PWM bipolar senoidal (*Voltage Source Inverter* - VSI) com conversor CC-CA em ponte completa (*Full-Bridge*), filtro LCL e conectado à rede elétrica monofásica.

Normas internacionais como IEC-61000-3-2 e IEEE 519, [46], [47], e as nacionais ABNT NBR 16149 e 16150, [7], [8], por sua vez, regulam as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição e definem os padrões para qualidade da corrente injetada na rede, determinando taxas de distorções harmônicas permitidas em função da potência nominal dos inversores, sendo que as normas nacionais, acima citadas, são específicas para geração distribuída a partir de arranjo de painéis fotovoltaicos.

5.2 - ESTRUTURA DO SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA

Em sistemas fotovoltaicos de baixa potência conectados à rede elétrica, um conversor CC-CA monofásico é utilizado e sua função é converter a tensão CC, gerada pelo arranjo fotovoltaico (e processada inicialmente pelo conversor CC-CC) em uma tensão alternada sincronizada com a tensão da rede [13].

Historicamente os primeiros conversores CC-CA, usados em sistemas fotovoltaicos em conexão com a rede, eram construídos com tiristores. Contudo, desde meados da década de 1990, as tecnologias de chaves semicondutoras baseadas, construtivamente, em IGBTs e MOSFETs evoluíram e tem dominado esse tipo de aplicação de eletrônica de potência desde então [13].

Devido ao alto custo da geração solar (e à baixa eficiência dos painéis fotovoltaicos) a tecnologia envolvendo a construção desses conversores tem primado, sobretudo, pela eficiência, sendo que o primeiro método para aumentar a eficiência foi a eliminação da isolamento galvânica provida pelo transformador isolador de baixa frequência, utilizado na conexão com a rede, e, da mesma forma, a eliminação do transformador de alta frequência em sistemas que antes eram compostos por conversores CC-CC isolados [13].

Nessas aplicações sem transformador (*transformerless*) a eficiência global do sistema pode aumentar em 1-2% com a redução das perdas, além do benefício extra da redução do tamanho e dos custos desse sistema. Entretanto, em virtude dos aspectos construtivos típicos dos painéis fotovoltaicos, a capacitância parasita entre a carcaça e o terra da rede se torna proeminente (10-100 nF/kW por painel segundo [48]) e fornece um caminho de baixa impedância que pode gerar, a depender dos métodos de chaveamento, uma corrente de fuga que pode comprometer a segurança, ocasionar problemas de EMI e provocar maior injeção de harmônicos na rede. Sob esse aspecto, existem normas específicas que determinam a desconexão com a rede, se a corrente de fuga exceder os limites pré-fixados, [13], [48].

Portanto, as estruturas de sistemas *transformerless*, embora mais eficientes do ponto de vista energético, requerem soluções tecnológicas mais complexas, se comparadas aos conversores utilizados em acionamentos de máquinas, por exemplo, geralmente resultando na proposição de novas topologias, de modo a manter as correntes de fuga e a injeção de corrente contínua sob estrito controle, visando questões de segurança e em atendimentos às normas citadas.

Os conversores utilizados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede são, basicamente, divididos em dois grupos [13]:

- Full-bridge (ponte completa ou ponte H) e half-bridge (meia ponte).
- NPC (Neutral point clamped).

Os conversores half-bridge (HB) e NPC (Neutral point clamped) possuem topologias intrinsecamente livres do problema da corrente de fuga para o terra [48]. No entanto, tem a desvantagem de necessitarem de um barramento CC com o dobro da tensão do que seria necessário a um conversor full-bridge (FB) [13],[48].

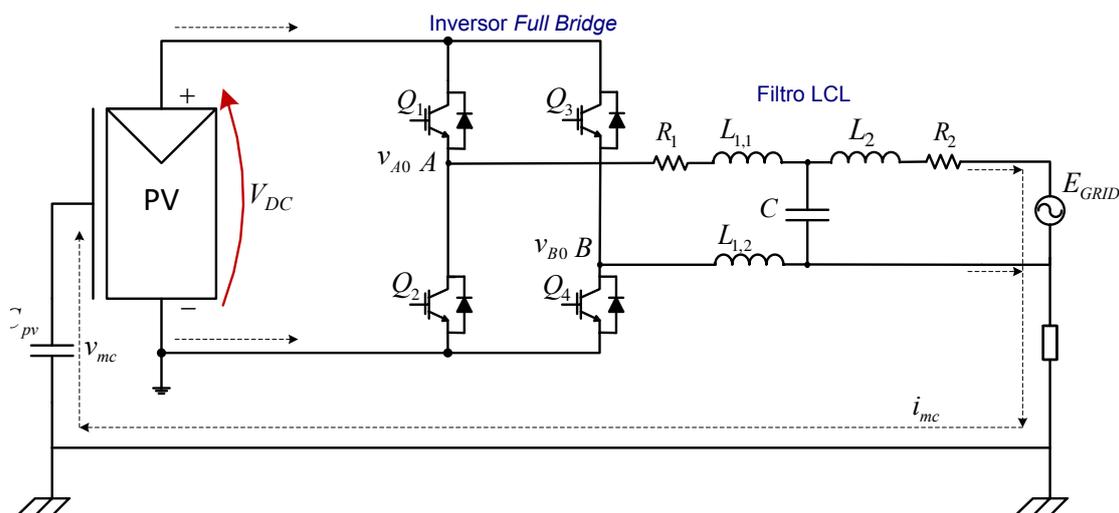


Figura 5.1 – Caminho para a corrente de fuga em um sistema fotovoltaico *transformerless*.

Na topologia básica do conversor full-bridge, ilustrada na Figura 5.1, a corrente de fuga para o terra da rede, corrente essa que propaga em modo comum, é causada pela ondulação da tensão em modo comum (v_{mc}), presente nos pontos médios (A e B) dos ramos do conversor, de tal modo que, segundo [48]:

$$v_{mc} = \frac{v_{a0} + v_{b0}}{2} \quad (5.1)$$

Portanto, quanto maior a frequência de oscilação dessa tensão, menor a reatância capacitiva (do capacitor parasita - C_{pv}) e, conseqüentemente menor a impedância para o terra da rede elétrica,

tornando maiores as correntes de fuga. Para reduzir a corrente de fuga em conversores FB, foram propostas diversas topologias livres de variações na tensão em modo comum em [13]-[48], entretanto, uma baixa corrente de fuga também pode ser obtida com um conversor FB sendo acionado por um PWM bipolar, porém à custa de maiores perdas nos núcleos dos indutores [13].

Dessa forma, a questão da corrente de fuga em aplicações *transformerless* que se utilizam de conversores FB pode ser, resumidamente, delineada como:

a) Quanto às estratégias de modulação PWM:

- **Modulação Bipolar (BP):** no caso da modulação bipolar os IGBTs são acionados na diagonal de modo síncrono (Q_1 em sincronismo com Q_4 e Q_3 com Q_2). Dessa forma os ramos A e B são chaveados sincronamente na diagonal em alta frequência e com o mesmo referencial senoidal. A tensão em modo comum (v_{mc}) possui somente uma componente na frequência da rede elétrica acarretando uma corrente de fuga muito baixa e, em consequência, baixa EMI. Contudo, por não ser possível um estado de zero volt, na tensão dos terminais de saída do conversor FB (V_{AB}), as perdas nos núcleos dos indutores são maiores, reduzindo sua eficiência e o colocando em desvantagem frente aos demais métodos de chaveamento.
 - **Modulação Unipolar (UP):** no caso da modulação PWM unipolar, cada ramo do conversor FB (A e B) é chaveado de acordo com sua própria referência senoidal espelhada, ou seja, duas referências senoidais defasadas 180° uma da outra. Assim, dois estados de zero volt são possíveis em V_{AB} ($Q_1, Q_3=ON$ e $Q_2, Q_4=ON$) acarretando menores perdas nos núcleos dos indutores e, conseqüentemente, maior eficiência. Além disso, o *ripple* na corrente devido ao chaveamento é igual a duas vezes a frequência do PWM, diminuindo, assim, as exigências quanto aos filtros passivos de saída. Porém a frequência da ondulação da tensão em modo comum (v_{mc}) possui
-

componentes na frequência do chaveamento PWM, rendendo uma alta corrente de fuga e EMI. Contudo, em aplicações de sistemas PV, com transformador de acoplamento na conexão com a rede elétrica, a topologia do conversor FB, acionado com PWM unipolar, é largamente utilizada graças ao seu adequado compromisso entre qualidade, eficiência, complexidade e custo [48].

- **Modulação Híbrida:** mesmo caso da modulação unipolar com a diferença de que um dos ramos do conversor FB é chaveado em alta frequência e o outro, na frequência da rede tendo, portanto, como vantagem adicional, menores perdas devido ao chaveamento. Contudo, o *ripple* de corrente ocorre na frequência do PWM (mesma exigência de filtros que um FB e BP-PWM) e a tensão v_{mc} possui uma ondulação quadrada na frequência da rede que rende altos picos de corrente de fuga e a mais alta EMI entre todos os métodos de chaveamento desse conversor FB.

b) Quanto às topologias:

Referindo-se à Figura 5.1 é possível calcular a tensão de modo comum durante um ciclo de chaveamento PWM bipolar. O chaveamento consiste de duas possíveis configurações:

1. Q_1 e Q_4 ON (Q_2 e Q_3 OFF), $v_{a0}=V_{DC}$, $v_{b0}=0$, $v_{mc}=V_{DC}/2$;
2. Q_2 e Q_3 ON (Q_1 e Q_4 OFF), $v_{a0}=0$, $v_{b0}=V_{DC}$, $v_{mc}=V_{DC}/2$.

Se o acionamento (ON/OFF) das chaves em diagonal ocorre ao mesmo tempo (caso da comutação ideal) não há mudanças em v_{mc} e, deste modo, a corrente de fuga é limitada, uma vez que v_{mc} ondula na frequência da rede. Contudo, nos conversores comerciais, um pequeno filtro é adicionado para limitar os sinais em modo comum, e a corrente de fuga para o terra, devido a não idealidade e não casamento entre as chaves do conversor FB [48]. Nesse sentido, foram propostas, recentemente,

modificações na topologia FB com BP-PWM, sendo que, a Figura 5.2 apresenta uma dessas topologias modificadas pela adição de dois blocos que podem ser usados alternativamente.

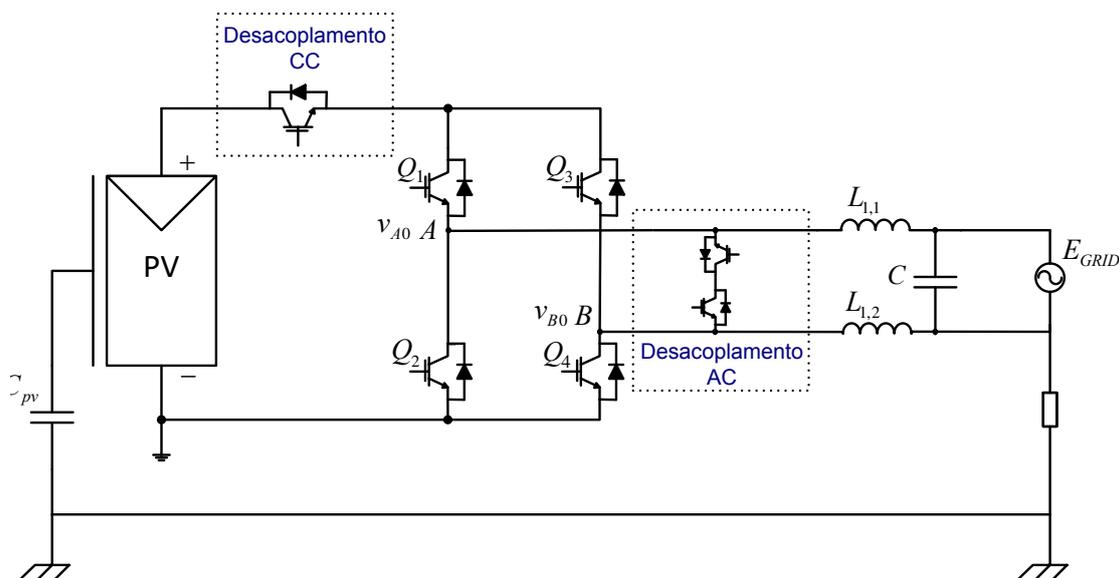


Figura 5.2 – Topologia de conversor *Full-Bridge* com blocos adicionais de desacoplamento CC e AC.

Observando-se a Figura 5.2 é possível verificar a presença de dois blocos, um no barramento CC e outro na saída do conversor FB e entrada do filtro (lado CA), ambos destinados a reduzir a corrente de fuga para o terra em aplicações transformerless [13], [48]. O uso do desacoplamento no barramento CC (ou mesmo no lado CA) permite, durante os estágios de roda-livre dos diodos, a desconexão da tensão da rede, do arranjo de painéis fotovoltaicos. A partir do uso de uma dessas opções de topologias alternativas ao FB BP-PWM, a tensão de saída do conversor (V_{AB}) é similar à tensão de saída, caso esse conversor fosse acionado com a modulação PWM unipolar, mas com o *ripple* (na corrente de saída) na frequência do chaveamento PWM.

A topologia com o bloco de desacoplamento CA é chamada *highly efficient reliable inverter concept* (HERIC) [13], [48] e a topologia com o bloco de desacoplamento CC é chamada H5 [13], [48] e, em ambos os casos, a comutação assimétrica entre as chaves (IGBTs) pode resultar numa

presença significativa de componentes de alta frequência na tensão em modo comum (v_{mc}) e, com isso, um aumento na corrente de fuga para o terra.

São propostas outras topologias alternativas ao conversor FB, com acionamento PWM bipolar e unipolar, em [13] e [49]-[51]. Também em [48], é proposta uma topologia alternativa ao conversor FB com acionamento unipolar e em [13] e [52]-[53] são estudadas várias topologias alternativas aos conversores HB e NPC, considerando-se, também, as técnicas de acionamento PWM unipolar e híbrida, sendo todos focados na diminuição das correntes de fuga em aplicações PV *transformerless*.

Todavia, embora o assunto enderece um amplo e palpitante campo de estudos, será mantida a análise introdutória do tema, uma vez que:

- i. Optou-se por utilizar o conversor FB com PWM bipolar e o mesmo ser relativamente livre de variações na tensão em modo comum e fuga para o terra, em aplicações *transformerless*, sendo sua aplicação bastante difundida comercialmente, por este motivo [48];
- ii. As topologias FB modificadas não introduzem elementos que modificam a dinâmica do filtro LCL [13] e;
- iii. Não constituir o foco do presente trabalho.

No entanto, embora a estrutura proposta do sistema fotovoltaico, em conexão com a rede elétrica monofásica e com estágio elevador sendo produzido pela presença do conversor CC-CC Boost Quadrático, tangencie aplicações comerciais *transformerless*, optou-se pelo uso do transformador isolador, na conexão com a rede, visando à proteção dos protótipos e do instrumental utilizados nos ensaios experimentais, assim como, pelo caráter acadêmico do presente trabalho.

A Figura 5.3 apresenta a estrutura do sistema fotovoltaico conectado à rede monofásica, adotada para este trabalho.

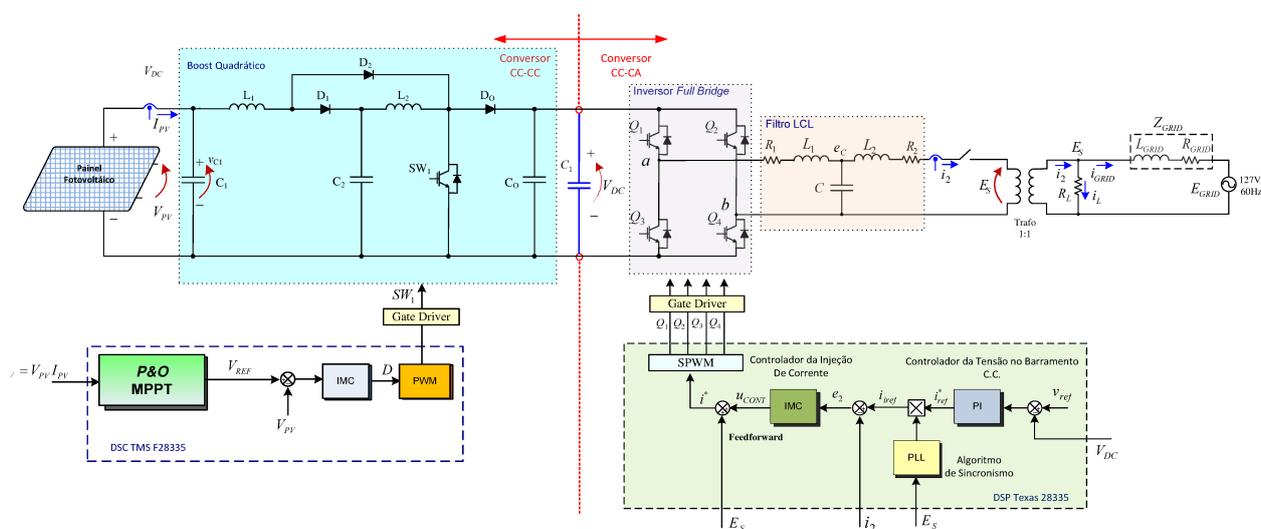


Figura 5.3 - Topologia dos Conversores e Estrutura do Sistema de Geração Fotovoltaica Conectado à Rede Elétrica Monofásica.

No lado esquerdo da Figura 5.3 está ilustrado um conversor CC-CC do tipo elevador (Boost Quadrático) que será utilizado para rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

Como apresentado no capítulo anterior, essa topologia de conversor CC-CC pode substituir o conversor CC-CC Boost – tipicamente utilizado nesse tipo de aplicação – visando uma melhoria na eficiência do sistema quando um ganho superior a três, entre a tensão de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos e a tensão do barramento CC, se faz necessário, pois, o ganho do conversor Boost é limitado pelas perdas de condução, quando a razão cíclica (D) aproxima-se da unidade [23]. No conversor Boost Quadrático, o ganho de tensão possui dependência quadrática com a razão cíclica.

Neste capítulo o foco de estudo será a estrutura do inversor em conexão com a rede elétrica monofásica, ilustrada no lado direito da Figura 5.3, a respectiva modelagem matemática e o projeto dos controladores destinados a viabilizar a injeção de potência ativa (no modo injeção de corrente) na rede elétrica monofásica. Assim, a estrutura da Figura 5.3 foi redesenhada, suprimindo-se os detalhes da geração fotovoltaica e dando ênfase à conexão com a rede, resultando na Figura 5.4, a qual contempla o objeto de interesse do presente capítulo.

com o controlador Repetitivo. Em [56]-[58] o controlador *P+Res* do tipo I, cuja função de transferência é:

$$G_{res_I}(s) = kp + \frac{2kis}{s^2 + \omega_c^2}, \quad (5.2)$$

onde K_p e K_i são ganhos proporcional e integral, respectivamente, e ω_c é a frequência de centro, foi utilizado para o controle da injeção de corrente na rede monofásica e filtro LRC, com bons resultados. Contudo, em sistemas com pouco amortecimento, como os que utilizam filtro LCL, melhores resultados foram obtidos em [3], com o *P+Res* do tipo I (5.2), e em [59], com o controlador *P+Res* do tipo II, o qual é definido pela sua função de transferência como:

$$G_{res_II}(s) = kp + \frac{2ki\zeta\omega_c s}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (5.3)$$

onde K_p e K_i são ganhos proporcional e integral, ζ é o fator de amortecimento e ω_c é a frequência de centro.

Os controladores do tipo *P+Res*, utilizados para o controle de inversores de tensão conectados à rede no modo de injeção de corrente, são tipicamente filtros passa-faixa, cuja frequência de centro está sintonizada na frequência nominal da rede elétrica e tem como principal característica um alto ganho nessa frequência, idealmente infinito nos controladores do tipo I ou sem amortecimento, banda passante estreita e variação brusca desse ganho nas frequências de borda da banda passante [60].

Essa característica, em relação ao ganho na frequência da rede e a inclusão do modelo da referência (senoidal) no ganho de percurso direto, leva ao erro zero quando em regime permanente e referencial estacionário, ou seja, o sistema rastreia perfeitamente a referência senoidal da corrente a ser injetada na rede elétrica, porém, pode afetar a qualidade da injeção de corrente em sistemas conectados, caso a frequência da rede sofra pequenas variações em torno dos 60 Hz. Esse efeito é

geralmente contornado com a adição de um termo de amortecimento (ζ) à função de transferência do $P+Res$, tornando-o um controlador $P+Res$ do tipo II [60].

No $P+Res$ do tipo II, sacrifica-se a amplitude do ganho na frequência de centro, mas, aumenta-se a largura de banda, suavizando-se a variação do ganho nas frequências de borda para que o sistema absorva, sem perda significativa de qualidade, pequenas variações na frequência da rede elétrica.

A amplitude do ganho e a largura de banda podem, então, ser devidamente ajustados através de parâmetros do tipo K_p , K_i e ζ , presentes na função de transferência desse controlador, objetivando-se o correto atendimento a determinada aplicação e/ou ponto de operação do sistema. Portanto, o desempenho do $P+Res$ do tipo II é dependente do ajuste desses parâmetros que, geralmente, são sintonizados para a potência nominal do inversor.

Visando buscar uma alternativa ao controlador $P+Res$, um novo controlador é proposto, o qual é baseado no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (1 *Degree of Freedom* - 1 DOF), [42], e aliado ao desacoplamento da tensão de saída, através da estratégia de alimentação à frente, *Feedforward*.

Desta forma, este trabalho apresenta uma estratégia de controle para injeção de corrente na rede elétrica com desempenho similar ao $P+Res$, no que se refere ao erro em regime estacionário, mas sem a desvantagem da variação do ganho em torno da frequência da rede.

É esperado que o novo controlador, em cascata com o processo, tenha uma resposta em frequência que mantenha o ganho de percurso direto com resposta monotônica, de forma a manter o ganho uniforme não somente em torno da frequência de operação do sistema, como em toda a banda passante. É, também, desejado um desempenho mais homogêneo em uma larga faixa de potência e não somente na potência nominal do inversor.

Uma vantagem dessa estratégia de controle (IMC 1DOF) é que, embora reaja rapidamente a perturbações rejeitando-as, exerce menor esforço de controle para atingir o resultado desejado, [42] e [61].

Para validar essa estratégia de controle foi projetado um compensador $P+Res$ Tipo II [54], com o objetivo de comparação com o controlador IMC 1DOF. Os resultados comparativos são apresentados e validados através de uma plataforma experimental onde, em um primeiro momento, o sistema é testado com uma carga local linear e a rede elétrica em condições normais e, posteriormente, com um arranjo que permite a verificação de seu desempenho frente a mudanças na impedância da rede (alta impedância para simular rede fraca) e carga local não linear de modo a causar uma grande distorção na forma de onda da tensão.

5.3 - ESTRATÉGIA FEEDFORWARD

A estratégia de alimentação à frente (*Feedforward*), também chamada de *Back-EMF* [62] por ser *análoga* à realimentação da força-contraeletromotriz (*f.c.e.m.*) das máquinas de corrente contínua, consiste no cancelamento da realimentação negativa da tensão da rede, a qual é intrínseca ao sistema do inversor. Esse método, já bem explorado em [62]-[64], tem o efeito de desacoplar a tensão na carga local (R_L), que também é o ponto de conexão com a rede elétrica a partir de uma amostra da tensão (E_S) que é somada à ação de controle da injeção de corrente (u_{CONT}), antes do atuador que, nesse caso, é o gerador de PWM.

A Figura 5.6(a) mostra um diagrama representando o modelo do processo que vai desde a saída da ponte de *IGBT's* (V_{ab}) e termina na carga local e ponto de conexão do inversor com a rede elétrica, passando pelo filtro LCL, considerando-se que Z_{GRID} ($Z_{GRID}=s \cdot L_{GRID}+R_{GRID}$) tende a zero e, portanto, E_S tende a E_{GRID} (ver também Figuras 5.3 e 5.4).

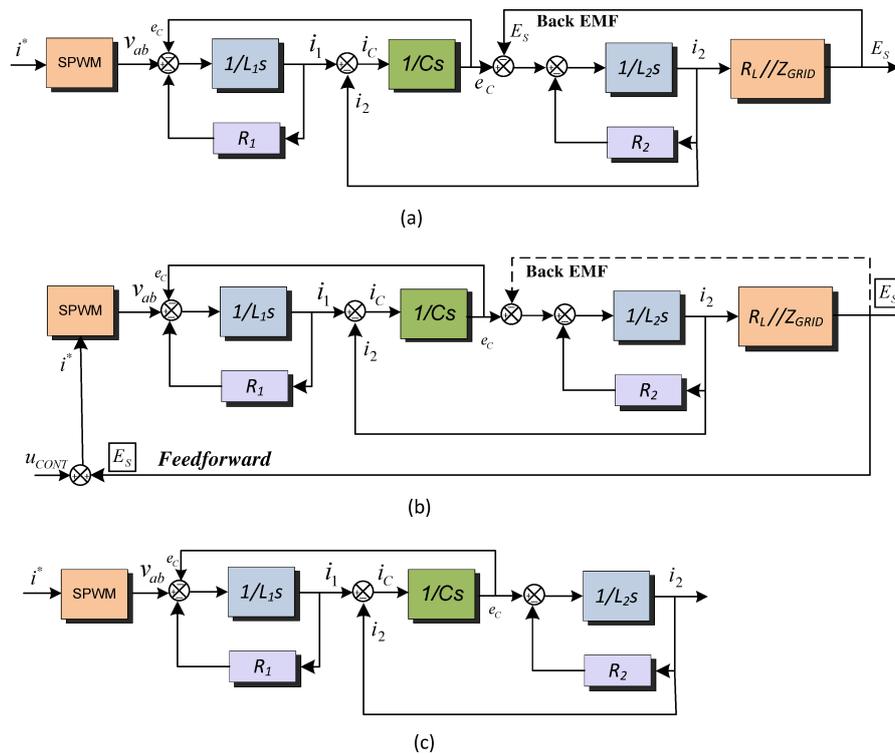


Figura 5.6 – (a) Diagrama de Estado do Inversor de Tensão Conectado à Rede; (b) Diagrama de Estado do Inversor, salientando-se a realimentação intrínseca ao modelo e o desacoplamento da tensão de saída (E_S) e da carga (R_L em paralelo com Z_{GRID}), através da estratégia *Feedforward* e (c) Diagrama de Estado resultante da estratégia *Feedforward*.

A partir desse modelo é possível notar que a corrente de saída do inversor (i_2) interfere e sofre interferência da tensão no ponto de conexão (E_S) em um processo de realimentação intrínseca ao modelo (e à topologia), sendo que, E_S é realimentado ao sistema como uma perturbação.

Como a qualidade da tensão no ponto de conexão com a rede (E_S) é fortemente dependente das características da carga e como a carga local (R_L) está em paralelo com a rede, preponderando a impedância da rede (considerando-se por simplificação que Z_{GRID} tende a zero), o desacoplamento dessa tensão tem o duplo efeito de facilitar a dinâmica da imposição de corrente fluindo para a rede e contornar o efeito de cargas cujas dinâmicas são desconhecidas e, portanto, não podem ser modeladas.

A Figura 5.6(b) mostra que a tensão de saída E_S é desacoplada do filtro LCL – e também a carga ($R_I//Z_{GRID}$) já que o desacoplamento dessa tensão acarreta o desacoplamento da carga – a partir de uma amostra da mesma que é somada à ação de controle (u_{CONT}).

Dessa forma, a dinâmica do processo a ser controlado fica reduzida à dinâmica do filtro LCL, da saída do inversor de tensão, sem a necessidade da inclusão dos parâmetros da rede (Z_{GRID}) permitindo, assim, a elaboração do modelo interno e do controlador para a estratégia IMC 1DOF. O sistema resultante está ilustrado na Figura 5.6(c).

5.4 - MODELAGEM DO INVERSOR DE TENSÃO

A modelagem do inversor de tensão com o filtro LCL foi realizada utilizando-se a técnica de espaço de estados médios, [38], [39].

Para tanto, foram consideradas duas etapas de operação associadas ao chaveamento – com a respectiva topologia resultante – e levando-se em consideração o efeito do desacoplamento da tensão da rede, através da técnica *Feedforward*.

A Figura 5.7(a) ilustra a etapa de operação 1, na qual as chaves Q_1 e Q_4 estão fechadas e Q_2 e Q_3 permanecem abertas. A etapa de operação 2 é mostrada na Figura 5.7(b), na qual as chaves Q_2 e Q_3 estão conduzindo e as chaves Q_1 e Q_4 estão abertas. Independentemente da topologia resultante, a corrente i_2 , fluindo através de L_2 – a indutância de conexão com a rede elétrica – é a variável a ser controlada nessa estratégia de injeção de corrente, e também está ilustrada nas Figuras 5.3 e 5.4.

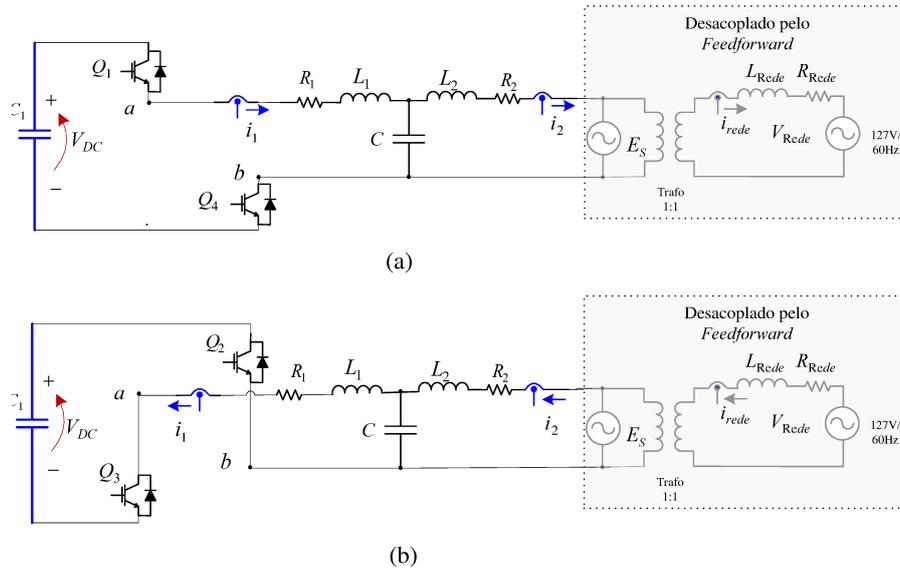


Figura 5.7 - Etapas de Operação do Inversor de Tensão.

O inversor pode, assim, ser descrito por equações de estado lineares como:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x(t) + B_1 \cdot u(t) \quad (5.4)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \quad (5.5)$$

Onde:

$$x = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_C \end{bmatrix}; \quad \dot{x} = \begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ v'_C \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ E_S \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Sendo que E_S é considerado igual a zero (assim como a impedância da rede elétrica) em virtude da ação de desacoplamento dessa tensão.

Ainda em (5.4) e (5.5) as matrizes de sistema e de entrada são, respectivamente:

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R_2/L_2 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad B_2 = \begin{bmatrix} -1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

As matrizes de sistema e de entrada podem, então, ser representadas pelos seus valores médios:

$$A = A_1 D + A_2 (1-D) = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R_2/L_2 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1-D) = \begin{bmatrix} \frac{2 \cdot D - 1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Sendo G_{xd} a função de transferência do inversor para pequenos sinais e considerando-se as variações dos elementos do vetor de estado (x), em função de variações na largura do ciclo ativo da onda de PWM (\hat{d}), como:

$$G_{xd} = \frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (s \cdot I - A)^{-1} \cdot J \quad (5.10)$$

No qual $A = A_1 = A_2$, sendo (A) a matriz do valor médio das variáveis considerando-se a razão cíclica (D) e:

$$J = (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U \quad (5.11)$$

Onde, a partir do modelo médio do inversor em equilíbrio, tem-se que:

$$X = \begin{bmatrix} \frac{V_{ab}(2 \cdot D - 1)}{R_1 + R_2} \\ \frac{V_{ab}(2 \cdot D - 1)}{R_1 + R_2} \\ \frac{R_2 \cdot V_{ab}(2 \cdot D - 1)}{R_1 + R_2} \end{bmatrix} \text{ e } U = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ E_s \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

E, portanto:

$$J = \begin{bmatrix} 2 \cdot V_{ab} / L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Assim, G_{xd} fica, então:

$$G_{xd} = \begin{bmatrix} \frac{V_{ab} \cdot (2 \cdot C \cdot L_2 \cdot s^2 + 2 \cdot C \cdot R_2 \cdot s + 2)}{C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C \cdot L_1 \cdot R_2 + C \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \\ \frac{2 \cdot V_{ab}}{C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C \cdot L_1 \cdot R_2 + C \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \\ \frac{2 \cdot V_{ab} \cdot (R_2 + L_2 \cdot s)}{C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C \cdot L_1 \cdot R_2 + C \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

e

$$\frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2 \cdot V_{ab} \cdot k}{C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C \cdot L_1 \cdot R_2 + C \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \quad (5.15)$$

Portanto:

$$G_{i2/d}(s) = \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{d}(s)} \quad (5.16)$$

É a função de transferência do inversor para pequenos sinais, considerando-se a variação da corrente de saída (\hat{i}_2) em função de variações na largura do ciclo ativo da onda de PWM (\hat{d}). O termo k , em $G_{i2/d}$, é uma constante de proporcionalidade, para que o ganho do gerador de PWM (atuador) seja igual a 1, e V_{ab} é o valor médio da tensão nos pontos de conexão da ponte *full-bridge*, com o filtro LCL.

5.5 - FILTRO LCL

Para o projeto do filtro LCL seria desejável utilizar os critérios apresentados, por exemplo, em [65] considerando um valor de *ripple* máximo para a corrente a ser injetada na rede, ou mesmo os critérios adotados em [66] onde é proposto um novo método de projeto do filtro LCL, especificamente desenvolvido para um conversor NPC/*Half-Bridge* em aplicações PV-*transformerless* [13]. Contudo, em virtude da disponibilidade de recursos materiais para a montagem, os valores das indutâncias do filtro LCL foram definidos arbitrariamente, a partir de um projeto já utilizado em [67], e os parâmetros resultantes para o sistema, estão apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros do Inversor.

Parâmetros	Nome	Valor
Frequência da Rede Elétrica	f_g	60Hz
Frequência do PWM	f_{sw}	10kHz
Potência Nominal	P_n	2kW
Tensão da Rede Elétrica	E_S	$127\sqrt{2}V$
Tensão do Barramento CC	V_{DC}	350V
Indutância do Filtro	L_1	1.1mH
Indutância de Conexão	L_2	10.0mH
Resistência Parasita 1	R_1	0.05 Ω
Resistência Parasita 2	R_2	0.05 Ω
Capacitância do Filtro	C	30 μF
Constante de Proporcionalidade	k	1/350

A Figura 5.8 mostra a resposta em frequência da função de transferência vista em (5.15), considerando-se os parâmetros da Tabela 5.1.

Pode ser notada, na Figura 5.8, a frequência de ressonância (f_{res}) em aproximadamente 923 Hz. O parâmetro de frequência (f_{res}) é levado em conta no projeto do controlador IMC 1DOF, visando a criação dos polos adicionais e o estabelecimento da frequência de corte desse controlador.

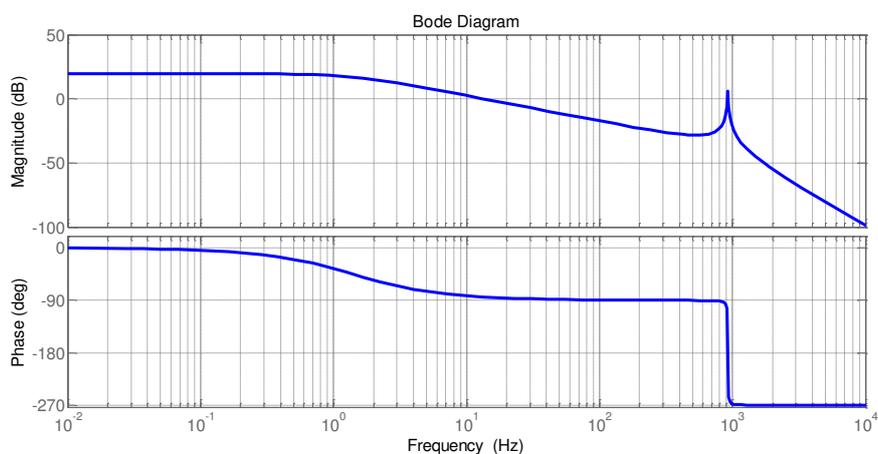


Figura 5.8 - Resposta em Frequência do Inversor.

5.6 - SISTEMA DE SINCRONISMO COM A TENSÃO DA REDE ELÉTRICA

O sincronismo da corrente de saída do inversor (i_2) com a tensão da rede (E_S) é feito através da referência angular fornecida por um sistema de *PLL*, conforme apresentado na Figura 5.9.

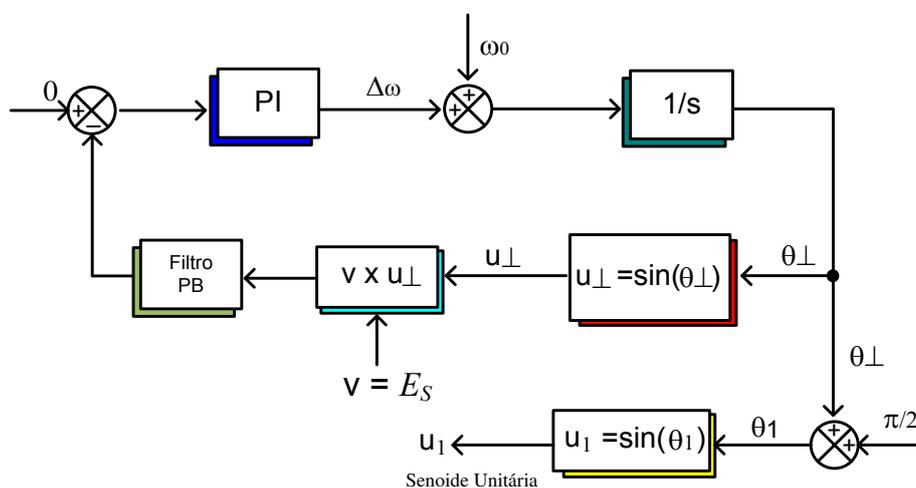


Figura 5.9 - Esquema do PLL.

Seu princípio de operação é baseado no produto escalar entre o vetor de tensão ($v=E_S$) e o vetor ortogonal (u_{\perp}). Quando o *PLL* está sincronizado com a tensão da rede, os dois vetores são

ortogonais e o produto é zero. O compensador PI atua para minimizar o erro $[e(s) = 0 - v \times u_{\perp}]$, ou seja, para cancelar o produto escalar, a partir da geração da componente $(\Delta\omega)$. A integração da frequência angular ω $[\omega = \Delta\omega + \omega_0]$ resulta, portanto, no ângulo (θ_{\perp}) que é o argumento para gerar o vetor (u_1) . Dessa forma, o vetor (u_1) corresponde à senóide unitária sincronizada com a tensão da rede e é utilizada para gerar a corrente de referência do inversor PWM [56].

5.7 - PROJETO DO CONTROLADOR IMC 1DOF

Como já foi mencionado no capítulo anterior, o termo Controle Baseado em Modelo (*Model Based Control* - MBC) é usado para designar sistemas de controle que incorporam explicitamente um modelo de processo no algoritmo de controle [42]. A Figura 5.10 mostra, novamente, a forma genérica de uma estratégia de controle baseado em modelo interno com um grau de liberdade – IMC 1DOF, na qual $p(s)$ é o processo, $\tilde{p}(s)$ é o modelo do processo, $u(s)$ é o esforço de controle, $d(s)$ é a perturbação e $\tilde{d}_e(s)$ é a perturbação estimada.

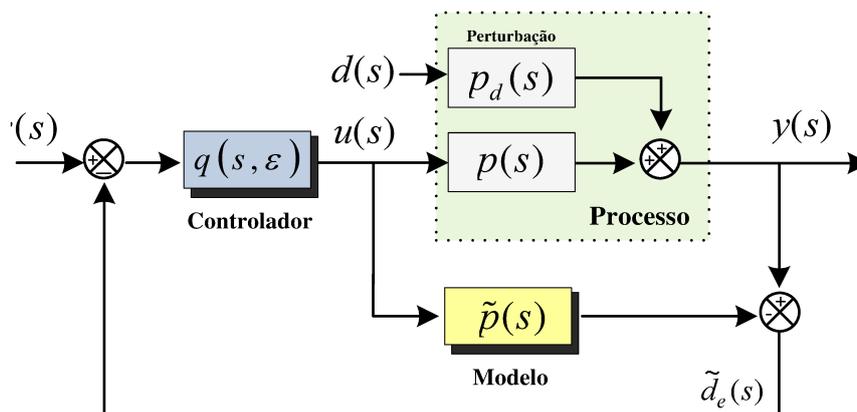


Figura 5.10 - Estrutura de Controle Baseado no IMC 1DOF.

Como também já foi explanada no capítulo anterior, a ideia por trás dessa estratégia de controle é se conseguir:

$$y(s) = r(s) \quad \text{e} \quad \frac{y(s)}{d(s)} = 0 \quad (5.17)$$

Desde que:

$$p(s)q(s) = 1 \quad \text{e} \quad \tilde{p}(s) = p(s) \quad (5.18)$$

Utilizando-se dos critérios abordados em [42], para o projeto destes controladores, quando a função de transferência do processo não possui zeros próximos ao eixo imaginário e nem no semi-plano direito do plano s , como pode ser visto no mapa de polos e zeros desse sistema, ilustrado na Figura 5.11, o controlador IMC 1DOF pode ser projetado como:

$$q(s) = \frac{D(s)}{N(s) \cdot (\varepsilon s + 1)^r} \quad (5.19)$$

No qual, $N(s)$ é o polinômio do numerador e $D(s)$ o polinômio do denominador da função de transferência, já descrita em (5.15) e correspondente ao processo $p(s)$, e r é definido como a diferença entre a ordem do denominador menos a ordem do numerador da função de transferência.

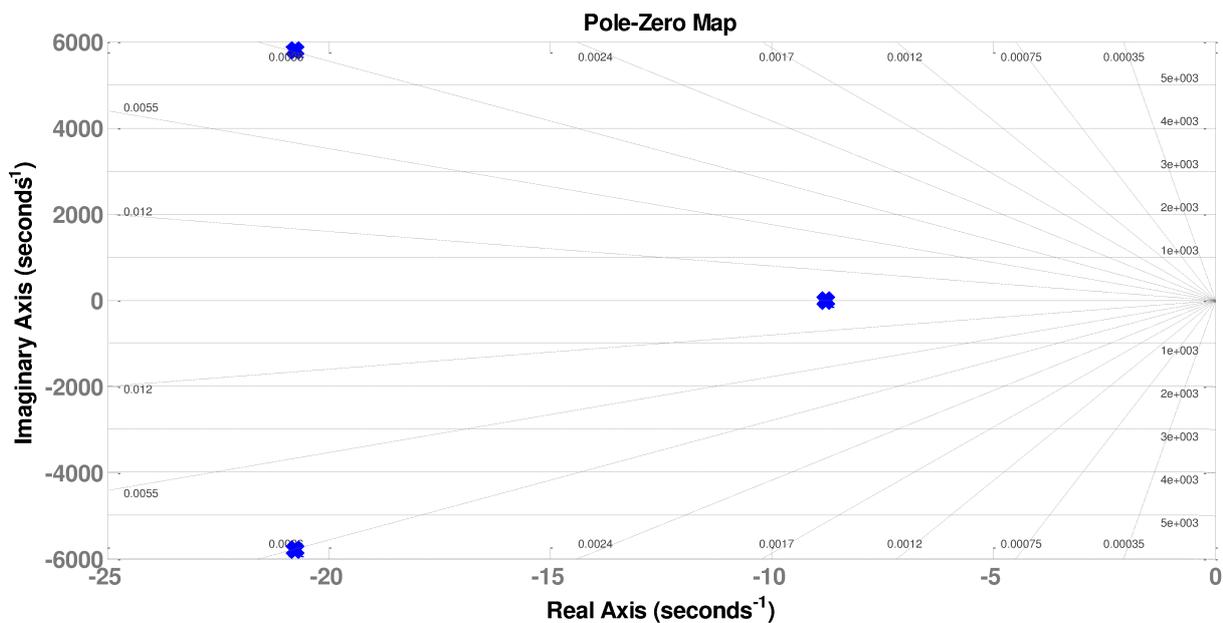


Figura 5.11 - Mapa de polos e zeros do sistema.

A expressão (5.20) apresenta o termo do filtro que torna $q(s)$ causal e, portanto, realizável fisicamente, sendo que ε é um parâmetro que define a frequência de corte desse filtro.

$$\frac{1}{(\varepsilon s + 1)^r} \quad (5.20)$$

Para o projeto do controlador IMC 1DOF o termo ε do filtro definido em (5.20) pode ser calculado, segundo [42], a partir de:

$$\varepsilon \geq \left(\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{D(s)N(0)}{20s^r N(s)D(0)} \right)^{1/r} \quad (5.21)$$

No qual o máximo ganho permitido em alta frequência tem seu valor arbitrado em 20 vezes o ganho em baixa frequência.

Entretanto, via simulações computacionais, verificou-se que a utilização desse critério implica resposta lenta e com um pronunciado atraso de fase entre a corrente injetada e a referência. Por outro lado, à medida que se diminui o valor de ε , aumentando-se o ganho do controlador em alta frequência, esse atraso de fase decresce e, como a resposta em frequência do sistema em malha aberta corresponde a um filtro passa-baixas com resposta plana na banda passante e com fase linear, a sintonia do controlador consistiu no aumento da banda passante do sistema em malha aberta para além dos 60 Hz, mas mantendo-se a frequência de corte abaixo da frequência de ressonância (f_{res}) do filtro LCL.

A extensão da banda passante além dos 60 Hz visa garantir $q(s=j\omega) = 1/p(s=j\omega)$ e, portanto, assegurar ganho estático de 0 dB na frequência da rede elétrica. Assim, à medida que se diminui o valor de ε , aumenta-se a banda passante e, além de linearizar a resposta de fase, diminui-se o ângulo de fase, quando em 60 Hz.

Para $\varepsilon = 0.00017$, no ponto de operação do sistema tem-se um ângulo de fase em torno de 10 graus. Se o valor de ε for diminuído, o ângulo de fase caminha para 0° , no entanto, a banda passante

ultrapassa a frequência de ressonância (f_{res}) e a qualidade da resposta na simulação computacional degrada-se sensivelmente.

Melhores resultados foram obtidos mantendo-se um valor de ε em 0.00017 e a banda passante dentro da faixa correspondente ao compromisso entre a frequência de operação (60 Hz da rede) e a frequência de ressonância (f_{res}) e somando-se o ângulo de fase no ponto de operação (10° em 60 Hz) na referência de corrente gerada pelo *PLL*. Ou seja, a correção desse pequeno ângulo de fase remanescente foi feita adiantando-se, dessa diferença, a referência de corrente gerada pelo algoritmo de *PLL*.

A Figura 5.12 mostra o gráfico de Bode para o inversor $p(s)$, para o controlador $q(s)$ e para o ganho de malha aberta $g(s)$, ou seja, $g(s) = p(s)q(s)$.

Como pode ser observado na Figura 5.12, na banda passante da resposta em frequência de $g(s)$, o ganho é unitário (0 dB), mantendo o descrito nas equações (5.17) e (5.18). O controlador só não inverte completamente a resposta em frequência, por causa do filtro, equacionado em (5.20), que mantém a resposta plana após a f_{res} sendo que a amplitude do ganho nessa região é definida pelo valor de ε , conforme descrito em [42].

O efeito resultante em $g(s)$ é um filtro passa-baixas com banda passante de aproximadamente 475 Hz (frequência de 3dB), contudo, sem o pico de ressonância que é cancelado pelo controlador, amortecendo o sistema.

Há também uma linearização do ângulo de fase, como se pode depreender da Figura 5.12.

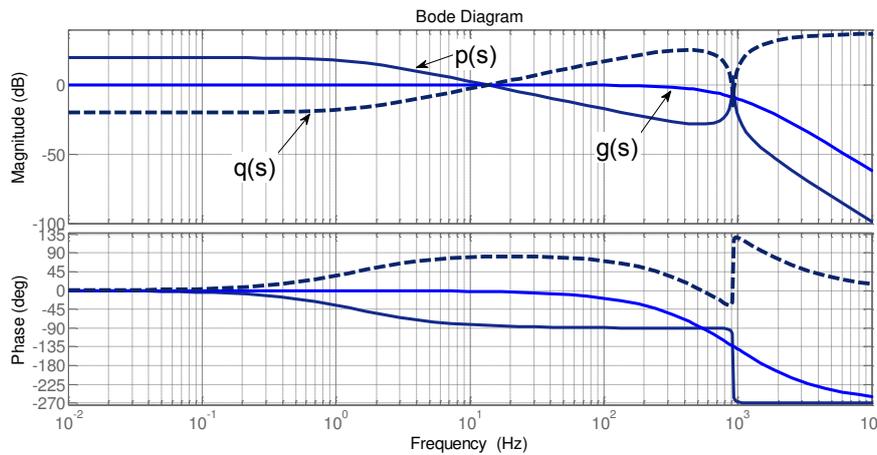


Figura 5.12 - Resposta em frequência do inversor $p(s)$, do controlador $q(s)$ e do ganho de percurso direto $g(s)$.

5.8 - PROJETO DO CONTROLADOR $P+RES$

Na estratégia de controle $P+Res$ testada no presente trabalho, optou-se pela utilização do controlador do tipo II em uma estrutura de controle clássica, como descrito em [54] e cuja função de transferência é:

$$G_{res}(s) = kp + \frac{2ki\zeta\omega_c s}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.22)$$

Onde K_p e K_i são ganhos proporcional e integral, ζ é o fator de amortecimento, ω_c é a frequência de centro e $\zeta\omega_c$ define a largura da faixa da banda passante.

As opções de projeto (tipo, amortecimento, frequência de centro) do controlador $P+Res$ utilizado aqui, não serão pormenorizadas, visto que já foram bem exploradas em [54], [59] e [60], e não constituem o foco do presente trabalho. Contudo, os parâmetros utilizados no projeto desse controlador podem ser vistos na Tabela 5.2.

Deve-se salientar, no entanto, que outros conjuntos de parâmetros foram exaustivamente testados, visando-se a melhor sintonia do controlador $P+Res$ atuando na injeção de corrente e tendo como ponto de operação a frequência da rede e a potência nominal do inversor. Entretanto, os

melhores resultados foram os obtidos com o $P+Res$ sintonizado com os parâmetros listados na Tabela 5.2.

Portanto, a função de transferência do controlador $P+Res$ definida em (5.22) e com os parâmetros ilustrados na Tabela 5.2, tem resposta em frequência de um filtro passa-faixas, com frequência de centro na frequência da rede elétrica.

Tabela 5.2 – Parâmetros do $P+Res$.

Parâmetros	Nome	Valor
Ganho Proporcional	K_p	0.7
Ganho Integral	K_i	100.0
Fator de Amortecimento	ζ	0.03
Frequência de Centro	ω_c	$2\pi 60$ rd/s

A resposta do sistema $p(s)$ controlado pelo $P+Res$ em malha aberta pode ser visualizada na Figura 5.13.

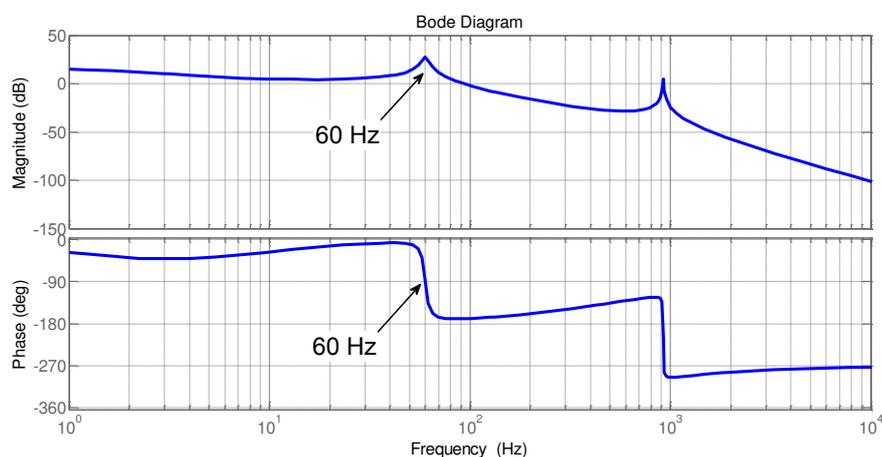


Figura 5.13 Resposta em Frequência do Sistema em malha aberta e controlado pelo $P+Res$ tipo II.

5.9 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – CARGA LOCAL LINEAR

Com o objetivo de se verificar, comparativamente, o desempenho dos controladores com modelo interno (IMC 1 DOF), foram realizadas simulações computacionais do sistema de injeção

de corrente na rede monofásica, controlado a partir desse controlador e do compensador $P+Res$, definido em (5.22) sendo esse último com e sem a estratégia *Feedforward*.

Os arquivos utilizados para a geração das simulações computacionais, os desenhos esquemáticos no ambiente do software PSIM, os códigos em C dos controladores e de proteções do sistema e os códigos embarcados no DSP TMS320F18335 da Texas Instruments®, estão presentes no Apêndice I.

Os resultados do controle da injeção de corrente, utilizando-se a estratégia $P+Res$, podem ser visualizados nas Figuras 5.14 e 5.15. Na Figura 5.14 está o resultado do $P+Res$, sem a estrutura do *Feedforward*.

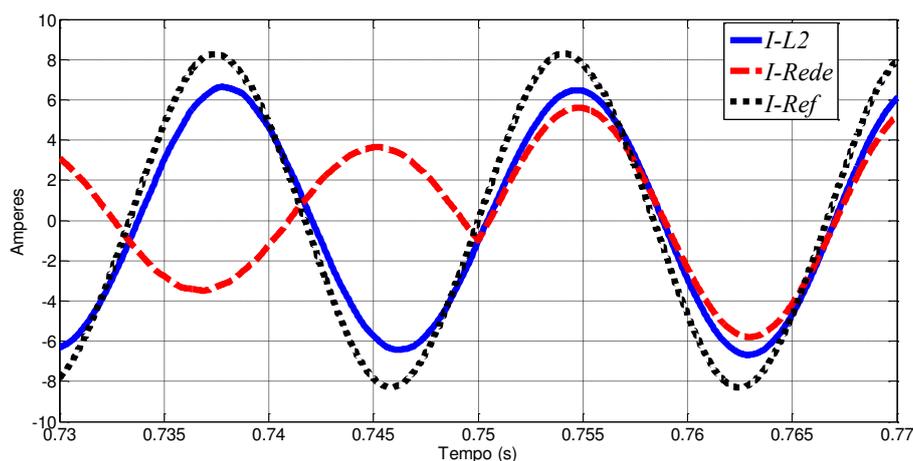


Figura 5.14 Resultado de Simulação Computacional da Injeção de Corrente usando-se a estratégia $P+Res$ sem *Feedforward*.

Na Figura 5.14, assim como nas Figuras 5.15 e 5.16, I_{Ref} representa a referência da corrente (I_{Ref}), I_{L2} é a corrente de saída do inversor de frequência (I_2) e I_{Rede} representa a corrente fluindo na rede elétrica (I_{GRID}), depois da conexão e da carga. A diferença entre essas correntes ($I_2 - I_{GRID}$) é a corrente efetivamente drenada pela carga local (I_{RL}).

Entre 0,73s e 0,75s a carga local era maior (cerca de 20Ω) e drenava corrente do inversor e da rede, o que explica a defasagem de cerca de 180° entre elas. Em 0,75s há um degrau na carga que

passa a ser de 200 ohms. Nesse momento o inversor fornece tanto a corrente drenada pela carga quanto a corrente fornecida à rede elétrica.

A Figura 5.15 mostra o resultado do $P+Res$ com o *Feedforward*. Nota-se uma melhora significativa no resultado, com uma diminuição considerável do erro em regime estacionário. Entretanto, deve-se salientar que estes resultados se aplicam ao $P+Res$ definido em (5.22) e com os parâmetros da Tabela 5.2, podendo divergir, caso os critérios de projeto desse controlador fossem diferentes dos que aqui foram adotados.

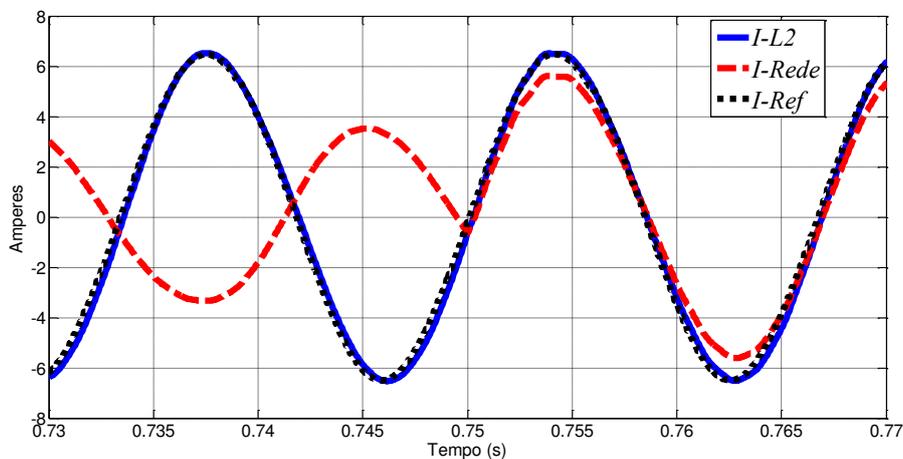


Figura 5.15 Resultado de Simulação Computacional da Injeção de Corrente usando-se a estratégia $P+Res$ com *Feedforward*.

O resultado do IMC 1DOF pode ser observado na Figura 5.16. Percebe-se um resultado bastante similar ao apresentado no $P+Res$ com *Feedforward*, ou seja, baixo erro em regime estacionário e alto fator de potência.

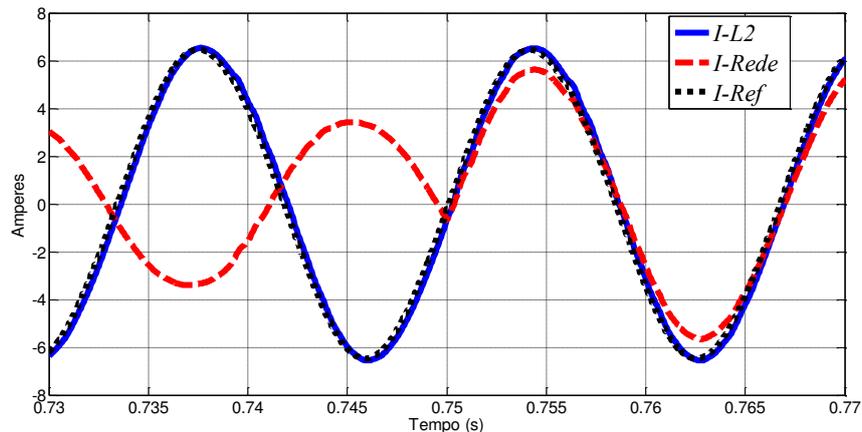


Figura 5.16 Resultado de Simulação Computacional da Injeção de Corrente usando-se a estratégia IMC 1DOF.

5.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nos resultados experimentais obtidos com o $P+Res$ com *Feedforward*, houve, também, uma melhora significativa em termos qualitativos, com uma diminuição considerável do erro em regime estacionário, quando comparado ao desempenho do $P+Res$ sem a estratégia *Feedforward*.

Entretanto, deve-se mais uma vez salientar que estes resultados se aplicam ao $P+Res$ definido em (5.22) e com os parâmetros da Tabela 5.2, podendo divergir, caso os critérios de projeto desse controlador fossem diferentes dos que aqui foram adotados. Contudo, em virtude dessa melhoria, somente serão mostrados os resultados da corrente injetada quando controlada pelo $P+Res$ com *Feedforward*, e a partir desses resultados é que se baseará a avaliação do desempenho do sistema quando controlado pelo IMC 1DOF que, por sua vez, também utiliza a estratégia *Feedforward*, como já foi mencionado anteriormente.

Os controladores $P+Res$ (com *Feedforward*) e IMC 1DOF foram discretizados pelo método *Tustin* e o modelo interno para o IMC 1DOF, pelo método *ZOH*, todos com uma frequência de amostragem de 10 kHz, e embarcados no DSC TMS320F28335 da Texas Instruments®.

As funções de transferência discretas dos controladores IMC 1DOF ($q(z)$) e $P+Res$ ($G_{res}(z)$) e do modelo interno ($\tilde{p}(z)$) são, respectivamente:

$$q(z) = \frac{35.6995z^3 - 95.9048z^2 + 95.7467z - 35.5318}{z^3 - 1.6364z^2 + 0.8926z - 0.1623} \quad (5.23)$$

$$G_{res}(z) = \frac{0.7999z^2 - 1.3975z + 0.5986}{z^2 - 1.9965z + 0.9979} \quad (5.24)$$

$$\tilde{p}(z) = \frac{3.28e-4z^3 + 9.86e-4z^2 + 9.86e-4z + 3.28e-4}{z^3 - 2.686z^2 + 2.682z - 0.9953} \quad (5.25)$$

O atraso de implementação é também considerado e está implícito no método de discretização do modelo interno ($\tilde{p}(z)$), obtido a partir do método *ZOH*, e no cálculo da perturbação estimada ($\tilde{d}_e(z)$) que é feito no próximo período de amostragem, após a atuação do esforço de controle ($u(z)$). Esse fato está ilustrado na Figura 5.17.

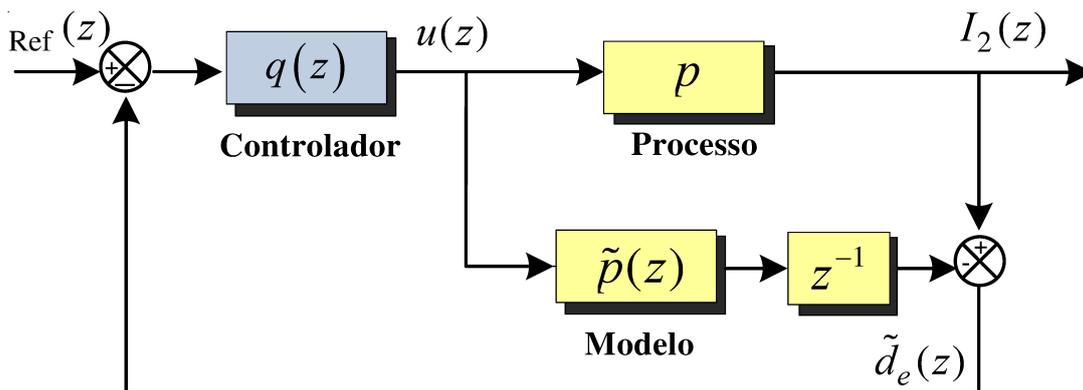


Figura 5.17 - Consideração do atraso de implementação no cálculo da perturbação estimada.

5.10.1 - Resultados para Carga Local Linear

Para esse teste e em ambas as estratégias de controle ($P+Res$ e IMC 1DOF) o sistema foi ajustado de forma a fornecer, aproximadamente, 1200W de potência ativa à rede elétrica com entrada em degrau, no instante da conexão.

A Figura 5.18 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica utilizando-se, para o controle da injeção de corrente, a estratégia $P+Res$ com *Feedforward*. A referida figura mostra a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente da rede (I_{GRID}), medida no secundário do transformador isolador.

É notória a inversão de fase da corrente da rede (I_{GRID}), no instante da conexão, indicando que em um primeiro momento, antes da conexão, a rede está fornecendo potência à carga local (R_L) e, depois da conexão, o inversor é que injeta corrente na rede elétrica.

Há também uma pequena queda da tensão no barramento CC, pois, a partir do momento da conexão essa tensão é controlada pelo controlador PI, em cujo laço interno está presente o controlador da injeção de corrente. No transitório da conexão houve um pico de corrente (I_{GRID}) de 23A e, em regime estacionário, a corrente se estabiliza em aproximadamente 14A de pico.

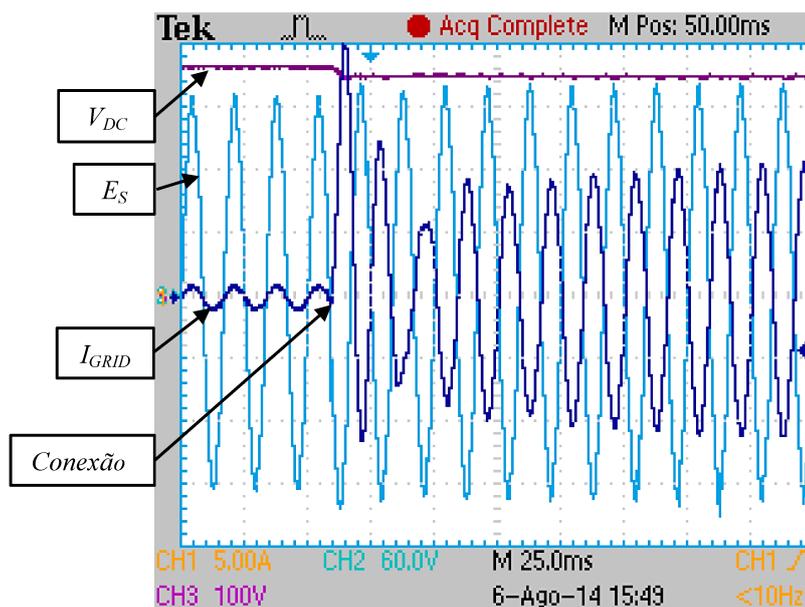


Figura 5.18 Injeção de corrente sob estratégia *P+Res*. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

A Figura 5.19 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica, utilizando-se a estratégia *P+Res* com *Feedforward*, porém, do ponto de vista da saída do filtro LCL. A corrente de saída do inversor (I_2 em L_2), medida no primário do transformador isolador, antes do instante da conexão é zero. Após esse instante, a corrente em fase com a tensão, indica alto fator de potência (0,996) em virtude do sincronismo gerado, tanto pelo algoritmo de *PLL*, quanto pelo ganho em 60 Hz, do próprio controlador *P+Res*.

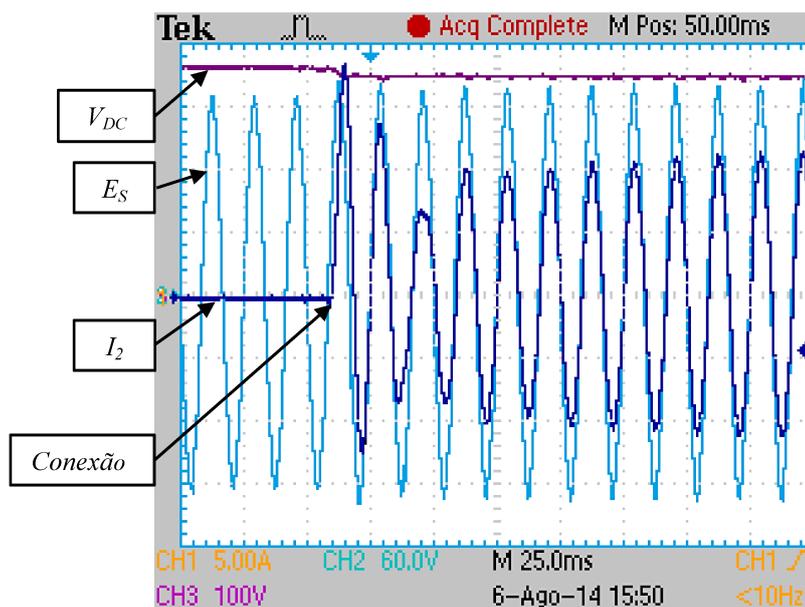


Figura 5.19 Injeção de corrente sob estratégia *P+Res*. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

A Figura 5.20 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica utilizando-se a estratégia IMC 1DOF. É mostrada a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente da rede (I_{GRID}), medida no secundário do transformador isolador. Também se nota a inversão de fase da corrente da rede (I_{GRID}) – semelhante ao transitório do *P+Res*, embora mais suave, pois sem o pico percebido no *P+Res* – indicando que, em um primeiro momento, antes da conexão, a rede está fornecendo potência à carga local (R_L) e, depois da conexão, o inversor é que injeta corrente na rede elétrica.

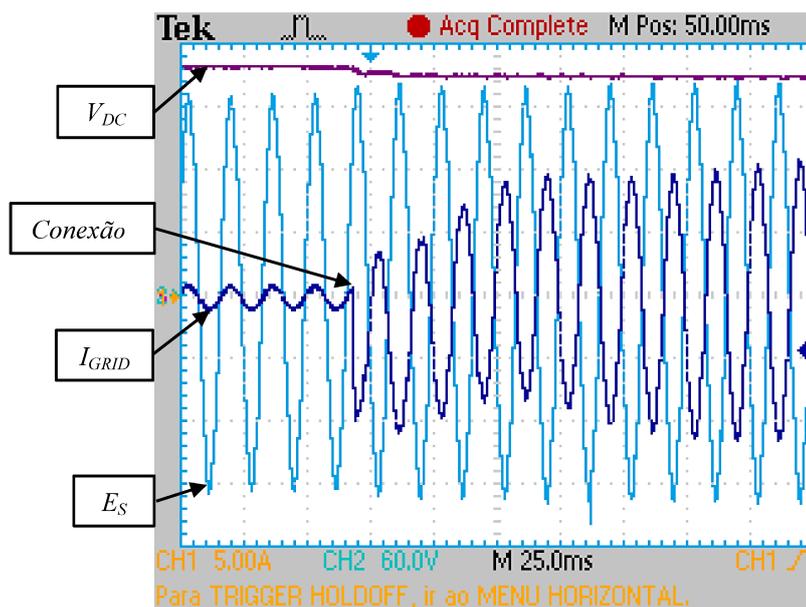


Figura 5.20 Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

A Figura 5.21 também mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF, em outro teste de conexão à rede.

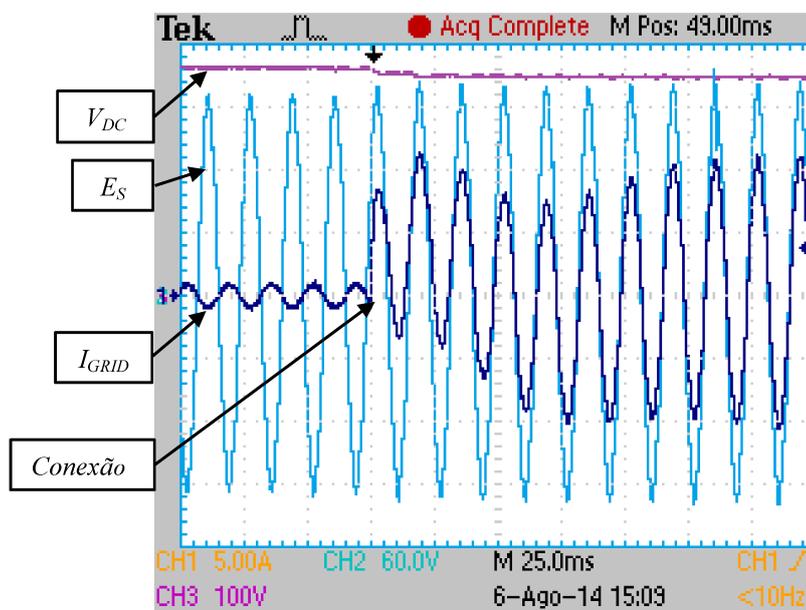


Figura 5.21 Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

Em termos comparativos e analisando-se as Figuras 5.18 e 5.20/5.21, que mostram o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica sob o comando de ambas as estratégias de controle, pode-se inferir que a conexão com a rede e a injeção de corrente é mais suave quando controlada pelo IMC 1DOF, contudo, seu valor médio balança em torno do zero e se estabiliza em zero depois de passado o período transitório. Outra menção deve ser feita em relação ao resultado do controle da tensão no barramento CC (V_{DC}), em se tratando da transição da tensão do barramento CC antes e depois da conexão com a rede. Essa transição é também menos brusca quando sob o controle do IMC 1DOF. Estes resultados confirmam a assertiva de que essa estratégia (IMC 1DOF), embora reaja rapidamente a perturbações rejeitando-as, exerce menor esforço de controle para atingir o resultado desejado [42], [61].

A Figura 5.22 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica utilizando-se a estratégia IMC 1DOF, agora do ponto de vista da saída do filtro LCL. A corrente de saída (I_2) está perfeitamente em fase com a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) indicando o sincronismo do PLL e alto fator de potência (0,998).

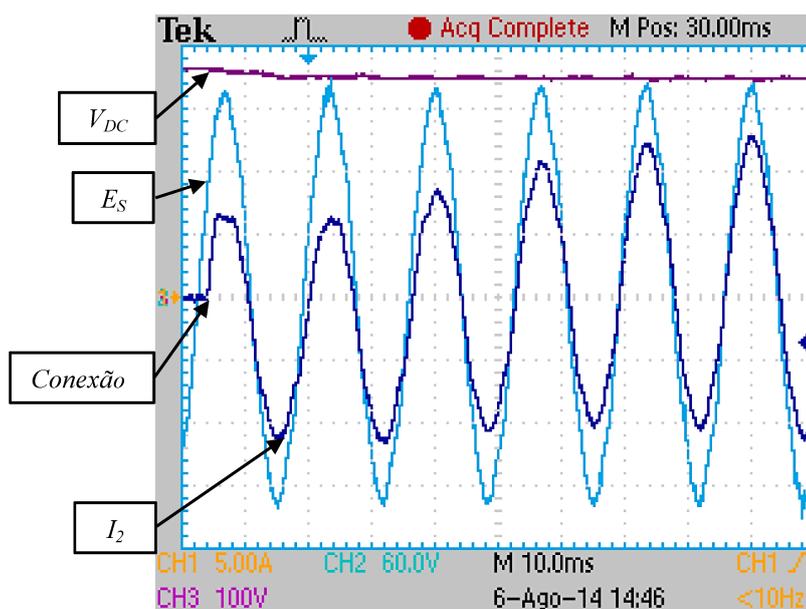


Figura 5.22 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 10 ms/div.

A Figura 5.23 mostra as formas de onda em regime estacionário, da injeção de corrente na rede monofásica, utilizando-se a estratégia $P+Res$ com $Feedforward$. A Figura 5.23 mostra a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente de saída do inversor (I_2), ambos medidos no primário do transformador isolador.

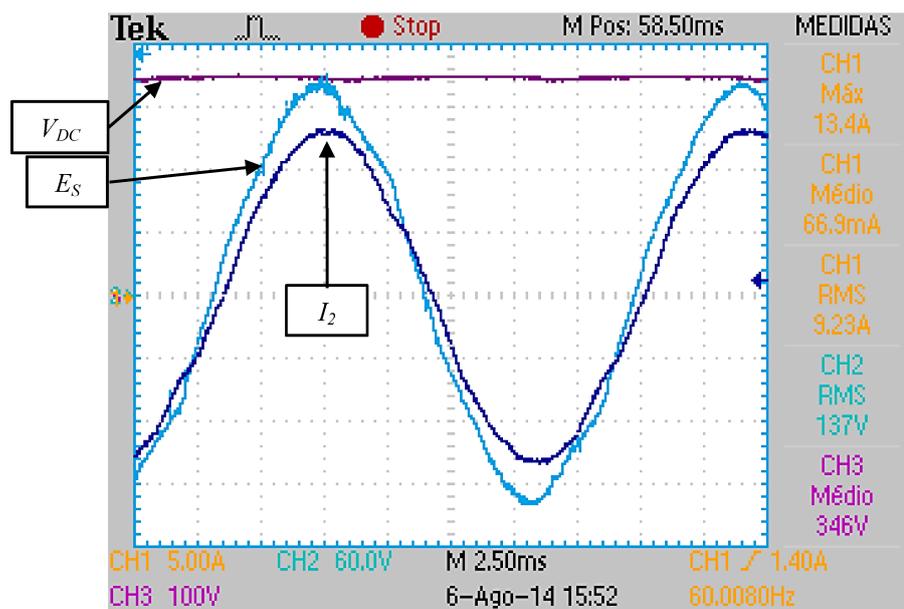


Figura 5.23 - Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 2.5 ms/div.

A Figura 5.24 mostra as formas de onda em regime estacionário, da injeção de corrente na rede monofásica, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF.

Nas figuras relacionadas aos testes de conexão com a rede, com a corrente injetada sendo controlada pela estratégia IMC 1DOF (Figuras 5.22 e 5.24, por exemplo) não se percebe a presença de conteúdo significativo de injeção de corrente contínua, causada por um possível desbalanceamento das chaves do inversor de tensão. Caso fosse detectado, através de medições, a presença de um nível de *offset* na corrente de saída do inversor (I_2) seria lançado mão de um recurso de controle, descrito em [67], no qual o valor medido de *offset*, na corrente injetada, é desacoplado da saída do inversor, somando-se uma proporção dessa corrente na referência senoidal (I_{Ref}) que é resultado da multiplicação do sinal do PLL , pelo sinal de atuação da saída do controlador PI.

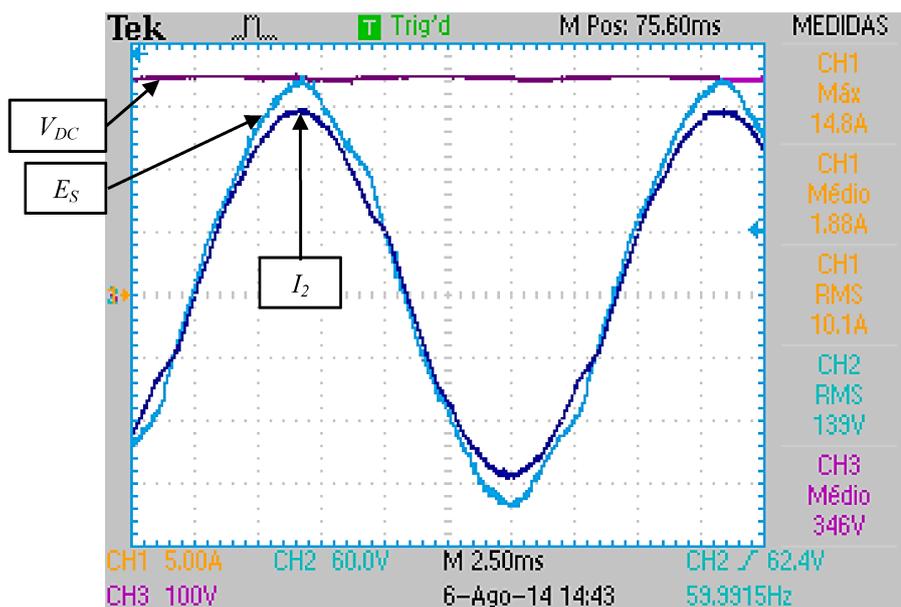


Figura 5.24 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 2.5 ms/div.

Analisando-se as Figuras 5.23 e 5.24 pode-se constatar que as correntes injetadas são senoidais com baixa distorção harmônica, sendo que melhores resultados foram obtidos com a injeção de corrente controlada pelo $P+Res$, cuja THD (*Total Harmonic Distortion*), para esse nível de corrente, ficou em 2,4%. No controle da injeção de corrente sendo exercido pelo IMC 1DOF a THD ficou em 2,6%. É importante mencionar que a THD da tensão, no ponto de conexão (THD em E_S), estava em 2,26%, antes da conexão do inversor e em ambos os testes de injeção de corrente na rede elétrica do laboratório. Esse nível de distorção era causado pela presença de conteúdos harmônicos de ordem ímpar e fora de fase com a fundamental da tensão da rede. Esse fato explica as distorções percebidas nas formas de onda das Figuras 5.23 e 5.24, tanto na tensão da rede quanto nas correntes injetadas.

A Figura 5.25 constitui um gráfico gerado a partir dos dados de THD da corrente de saída (I_2), numa faixa que vai de aproximadamente 2A até 10A, para ambas as estratégias de controle.

Esse experimento foi criado para se verificar a aplicabilidade das estratégias de controle em um ambiente no qual a corrente irá variar ao longo do tempo, em função da disponibilidade de

potência proveniente da fonte geradora que, nesse caso, constitui o arranjo de painéis fotovoltaicos e o padrão da insolação diária a que estão submetidos.

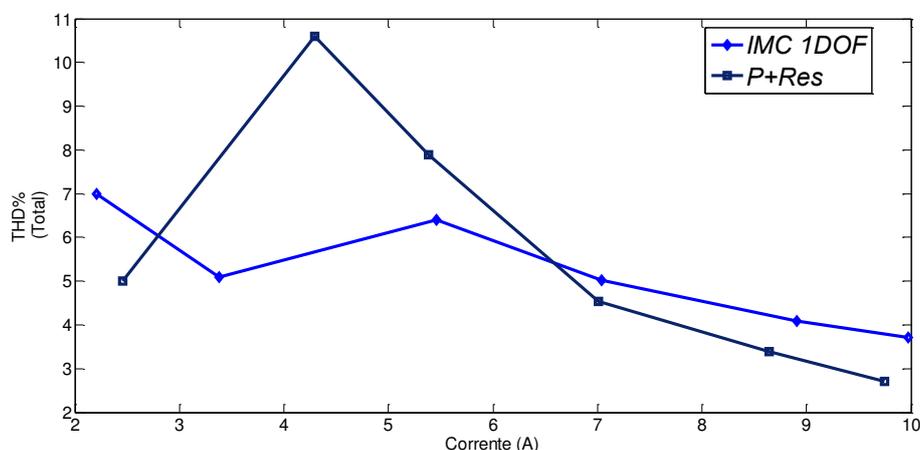


Figura 5.25 - *THD's* das correntes de saída (I_2) em ambas as estratégias de controle.

Pode ser notado na Figura 5.25 que, embora o desempenho do *P+Res* inicie e termine a faixa de corrente com uma taxa de distorção menor, a resposta do sistema com o controlador IMC 1DOF manteve-se mais homogênea ao longo dessa faixa. O melhor resultado de *THD* para o *P+Res* foi 2,4% e o pior ultrapassou 10%, enquanto que para o IMC 1DOF o melhor foi 2,6% e o pior 7%, bem no início da faixa. Portanto, em alguns momentos, a corrente (I_2) controlada pelo *P+Res* apresentou uma *THD* que ultrapassou os níveis tolerados pelas normas IEC 61000-3-2 (7% para correntes de até 16A) e IEEE 519, fixado em 5% [46], [47].

Já as normas nacionais ABNT NBR 16149 e 16150, fixam a máxima *THD* na corrente injetada em 4%, na potência nominal e em inversores de até 16A [7], [8]. Ou seja, na potência nominal, ambos os controladores apresentaram desempenho bastante similar em termos de *THD* e em conformidade com essas normas.

A Figura 5.26 mostra as *THD's* da corrente de saída (I_2) numa faixa de 2A a 10A (aproximadamente) quando controlado pelo *P+Res* com *Feedforward*.

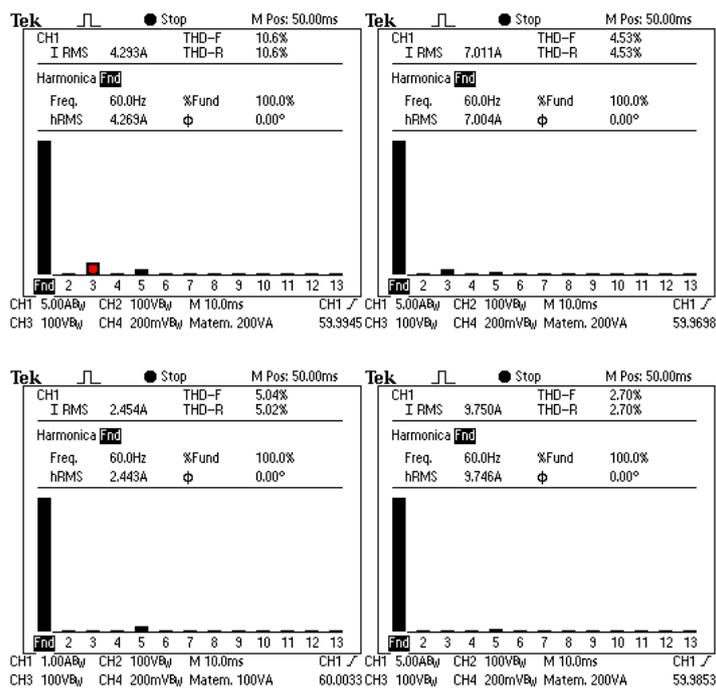


Figura 5.26 - THD's das correntes de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A, quando controlado pelo $P+Res$ com $Feedforward$.

A Figura 5.27 mostra as THD's da corrente de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A, quando controlado pelo IMC 1DOF.

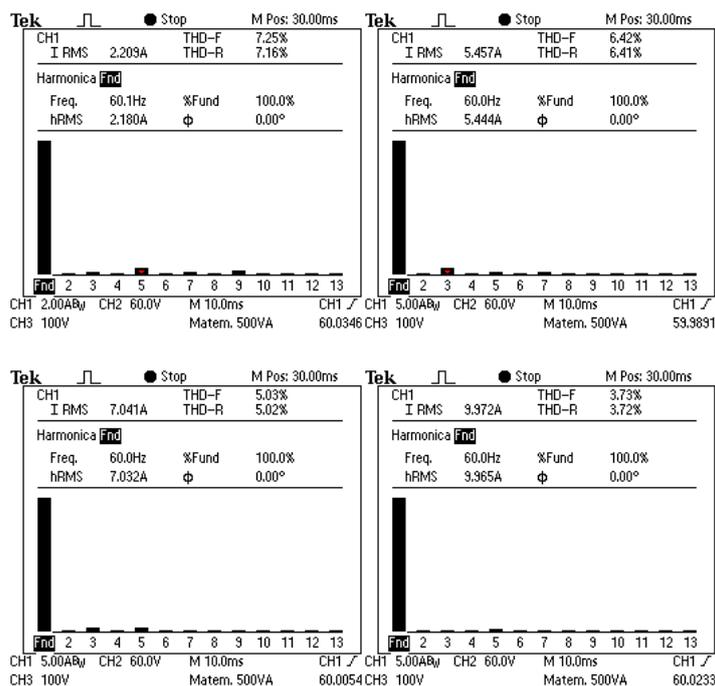


Figura 5.27 - THD's das correntes de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A quando controlado pelo IMC 1DOF.

As figuras 5.26 e 5.27 mostram os respectivos conteúdos espectrais individuais (HD 's) componentes da corrente de saída do inversor de tensão, cujos dados corroboram o gráfico da Figura 5.25.

Nota-se que, em ambas as estratégias de controle, os conteúdos harmônicos de ordem ímpar estão presentes ao longo de toda a faixa de corrente injetada na rede, mas que a proporção dos mesmos aumenta no ponto intermediário dessa faixa. Percebe-se, também, que os 3°, 5°, 7° e 9° harmônicos são os que mais contribuem para as distorções harmônicas totais.

A Figura 5.28 mostra um gráfico com os conteúdos das distorções harmônicas individuais para a corrente, sob o comando de ambas as estratégias de controle, e da tensão da rede elétrica, antes da conexão do inversor. Somente foram mostrados os harmônicos ímpares, por terem apresentado valores significativos e, portanto, contribuirão mais para a distorção harmônica total (THD).

Percebe-se da Figura 5.28 que, sob o controle do *P+Res*, a corrente injetada apresentou uma quantidade um pouco maior do 3º harmônico, enquanto que, para o 5º, 7º e 9º harmônicos, a contribuição do IMC 1DOF se sobressai.

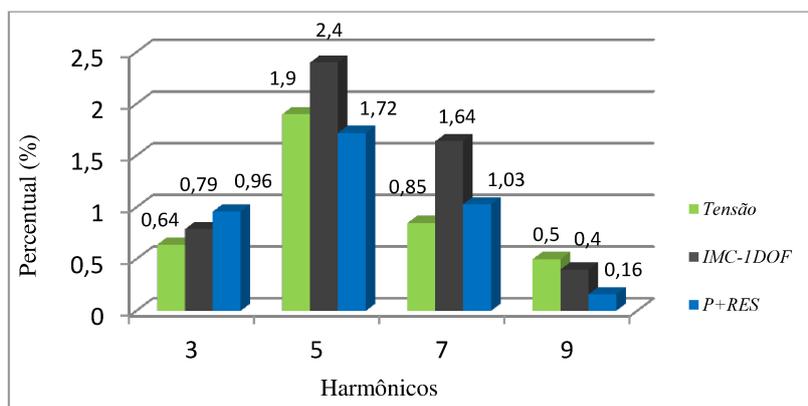


Figura 5.28 - Gráfico dos Harmônicos Ímpares.

A Figura 5.29 mostra a forma de onda da injeção de corrente na rede monofásica (na potência nominal do inversor de tensão) assim como a *FFT* da mesma, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF.

Já a Figura 5.30 mostra a forma de onda da injeção de corrente (e respectiva *FFT*) utilizando-se a estratégia *P+Res* com *Feedforward*.

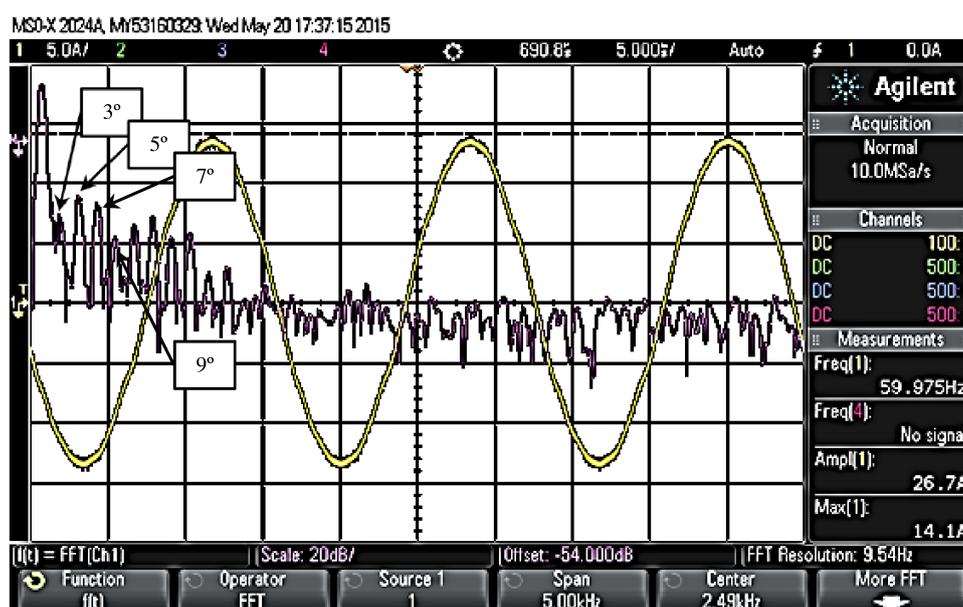


Figura 5.29 - Injeção de corrente com IMC 1DOF e respectiva *FFT*. O fundo de escala da *FFT* corresponde a 5 kHz (500 Hz/div).

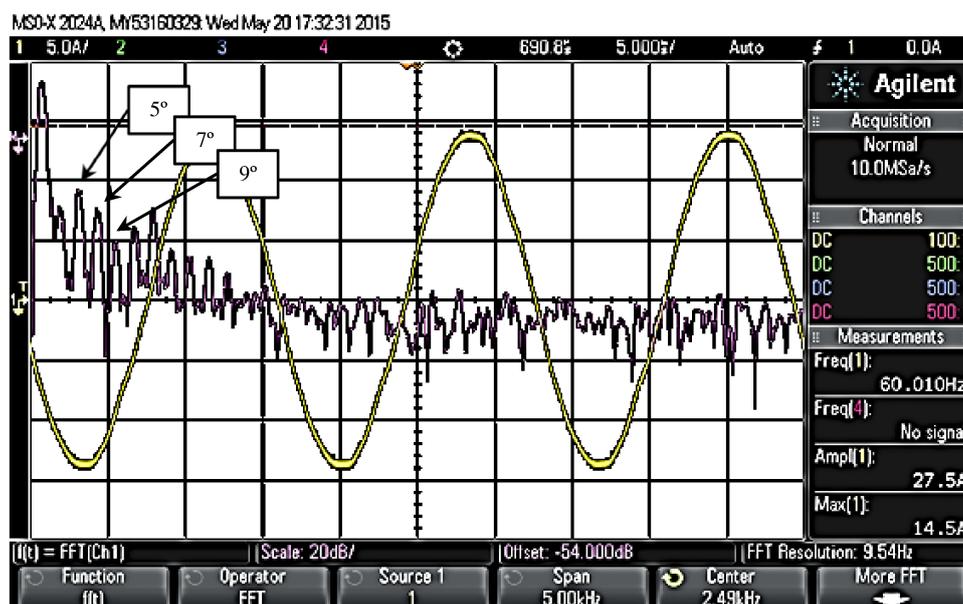


Figura 5.30 - Injeção de corrente com $P+Res$ com $Feedforward$ e respectiva FFT . O fundo de escala da FFT corresponde a 5 kHz (500 Hz/div).

Analisando-se as figuras 5.29 e 5.30, podem-se constatar as correntes injetadas senoidais com baixa distorção harmônica total e a presença dos harmônicos ímpares, que corroboram o gráfico da Figura 5.28 e as afirmações ao longo do texto de que o desempenho de ambos os controladores é bastante similar, mas, que o decaimento dos harmônicos de ordem elevada é mais rápido quando o sistema é controlado pelo $P+Res$, o que pode ser explicado por sua resposta em frequência mencionada anteriormente e ilustrada na Figura 5.13.

5.10.2 - Resultados para Carga Local Não-Linear e Rede Fraca

A Figura 5.31 mostra a configuração do circuito utilizado para se obter os resultados experimentais que corroboram a viabilidade do método de controle para injeção de corrente, proposto nesse trabalho, frente a alterações na impedância da rede elétrica (aumento da impedância para simular rede fraca e pobre regulação de tensão) e forte distorção harmônica da tensão da rede (no ponto de conexão), causada pela adição de uma carga local não linear.

Especificamente, esse experimento foi criado conectando-se uma impedância (L_{Serie}) de 10 mH, em série com a indutância de dispersão do secundário do transformador isolador – visando-se criar o efeito de uma rede fraca – e adicionando-se um retificador de meia-onda (D_L), em série com a carga local (R_{L1}), sendo que esta, por sua vez, além de deslocada de sua posição inicial e conectada no primário do transformador isolador, está colocada em paralelo com outra carga local de natureza puramente resistiva (R_{L2}), conforme também pode ser verificado na Figura 5.31. Os parâmetros desse circuito estão listados na Tabela 5.3. Nessa tabela foram acrescentados os parâmetros do transformador isolador que foram levantados via ensaios experimentais (curto e a vazio) embora não estejam presentes no desenho da Figura 5.31. Os parâmetros da rede, constantes da referida tabela e no desenho do circuito, foram apenas estimados.

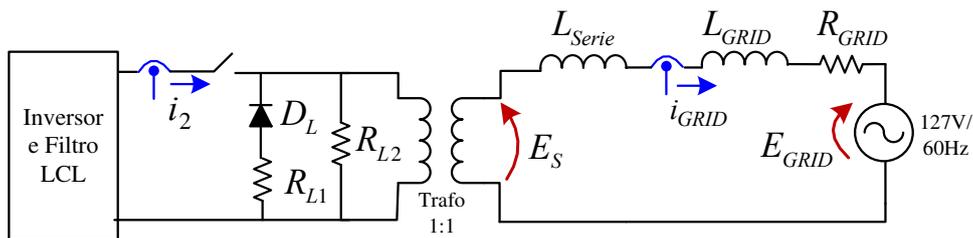


Figura 5.31 - Configuração do circuito da conexão com a adição de uma carga local não linear e rede fraca.

Tabela 5.3 – Parâmetros do circuito da conexão com a adição de uma carga local não linear e rede fraca.

Parâmetros	Nome	Valor
Resistência de carga 1	R_{L1}	25 Ω
Resistencia de carga 2	R_{L2}	50 Ω
Indutância série	L_{Serie}	10 mH
Indutância de dispersão do primário	L_{g1}	0.31 mH
Indutância de dispersão do secundário	L_{g2}	0.31 mH
Indutância de magnetização	L_m	377 mH
Indutância da rede (estimada)	L_{GRID}	0.5 mH
Resistência da rede (estimada)	R_{GRID}	0.05 Ω

O efeito dessas medidas pode ser observado na Figura 5.32 onde estão as formas de onda da tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente da carga não linear (I_{RL1}).

Pode ser notada que a forma de onda da tensão da rede se apresenta distorcida e, além disso, assimétrica em relação ao referencial de zero.

A *THD* da tensão da rede, antes da conexão do inversor, é de 9,7% havendo uma preponderância dos harmônicos pares, como pode ser visto no histograma da Figura 5.33.

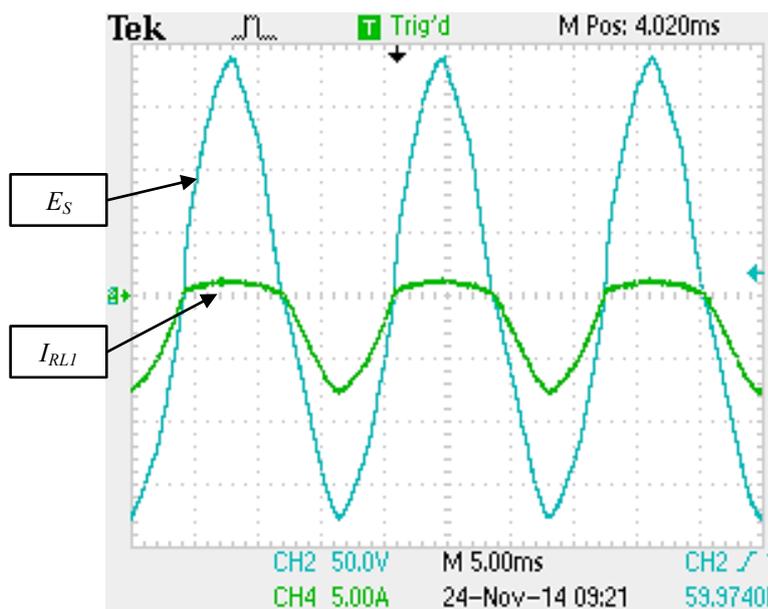


Figura 5.32 - Formas de onda da tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente da carga não linear (I_{RLI}). Escala: Ch2(E_S) 50V/div; Ch4(I_{RLI}) 5A/div; Tempo 5 ms/div.

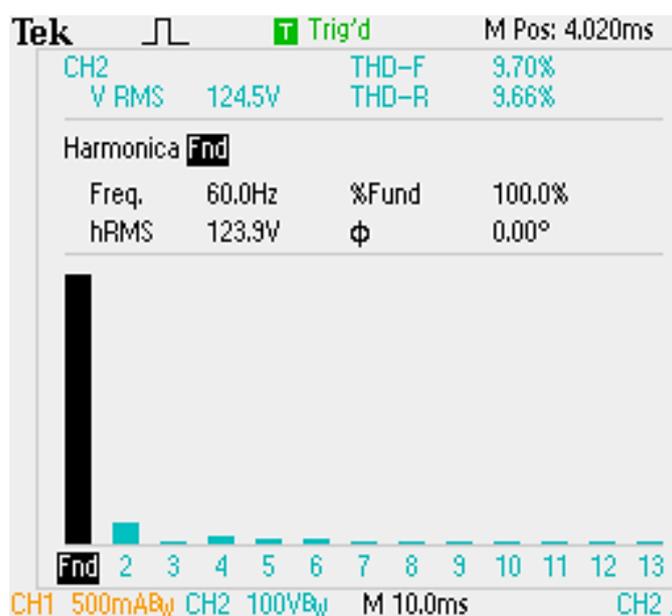


Figura 5.33 - *THD* da tensão distorcida (E_S) antes da conexão do inversor.

A Figura 5.34 mostra as formas de onda em regime estacionário, da injeção de corrente na rede monofásica, utilizando-se a estratégia $P+Res$ com *Feedforward*. A referida figura mostra a tensão da rede no ponto de conexão (E_S), a corrente de saída do inversor (corrente injetada na rede elétrica e medida no secundário do transformador isolador - I_{GRID}) e a corrente total nas cargas locais ($I_{RLT} = I_{RL1} + I_{RL2}$). A Figura 5.35 mostra as mesmas formas de onda em regime estacionário da Figura 5.34, contudo, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF, para o controle da injeção de corrente.

Em situação de carga não linear, a *THD* da corrente injetada, quando controlada pelo $P+Res$ com *Feedforward*, foi 2,77% enquanto que para o IMC 1DOF foi 2,73% sendo que, em ambas, a preponderância foi do 3º harmônico, sobretudo quando com o IMC 1DOF.

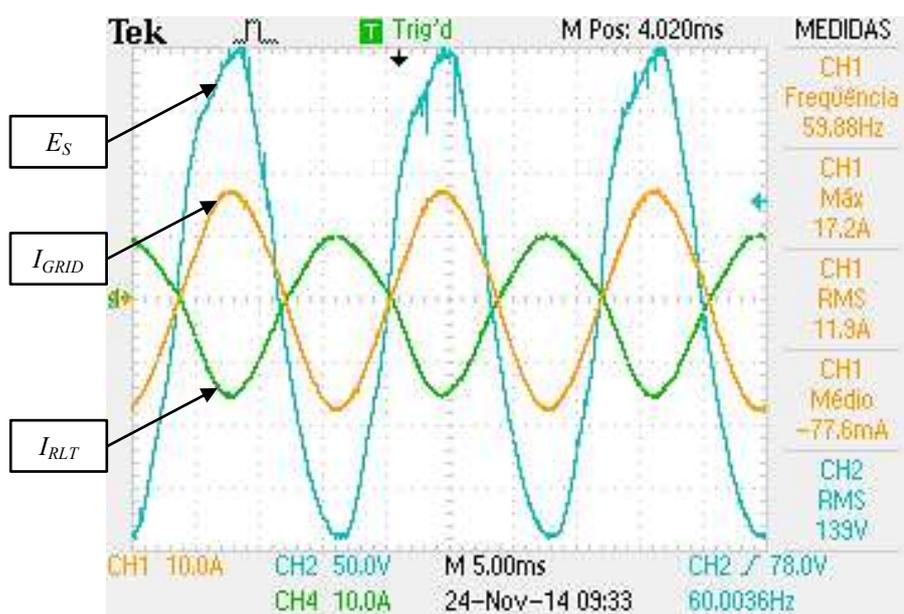


Figura 5.34 - Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_{GRID}) 10A/div; Ch2(E_S) 50V/div; Ch4(I_{RLT}) 10A/div; Tempo 5 ms/div.

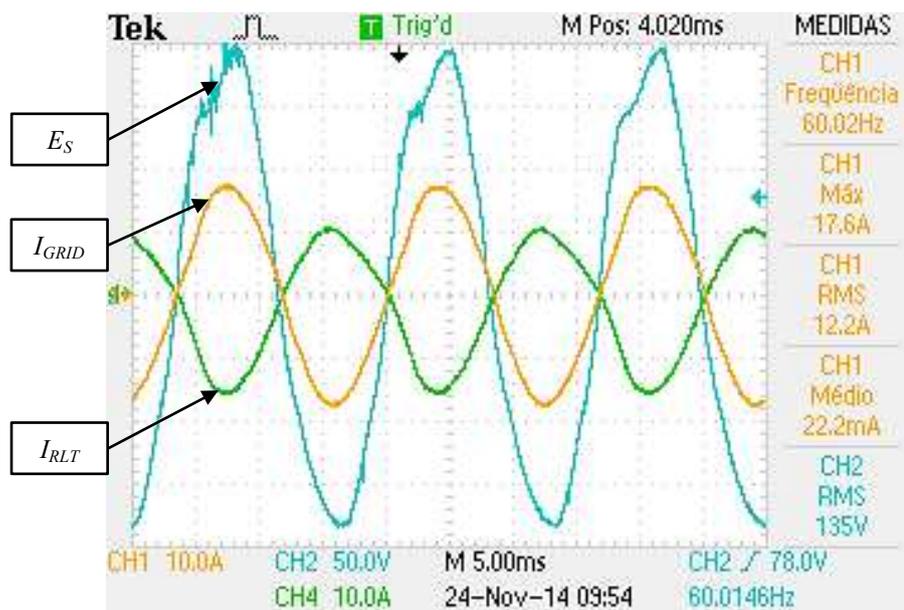


Figura 5.35 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 10A/div; Ch2(E_S) 50V/div; Ch4(I_{RLT}) 10A/div; Tempo 5 ms/div.

Na Figura 5.36 é exibido o espectro da tensão da rede quando a injeção de corrente é controlada pelo $P+Res$ com *Feedforward* e, conseqüentemente, na Figura 5.37, é exibido o espectro da tensão da rede quando a injeção de corrente é controlada pelo IMC 1DOF.

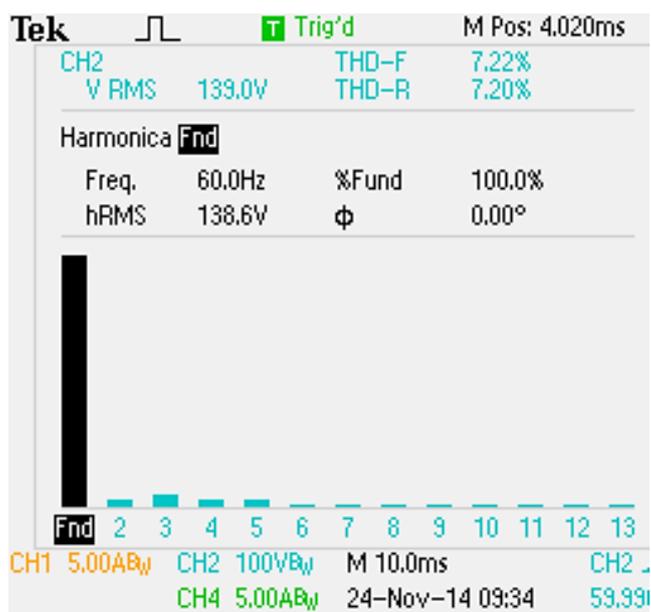


Figura 5.36 - THD da tensão distorcida (E_S) depois da conexão do inversor, quando a injeção de corrente é controlada pelo $P+Res$ com *Feedforward*.

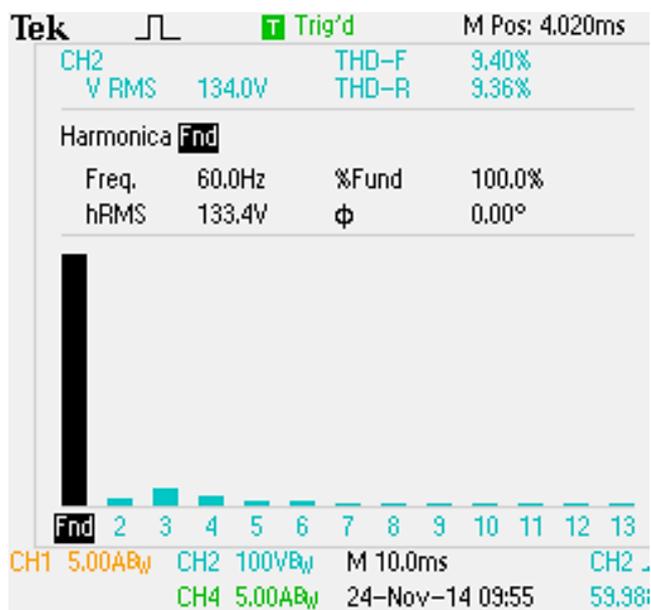


Figura 5.37 - *THD* da tensão distorcida (E_S) depois da conexão do inversor, quando a injeção de corrente é controlada pelo IMC 1DOF.

Percebe-se das figuras 5.36 e 5.37 que, após a conexão do inversor de tensão, é somada à tensão da rede um conteúdo de 3º harmônico que se sobressai com o IMC 1DOF. Entretanto, o $P+Res$ com *Feedforward* contribui um pouco mais com o 5º harmônico. Os harmônicos pares, no entanto, permanecem quase os mesmos, mas há uma maior rejeição desses conteúdos harmônicos, quando o sistema é controlado pelo $P+Res$, inclusive afetando a *THD* da tensão da rede que passa a ser de 7,22%, enquanto que, para o IMC 1DOF, permanece em 9,40%. Ou seja, embora ambos os controladores rejeitem, quase que da mesma forma, a influencia da distorção na tensão da rede, causada pela carga não linear - em grande parte por mérito da estratégia *Feedforward* - essa mesma tensão é afetada (de forma benéfica) quando o sistema é controlado pelo $P+Res$. Contudo, deve-se salientar que a ocorrência desse efeito pode ser causada pela ligeira defasagem entre a tensão da rede e a corrente que está sendo injetada.

A Figura 5.38 mostra o espectro da corrente de saída do inversor de tensão (I_{GRID}), cuja forma de onda foi mostrada na Figura 5.34. Nessa figura é exibido o espectro da corrente de saída (I_{GRID}) quando a injeção de corrente é controlada pelo $P+Res$ com *Feedforward*.

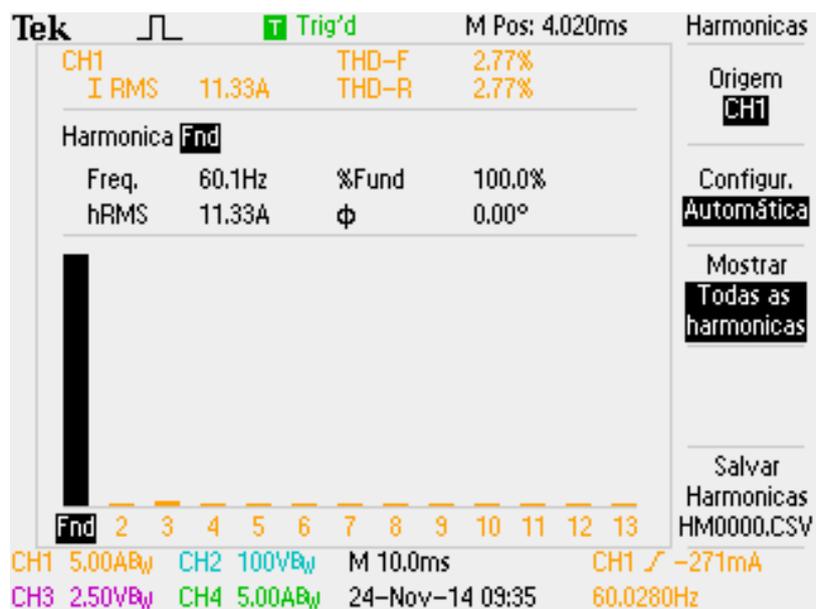


Figura 5.38 – Espectro de frequências da corrente de saída do inversor de tensão (I_{GRID}) quando a injeção de corrente é controlada pelo $P+Res$ com *Feedforward*.

Na Figura 5.39, é exibido o espectro de frequências da corrente de saída do inversor de tensão (I_{GRID}) quando a injeção de corrente é controlada pelo IMC 1DOF.

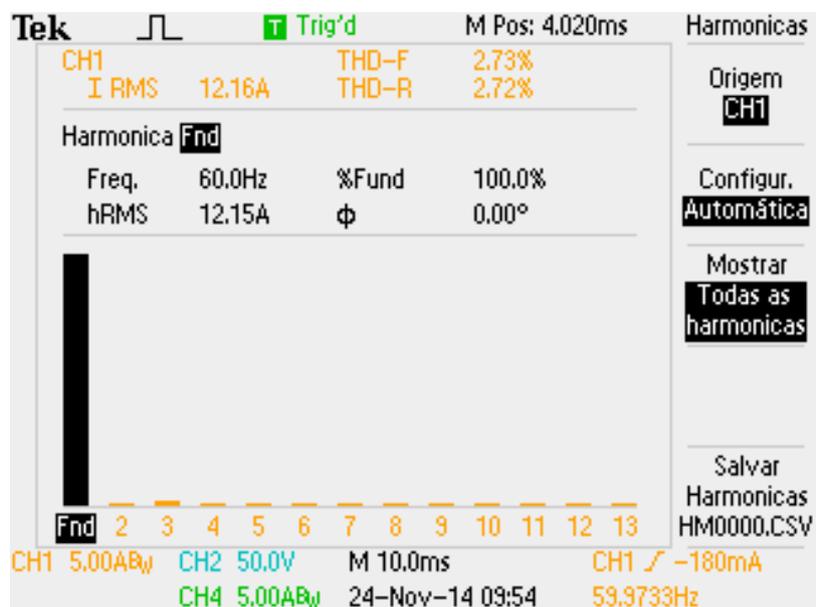


Figura 5.39 - Espectro de frequências da corrente de saída do inversor de tensão (I_{GRID}) quando a injeção de corrente é controlada pelo IMC 1DOF.

A Tabela 5.4, abaixo, mostra um resumo do desempenho de ambos os controladores, em termos da distorção harmônica total (THD) da corrente injetada na rede e da tensão da rede.

Tabela 5.4 – Desempenho em Termos de THD.

Controladores		$P+Res$		IMC DOF	
Situações		I_{GRID}	E_S	I_{GRID}	E_S
Carga Linear	Sistema desconectado	-	2,26%	-	2,26%
	Sistema conectado	2,40%	-	2,60%	-
Carga Não Linear e Rede Fraca	Sistema desconectado	-	9,70%	-	9,70%
	Sistema conectado	2,77%	7,22%	2,73%	9,40%

As Figuras 5.40 e 5.41 mostram as formas de onda em regime estacionário, da injeção de corrente na rede monofásica, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF. Essas figuras mostram a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente de saída do inversor (corrente injetada na rede elétrica e medida no secundário do transformador isolador - I_{GRID}) em situações em que, num primeiro

momento, a carga local é linear e a rede estava em condições normais de operação e, em um segundo momento no qual é aplicado uma entrada em degrau da carga local não linear, juntamente com a impedância série (L_{serie}) de 10 mH.

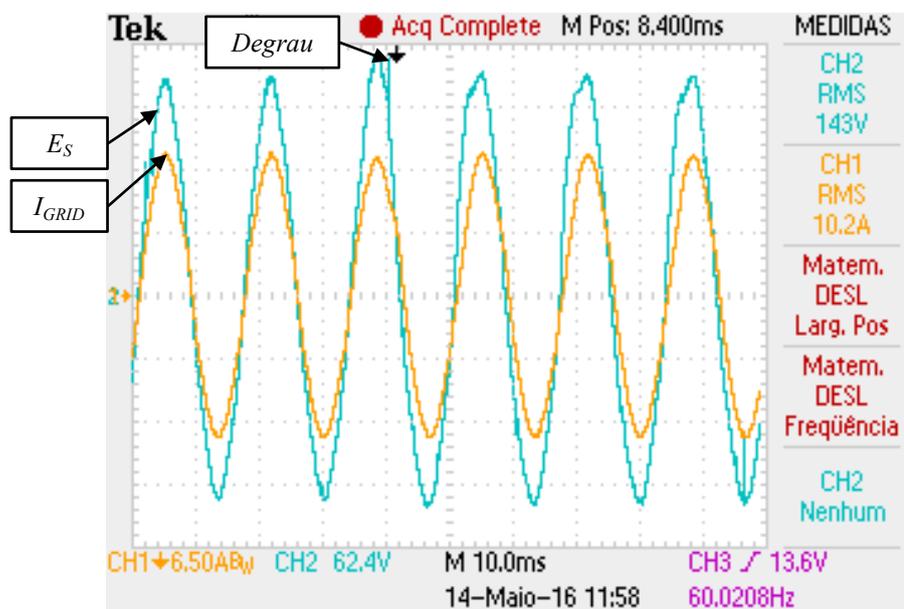


Figura 5.40 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 6,5A/div; Ch2(E_S) 62,4V/div; Tempo 10 ms/div.

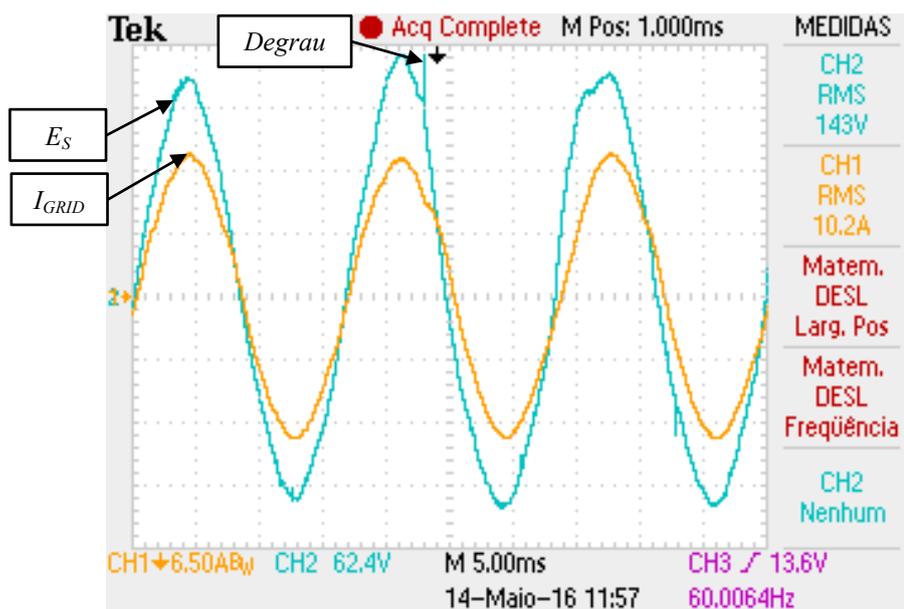


Figura 5.41 - Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_{GRID}) 6,5A/div; Ch2(E_S) 62,4V/div; Tempo 5 ms/div.

Percebe-se nas Figuras 5.40 e 5.41 que o efeito da entrada em degrau da carga local não linear e da impedância série (L_{serie} de 10 mH) é a distorção na forma de onda da tensão, no ponto de conexão, e quase nenhum efeito na qualidade da corrente que está sendo injetada na rede.

Em relação à qualidade da corrente injetada o que se verifica, além da baixa distorção harmônica, é a presença de um pequeno ângulo de fase com a tensão da rede, causado por uma deficiência do algoritmo de *PLL* em lidar com a forte distorção em E_S (THD de 9,7%) causada pelo conjunto carga não linear e impedância série (L_{serie}). Não se trata, portanto, de uma deficiência do controlador da injeção de corrente que, pelo contrário, demonstra uma nítida insensibilidade à variação dos parâmetros dessa carga local e da própria rede. Mérito esse que se atribui, sobretudo, à estratégia *Feedforward*.

5.11 - CONCLUSÃO

O presente capítulo mostrou as etapas do projeto de um controlador IMC 1DOF, somado à aplicação da estratégia *Feedforward*, destinado ao controle da injeção de corrente a partir de um inversor de tensão conectado à rede elétrica monofásica, através de um filtro LCL.

Esse sistema foi projetado para controlar a injeção de corrente, com desempenho similar ao controlado por um *P+Res* do tipo II, no que tange ao erro em regime estacionário, porém, sem a desvantagem da variação do ganho em torno da frequência da rede elétrica, que é característica do *P+Res*.

Os resultados do IMC 1DOF – embora satisfatórios em se tratando do erro de regime estacionário e do sincronismo de fase com a tensão da rede – apresentaram um nível de *THD* ligeiramente pior do que os resultados do *P+Res*. No entanto, em uma larga faixa de operação, a *THD* no IMC 1DOF variou menos e os piores resultados permaneceram dentro dos limites tolerados nas normas internacionais.

Porém, ambos os controladores apresentaram desempenho bastante similar, em termos qualitativos, e em conformidade com as normas, no que tange à máxima *THD* permitida na potência nominal do inversor, inclusive na ocorrência de mudanças nos parâmetros da rede e/ou na presença de cargas locais não lineares e a consequente distorção da tensão da rede.

Portanto, o objetivo central desse estudo foi alcançado com sucesso, sendo que, as etapas do projeto dos controladores foram apresentadas e os resultados experimentais corroboram a qualidade e viabilidade do controlador IMC 1DOF, mais *Feedforward*, no controle da injeção de corrente e, sobretudo, confirmam a sua aplicabilidade no controle de corrente em sistemas nos quais a disponibilidade de energia varia numa larga faixa.

CAPÍTULO 6 - INTEGRAÇÃO ENTRE OS SUBSISTEMAS

6.1 - INTRODUÇÃO

Esse capítulo tem por meta apresentar as etapas e soluções para a integração entre os subsistemas que compõem o sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica monofásica. Para tanto, serão apresentadas as necessidades envolvidas nessa integração e as estruturas criadas para atendê-las. Por fim serão apresentados os resultados experimentais da injeção de potência ativa, na rede elétrica monofásica, com a energia proveniente do arranjo de painéis instalado no laboratório, verificando-se o desempenho dos controladores envolvidos nas etapas desse sistema, assim como, o efeito do fluxo pulsante de potência, causado por essa modalidade de sistema em conexão. O presente capítulo será, portanto, dedicado a demonstrar as necessidades e os efeitos da junção entre o conversor CC-CC Boost Quadrático, responsável pelo MPPT, e o conversor CC-CA, responsável pela injeção de corrente. Ambos os conversores tendo variáveis importantes do processo sendo controladas pelo compensador IMC 1DOF e a fonte de energia para injeção de corrente, sendo fornecida pelo arranjo de painéis fotovoltaicos instalados no laboratório do NUPEP.

As necessidades envolvidas nessa integração podem, de antemão, ser delineadas da seguinte forma:

- Configuração da pré-carga do barramento CC, a partir da conexão à rede, e teste dos controladores da tensão do barramento CC e da injeção de corrente, para que em conjunto com o inversor de tensão, este atue como retificador controlado na pré-carga do barramento CC a partir da conexão à rede;
 - Configuração de uma coordenação operacional (hardware e/ou software) entre os controladores do inversor de tensão e do conversor Boost Quadrático, de forma que o
-

conversor CC-CC só comece a operar no MPPT quando o barramento CC estiver plenamente carregado;

- Teste da injeção de corrente com a energia sendo efetivamente fornecida pelo arranjo de painéis fotovoltaicos instalados no laboratório do NUPEP;
- Verificação e desacoplamento (se possível e/ou necessário) do *ripple* no barramento CC causado pela injeção de potência ativa na rede monofásica;

Ao término dessas etapas, os resultados serão apresentados e as prováveis contribuições poderão ser demonstradas e analisadas.

6.2 - CONFIGURAÇÃO DA PRÉ-CARGA DO BARRAMENTO CC

A pré-carga do barramento CC foi realizada a partir da conexão do conversor CC-CA com a rede elétrica monofásica, levando-se em consideração a presença dos diodos parasitas, presentes nos IGBTs, e a atuação dos controladores da tensão do barramento CC e da injeção de corrente, para que em conjunto com o inversor de tensão pudessem atuar como um retificador controlado. É esperado, portanto, que os controladores atuem na fase da corrente injetada (I_2) em relação à tensão da rede no ponto de conexão (E_S) de modo a reverter o fluxo de potência e o conversor atue na função boost, carregando o capacitor do elo de corrente contínua.

A pré-carga do barramento CC foi programada (no DSC) para ser feita somente a partir do momento em que o algoritmo de *PLL* estava em perfeito sincronismo com a tensão da rede (E_S) e lançou-se mão do uso de uma chave contatora adicional (além da que era utilizada na conexão) que tinha por finalidade intercambiar um resistor usado na pré-carga do barramento, de modo a se evitar um *overshoot* acentuado na tensão (amortecimento passivo) e/ou um *in-rush* de corrente que poderia danificar os capacitores do barramento CC e/ou os diodos da ponte.

A estrutura do sistema em conexão com a rede elétrica monofásica, e modificada para as necessidades da pré-carga do barramento CC, conforme acima especificado, está ilustrada na Figura 6.1.

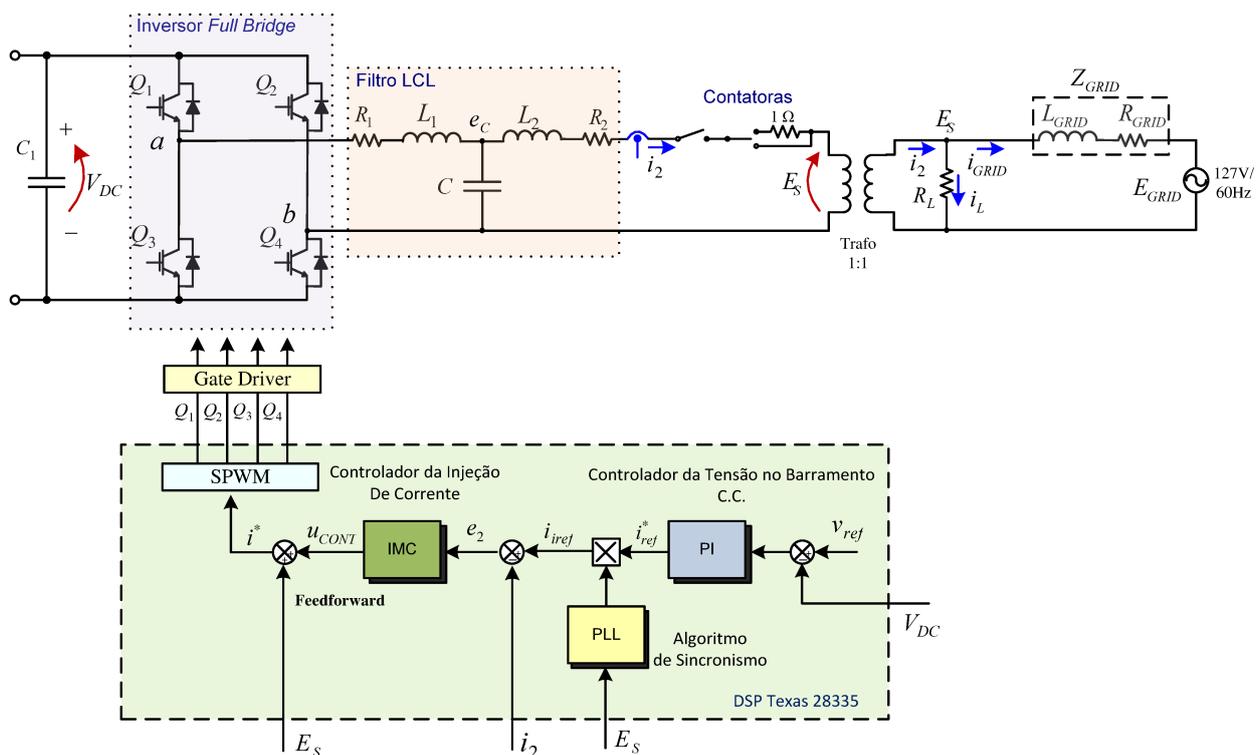


Figura 6.1 - Estrutura do sistema em conexão usado para pré-carga do barramento CC.

A Figura 6.2 mostra o resultado da pré-carga do barramento CC a partir da conexão com a rede e utilizando-se o controlador IMC para o controle da injeção de corrente.

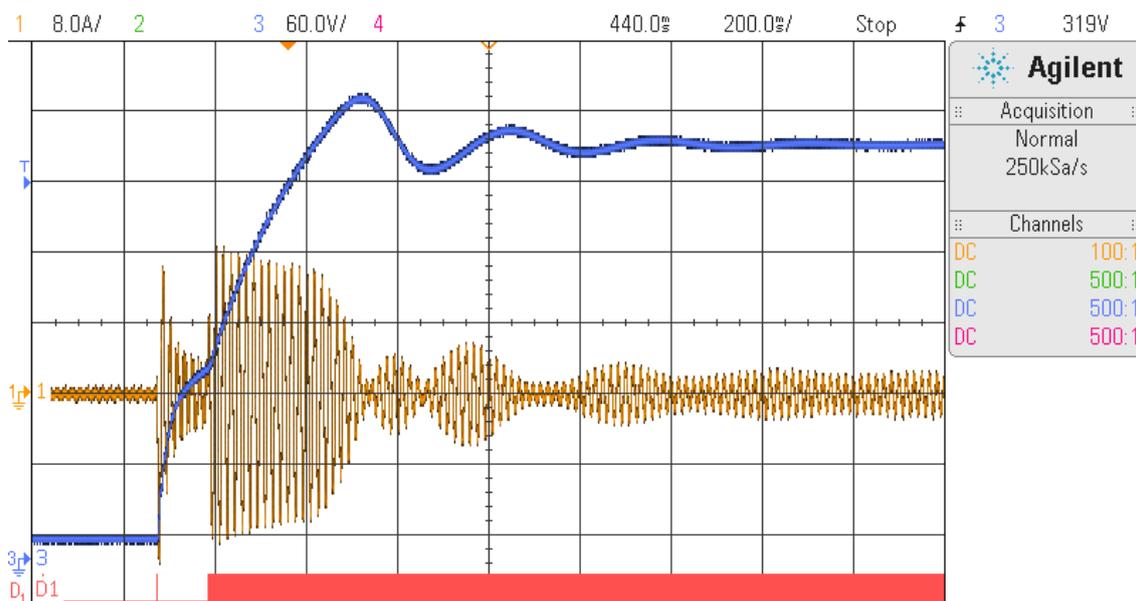


Figura 6.2 - Resultado da pré-carga do barramento CC. Tensão no barramento CC (V_{DC}), a corrente (I_2) e chaveamento PWM. Escala: Ch1 (I_2) 8,0 A/div; Ch3 (V_{DC}) 60 V/div; Tempo 200 ms/div.

Deve-se salientar, no entanto, que os resultados da pré-carga do barramento CC utilizando, no laço interno dos controladores do inversor de tensão, o controlador $P+Res$, foram muito parecidos com os resultados apresentados na Figura 6.2 (IMC) e, portanto, serão omitidos por não acrescentarem nenhum dado relevante ao estudo em questão.

6.3 - CONFIGURAÇÃO DO SINCRONISMO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foram utilizados dois DSCs (TMS320F28335) distintos, para controle dos subsistemas relativos ao conversor CC-CC Boost Quadrático e ao inversor de tensão. A comunicação, visando a operação coordenada de ambos, foi realizada por um *hardware* adicional baseado em optoacopladores (Apêndice I) de modo a prover isolamento galvânico na interligação, entre as respectivas portas digitais de entrada e saída, de ambos os microcontroladores.

A coordenação operacional entre os controladores foi necessária para se evitar que o subsistema responsável pelo MPPT começasse a atuar antes que o subsistema responsável pela conexão com a rede estivesse plenamente configurado (inversor conectado à rede e barramento CC

carregado). Caso contrário poderia ocorrer um aumento descontrolado na tensão do barramento CC, uma vez que o nível dessa tensão é controlado pela atuação do subsistema do inversor de tensão em injetar corrente na rede elétrica monofásica.

O resultado da atuação conjunta de ambos os subsistemas que compõem o sistema de geração fotovoltaica, em conexão com a rede elétrica monofásica, pode ser visto na Figura 6.3. Para esse teste experimental o controle da injeção de corrente (I_2 da saída do inversor de tensão) era feito pelo controlador $P+Res$. Em todos os testes experimentais do presente capítulo, o controlador da tensão de entrada do conversor Boost Quadrático era o IMC 1DOF, projetado e avaliado no capítulo 4.

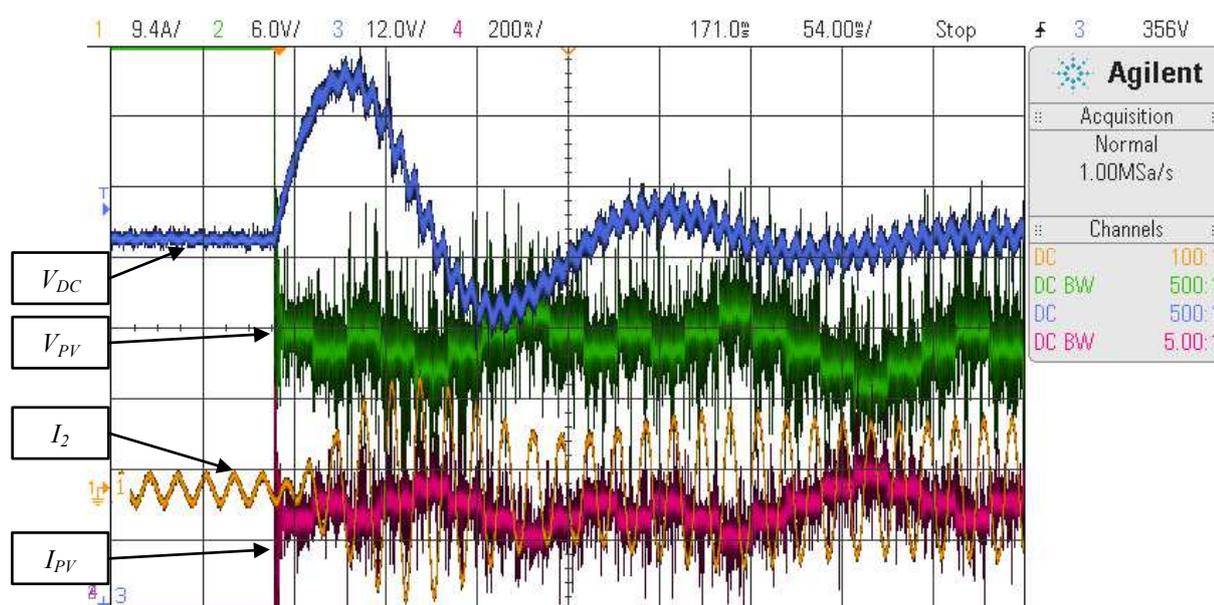


Figura 6.3 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 9,4 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 54 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador $P+Res$.

Pode ser visto na Figura 6.3 a tensão no barramento CC (V_{DC}), a corrente de saída do inversor de tensão (I_2), a tensão de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos (V_{PV}) e sua respectiva corrente (I_{PV}). Nota-se, da referida figura, o momento em que, a partir do barramento CC previamente carregado e dos controladores do inversor de tensão já ativados, é dado o comando para que o algoritmo de MPPT comece a atuar. A partir desse momento a corrente é injetada, na rede elétrica,

num nível adequado ao controle da tensão no barramento CC e será, portanto, proporcional à irradiância incidente no arranjo de painéis fotovoltaicos, descontadas as perdas devido à limitação da eficiência na conversão em energia elétrica e da eficiência do conversor CC-CC, assim como do próprio algoritmo de MPPT.

A Figura 6.4 mostra um resultado semelhante ao mostrado na Figura 6.3, ou seja, o sistema de geração fotovoltaica em conexão com a rede e a corrente injetada sendo controlada pelo $P+Res$.

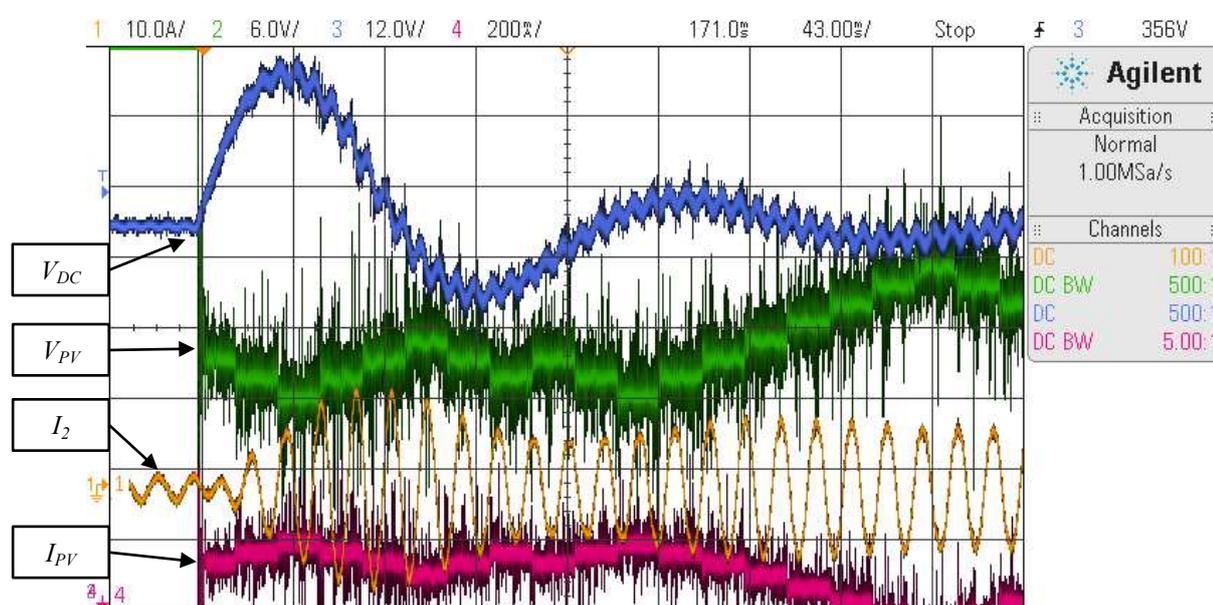


Figura 6.4 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 10,0 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 43 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador $P+Res$.

Percebem-se em ambas as figuras (Figuras 6.3 e 6.4) que o *overshoot* na tensão do elo CC foi de, aproximadamente, 25 V no transitório de entrada em operação do algoritmo de MPPT. É notória, nesses resultados, a presença de um nível de ondulação na tensão V_{DC} (*ripple*), causada pela injeção de potência ativa na rede elétrica monofásica, que se propaga no sentido inverso desse fluxo de potência, em direção à tensão de saída do arranjo fotovoltaico e, portanto, causando uma ondulação também em V_{PV} . Os ensaios ilustrados nas referidas figuras (Figuras 6.3 e 6.4) foram realizados em situações distintas, nos padrões da irradiância incidente, e tem por objetivo retratar a

operação dos controladores sob as injunções que são pertinentes a esse tipo de sistema, na finalidade a que se destinam, e com as mudanças do ambiente.

Outro resultado da atuação conjunta de ambos os subsistemas que compõem o sistema de geração fotovoltaica, em conexão com a rede elétrica monofásica, pode ser visto na Figura 6.5.

Para esse teste experimental o controle da injeção de corrente (I_2 da saída do inversor de tensão) era feito pelo controlador IMC 1DOF, projetado e avaliado no capítulo 5.

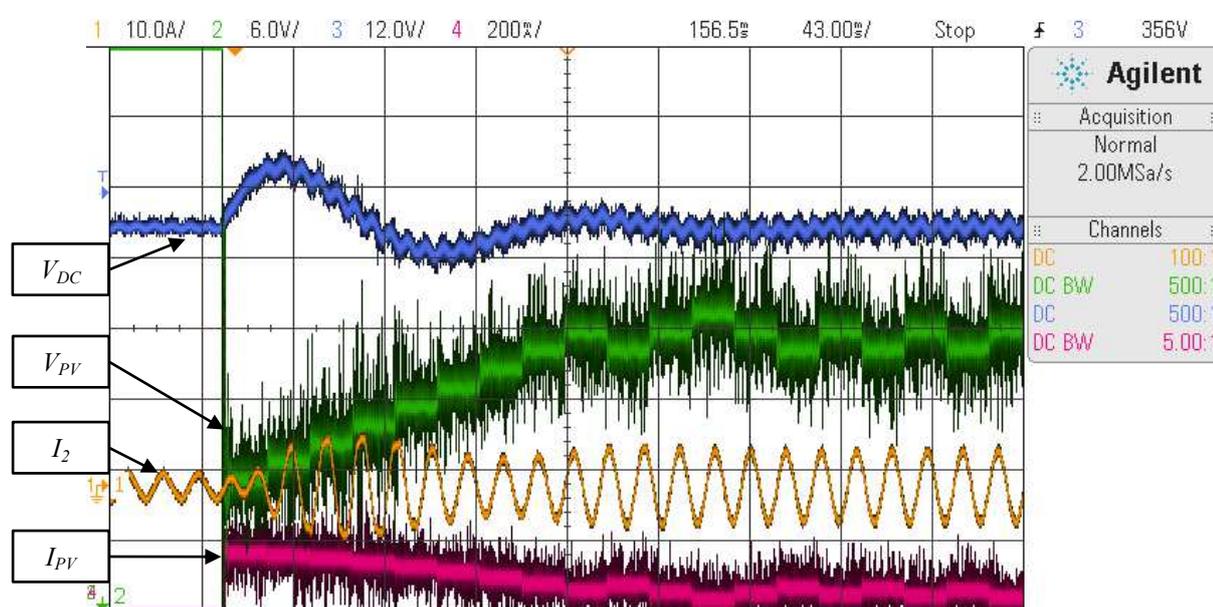


Figura 6.5 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 10,0 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 43 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador IMC 1DOF.

Pode ser visto na Figura 6.5 a tensão no barramento CC (V_{DC}), a corrente de saída do inversor de tensão (I_2), a tensão de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos (V_{PV}) e sua respectiva corrente (I_{PV}). Nota-se, da referida figura, o momento em que, já estando o barramento CC previamente carregado e os controladores do inversor de tensão já acionados, é dado o comando para que o algoritmo de MPPT comece a atuar. Verifica-se, também, nessa figura a convergência ao MPP e a consequente estabilização da corrente, injetada na rede, em cerca de 10 A pico-a-pico.

A Figura 6.6, por sua vez, mostra um resultado semelhante ao mostrado na Figura 6.5, ou seja, a corrente injetada sendo controlada pelo IMC 1DOF, projetado no capítulo 5.

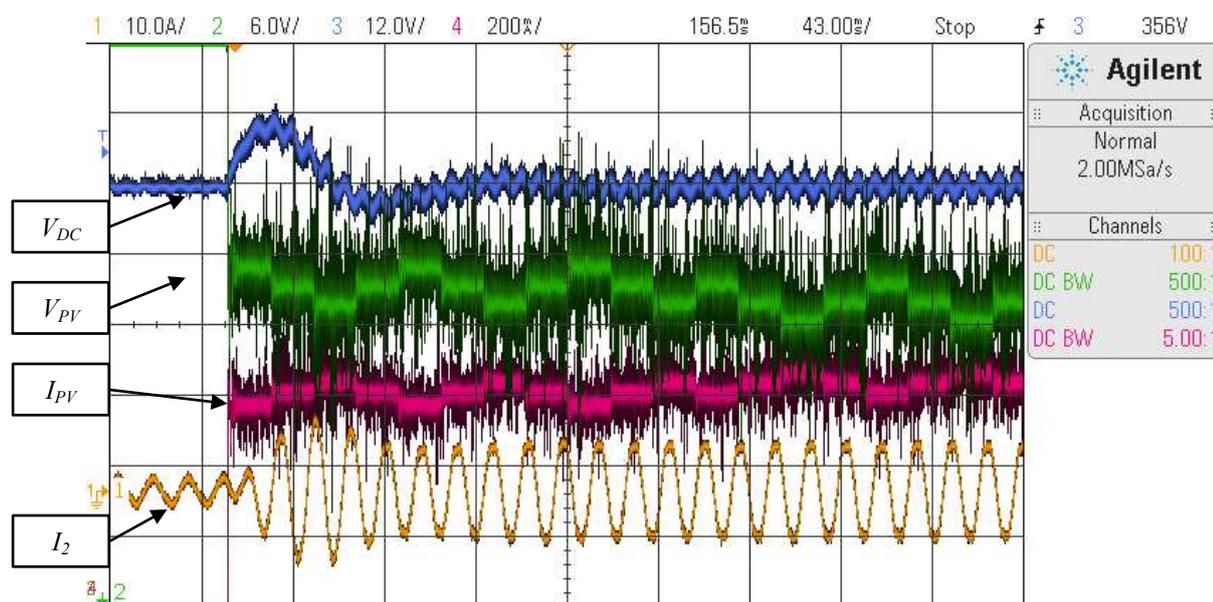


Figura 6.6 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a corrente (I_2). Escala: Ch1 (I_2) 10,0 A/div; Ch2 (V_{PV}) 6,0 V/div; Ch3 (V_{DC}) 12,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 43 ms/div. O controle de I_2 é feito pelo compensador IMC 1DOF.

Percebe-se nas Figuras 6.5 e 6.6, uma redução do *overshoot* na tensão do barramento CC (cerca de 6 V) nos transitórios em que o algoritmo de MPPT começa a atuar, com a corrente sendo injetada pelo controlador IMC, em relação aos mesmos picos verificados quando essa corrente é controlada pelo $P+Res$. O mesmo pode ser dito em relação aos transitórios das correntes injetadas na rede, a partir do momento em que se aciona o algoritmo de MPPT e as respectivas estratégias de controle adotadas em cada conjunto de testes experimentais verificados.

Nessas figuras (Figuras 6.5 e 6.6) também se constata a presença de um nível de *ripple* em V_{DC} , que se propaga em direção à tensão de saída do arranjo fotovoltaico (V_{PV}).

Por fim, em relação à corrente de saída do inversor de tensão (I_2), nos resultados experimentais com a energia proveniente do arranjo de painéis fotovoltaicos, os resultados mostraram desempenhos similares (em termos qualitativos) aos visualizados no capítulo 5, do

presente trabalho, para ambos os controladores (IMC e $P+Res$). Portanto, não necessitando de maiores análises, além das que foram apresentadas no capítulo em questão.

6.4 - VERIFICAÇÃO E DESACOPLAMENTO DO *RIPPLE* NO BARRAMENTO CC

Como já mencionado no decorrer desse capítulo, e verificado nos resultados experimentais apresentados, a injeção de potência ativa na rede elétrica monofásica implica o surgimento de um nível de *ripple* na tensão do barramento CC com a frequência de duas vezes a frequência da tensão da rede. Esse *ripple* se propaga no barramento e está presente na tensão de saída do arranjo fotovoltaico (V_{PV}) que é controlada no laço interno do algoritmo de MPPT, pela estratégia IMC.

A Figura 6.7 ilustra mais detalhadamente esse efeito.

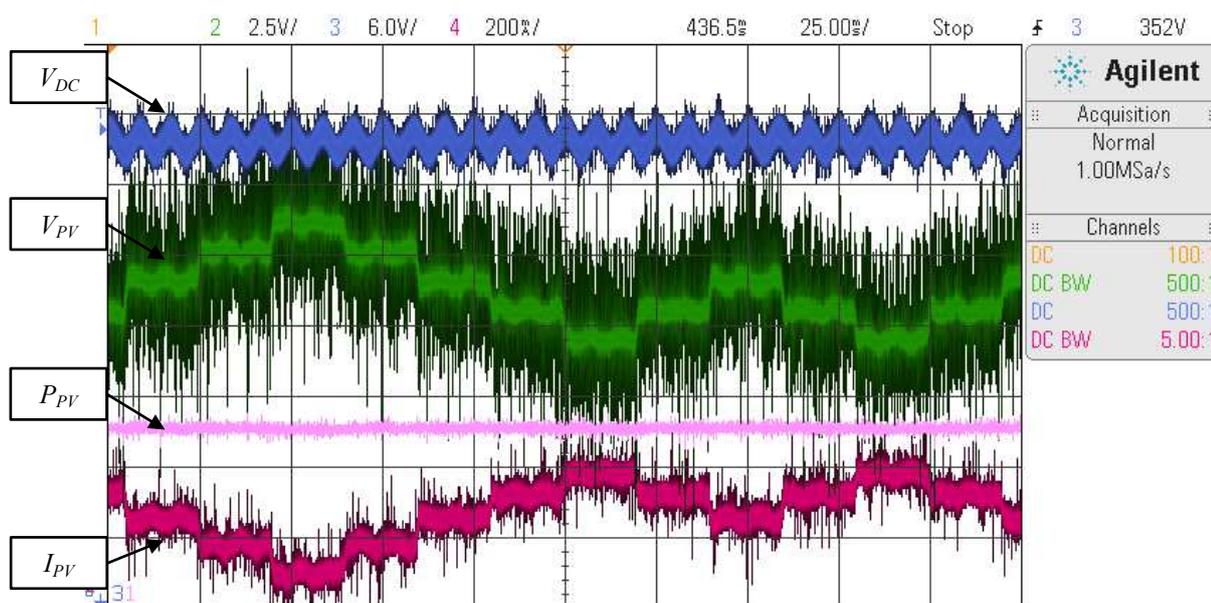


Figura 6.7 – Operação em regime permanente do conversor boost quadrático. Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 25 ms/div.

São mostrados na Figura 6.7: a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão de saída do arranjo fotovoltaico e entrada do conversor CC-CC (V_{PV}), a corrente de saída do arranjo fotovoltaico (I_{PV}) e sua potência de saída (P_{PV}). Como nos resultados anteriores desse capítulo, aqui é mostrado o

sistema fotovoltaico em conexão com a rede elétrica, com a energia sendo, efetivamente, fornecida pelo arranjo de painéis fotovoltaicos do laboratório.

Pode-se constatar da Figura 6.7 o *ripple* no barramento CC, o *ripple* em V_{PV} e, também, em I_{PV} . Contudo, essa ondulação não está presente na potência de saída do arranjo fotovoltaico (P_{PV}) onde, na verdade, não se percebe qualquer ondulação por causa do passo do MPPT (V_{Ref}) estar definido em 0,8 V. Ou seja, a eficiência do MPPT não é, dessa forma, comprometida pela ondulação no barramento CC, mesmo que ela se propague e afete tanto V_{PV} quanto I_{PV} .

Todavia, numa tentativa de se diminuir a ondulação em V_{PV} e desacoplar os efeitos da tensão no barramento CC, da tensão de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos, o que seria útil em aplicações *transformerless* cujo foco se assenta nesse tipo de desacoplamento (entre barramento e painéis fotovoltaicos) as estruturas demarcadas pelo tracejado, ilustradas na Figura 6.8, foram inseridas no controlador IMC do laço interno do algoritmo de MPPT.

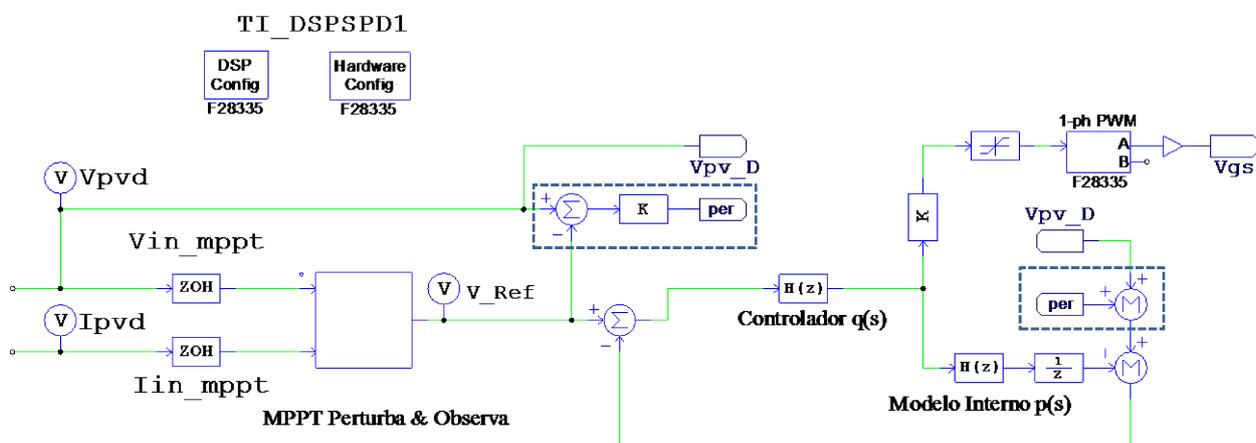


Figura 6.8 – Estrutura do sistema de P&O-MPPT e controlador IMC da tensão V_{PV} . As estruturas demarcadas pela linha tracejada são destinadas ao desacoplamento do *ripple* em V_{PV} .

Esperou-se com essa ação, cujas estruturas estão ilustradas na Figura 6.8, explorar a característica do controlador IMC de grande rejeição a perturbações, definida em (4.54),

salientando, em relação à tensão de referência da saída do algoritmo de MPPT (V_{Ref}), a ondulação presente em V_{PV} que se pretendia desacoplar, via cálculo da perturbação estimada.

O efeito dessa estratégia de desacoplamento pode ser verificado nas Figuras 6.9 e 6.10.

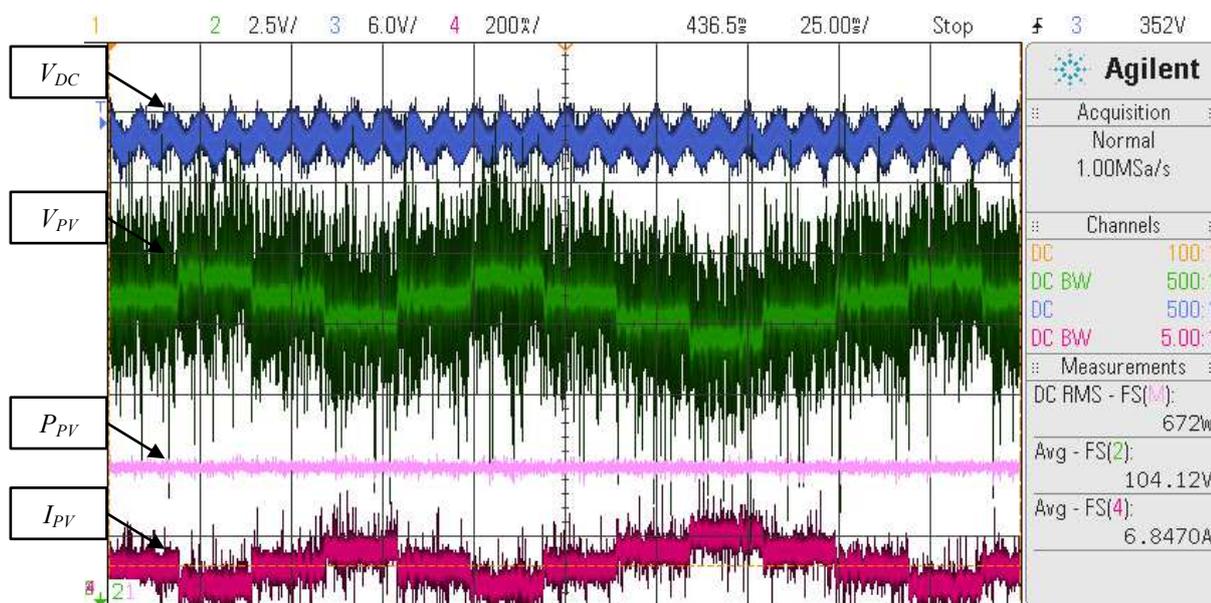


Figura 6.9 - Operação em regime permanente do conversor boost quadrático. Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 2,5 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 200,0 mA/div; Tempo 25 ms/div.

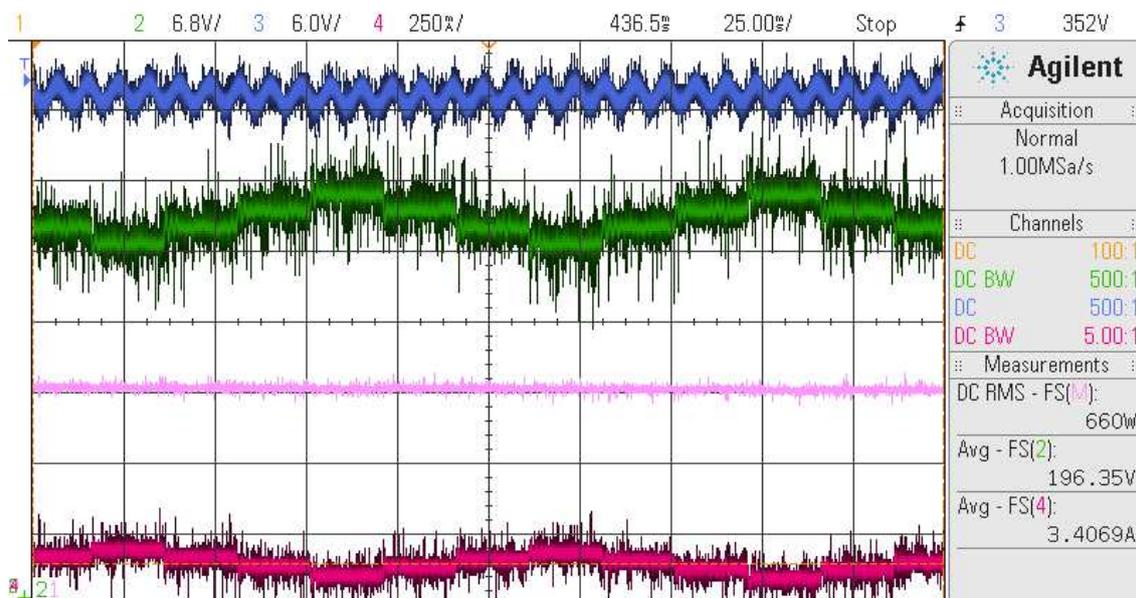
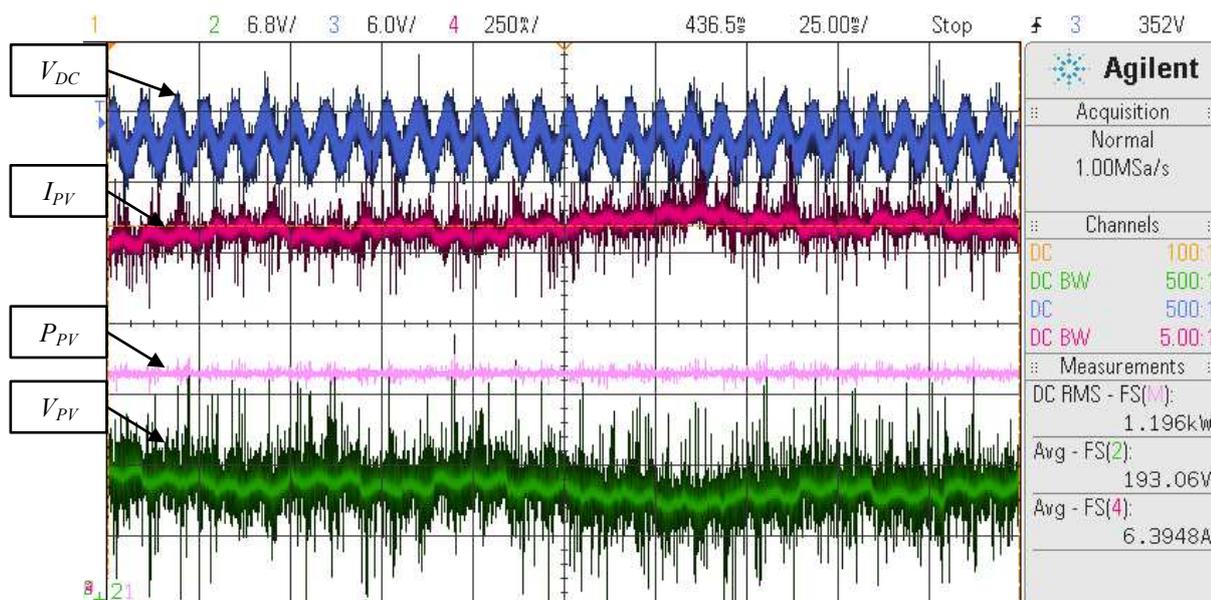
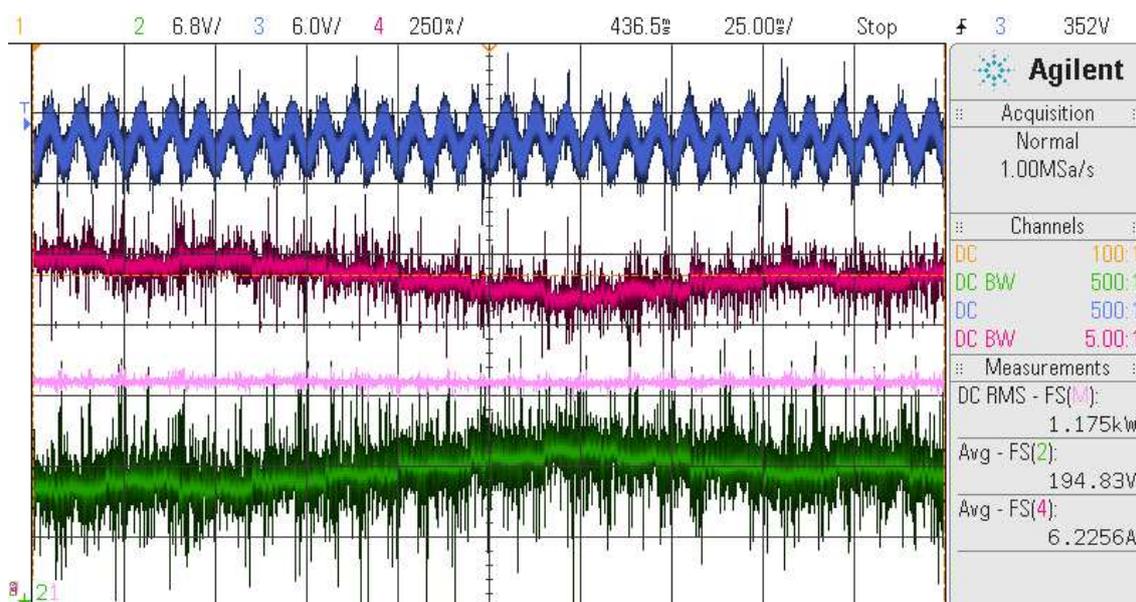


Figura 6.10 - Operação em regime permanente do conversor boost quadrático. Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 6,8 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 250,0 mA/div; Tempo 25 ms/div.

De modo a se estabelecer os efeitos do desacoplamento do *ripple* em V_{PV} a Figura 6.11 (a e b) mostra os resultados de testes experimentais realizados com segundos de diferença entre eles, com e sem a referida estratégia de desacoplamento, tornando visualmente claro os benefícios de tal técnica. A potência elétrica disponível estava acima de 1 kW em ambos os testes da Figura 6.11.

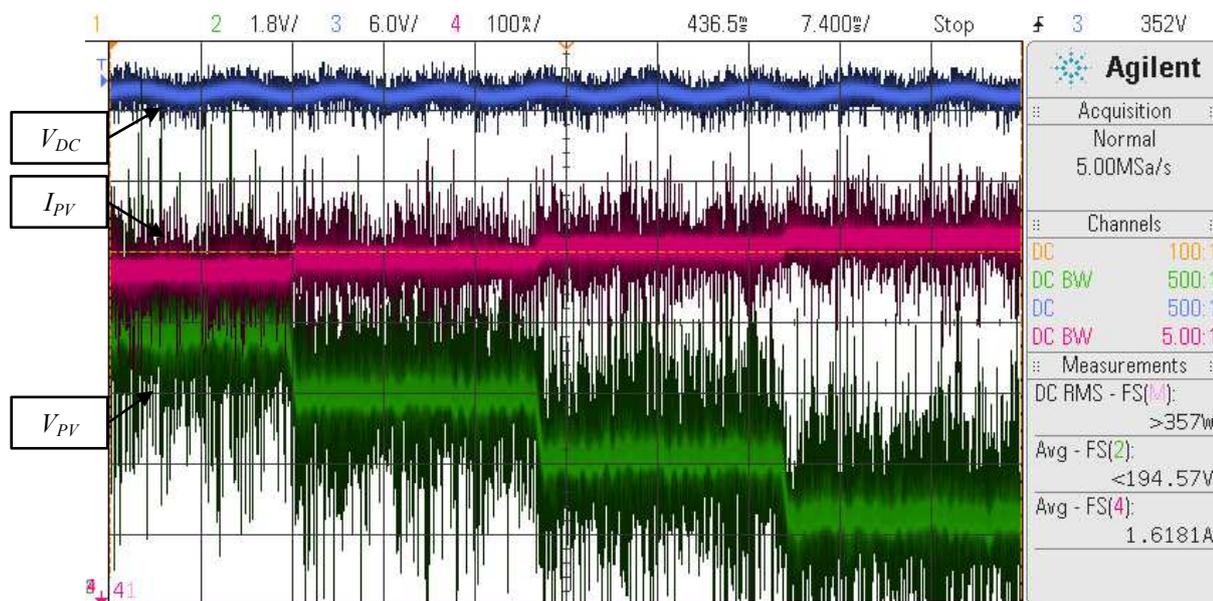


(a) – sem desacoplamento do *ripple* em V_{PV} .

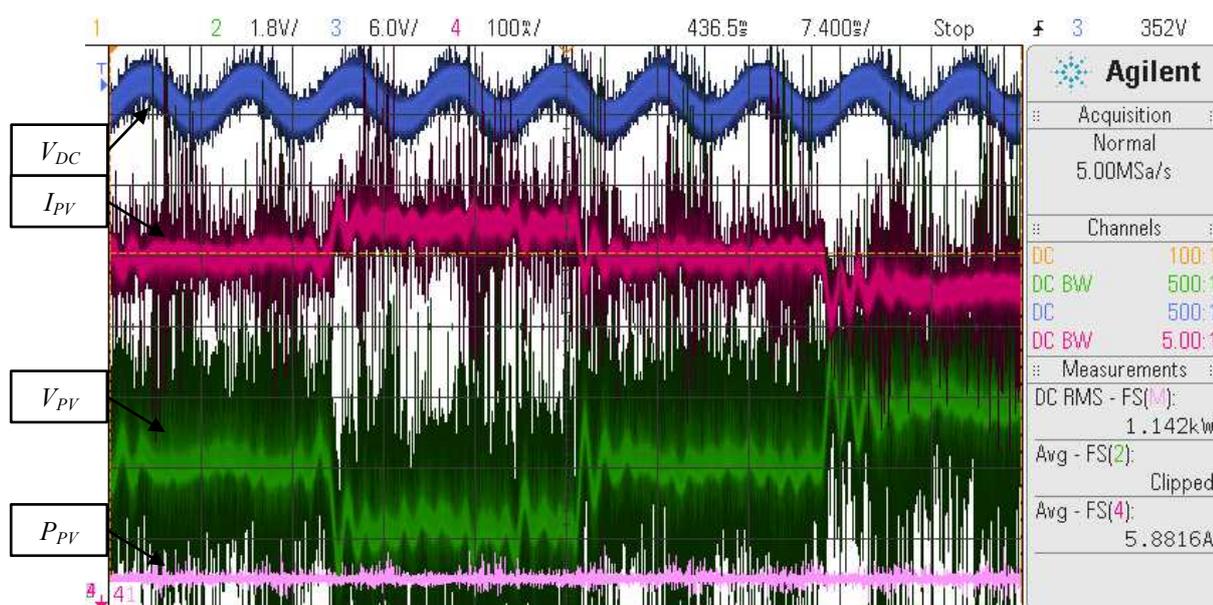


(b) – com desacoplamento do *ripple* em V_{PV} .

Figura 6.11 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 6,8 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 250,0 mA/div; Tempo 25 ms/div.



(a)



(b)

Figura 6.12 - Tensão (V_{PV}) em passos de 0,8V, a corrente (I_{PV}), a tensão no barramento CC (V_{DC}) e a potência (P_{PV}). Escala: Ch2 (V_{PV}) 1,8 V/div; Ch3 (V_{DC}) 6,0 V/div; Ch4 (I_{PV}) 100,0 mA/div; Tempo 7,4 ms/div.

O desacoplamento da ondulação em V_{PV} se mostra mais efetivo em potências elétricas menores e quando o ponto de operação do arranjo de painéis fotovoltaicos (dependente de V_{PV} e I_{PV}) está mais próximo do ponto médio escolhido para se fixar o valor de R_{PV} (40 Ω) no modelo e,

consequentemente, no controlador. Quando o ponto de operação (do arranjo fotovoltaico) se distancia de $R_{PV} = 40 \Omega$, os polos do sistema (modelo do Boost Quadrático e painéis fotovoltaicos) ficam mais distantes dos zeros do controlador e a resposta exhibe sinais de subamortecimento. Isso está destacado nos resultados experimentais da Figura 6.12 (a e b).

6.5 - CONCLUSÃO

A integração entre os subsistemas que compõem o sistema fotovoltaico em conexão com a rede monofásica aconteceu sem maiores problemas. As correntes injetadas apresentaram-se qualitativamente semelhantes aos resultados obtidos com o subsistema do conversor CC-CA, estudado no capítulo 5, não necessitando, portanto, de quaisquer outras menções e/ou análises além daquelas já apresentadas no capítulo em questão.

Entretanto, se verificou, experimentalmente, a presença de certo nível de *ripple* (120 Hz) na tensão do barramento CC, causada pelo fluxo pulsante da potência no lado CA desse sistema, que se propaga no sentido inverso do fluxo de potência e, consequentemente, ondula a tensão V_{PV} . Essa ondulação em V_{PV} , por sua vez, não afeta a potência extraída do arranjo de painéis porque I_{PV} também ondula na mesma frequência e proporção, ficando P_{PV} , portanto, com somente um quase imperceptível nível de *ripple* causado unicamente pelo algoritmo de MPPT baseado em perturbação e observação. Contudo, ensaiou-se uma tentativa de desacoplamento dessas ondulações em V_{PV} , realimentando-as via cálculo da perturbação estimada, na estrutura do controlador IMC, aproveitando-se da forte rejeição a perturbações que é uma das principais características desse controlador.

Os resultados, mostrados nesse tópico, se mostraram promissores em relação ao desacoplamento entre o *ripple* do barramento CC e a tensão de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos.

Todavia, ainda estão longe de corroborar possíveis benefícios da aplicação desse recurso, uma vez que, como já mencionado, o desacoplamento da ondulação em V_{PV} se mostra mais efetivo quando o ponto de operação do arranjo de painéis fotovoltaicos está mais próximo do ponto médio escolhido para se fixar o valor de R_{PV} .

Uma menção deve ser feita de que não foi verificado se a ondulação no barramento CC causa alguma queda na eficiência energética do sistema. O que, provavelmente, não acontece em se observando ausência de ondulações em P_{PV} . Contudo, os esforços aqui empreendidos abrem uma perspectiva quanto ao desacoplamento dos efeitos sentidos no barramento CC (e o arranjo de painéis fotovoltaicos), sobretudo quando de sua utilização em sistemas *transformerless*.

Dessa forma, assim como a solução sugerida do algoritmo SA-MPPT, não se espera fechar a questão em torno do uso do recurso da realimentação da perturbação na estrutura do controlador IMC, até porque outras soluções poderiam ser mais viáveis como, por exemplo, o uso de um filtro sintonizado nos 120 Hz, em paralelo com o controlador da tensão V_{PV} .

Pretende-se, no entanto, abrir caminhos na direção dos quais podem se seguir pesquisas futuras em torno desse importante tema, quais sejam o estudo das técnicas de desacoplamento dos efeitos da tensão no barramento CC e sua possível aplicação em soluções *transformerless*, assim como o estudo do controlador IMC adaptativo, em atendimento às demandas funcionais causadas pelas mudanças da planta com a variação de R_{PV} .

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO

7.1 - CONCLUSÃO

A partir da meta de se avaliar a aplicação de algoritmos de Meta Heurística e/ou de novas técnicas de controle que, se utilizadas nos subsistemas que compõem a estrutura do sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica monofásica, adotada para este trabalho, poderiam melhorar a controlabilidade e, com isso, a eficiência e o desempenho desse sistema (ou, ao menos, apresentar alternativas viáveis a partir do domínio dessa tecnologia) o presente trabalho foi concluído com o êxito de apresentar alternativas tecnológicas com desempenhos satisfatórios, em comparação com os métodos tradicionais já consagrados.

O algoritmo SA-MPPT, por exemplo, foi capaz de rastrear o MPP mesmo quando o arranjo de painéis fotovoltaicos esteve submetido a variações transitórias rápidas de luminância e temperatura. Também mostrou uma capacidade de busca de soluções em uma vizinhança não próxima com aleatoriedade e convergência controlada, tornando-o potencialmente capaz de evitar recair em máximos locais de potência e, com isso, superar o problema da sombra parcial em arranjo série de painéis fotovoltaicos, podendo ir, portanto, além da capacidade dos algoritmos tradicionais de MPPT.

No entanto, no desenvolvimento do SA-MPPT, só foram apresentados resultados de simulações computacionais em virtude de dificuldades técnicas, já mencionadas, para a implementação desse algoritmo numa plataforma computacional do tipo DSC. Todavia, não houve a pretensão, com o presente trabalho, de fechar questão em torno desse tema, em prol de uma abrangência maior dos assuntos abordados. Porém, tendo-se em mente os méritos do algoritmo e a necessidade premente de geração de energia cada vez mais eficiente, entende-se que mais

investigação em torno desta nova técnica se faz necessária. Para tanto, uma consequência direta é a inclusão do item pertinente aos ensaios experimentais, com o SA-MPPT, como uma primeira sugestão para trabalhos futuros.

Em outra vertente desse estudo foi apresentado, detalhadamente, o projeto de controladores baseados no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (1 *Degree of Freedom* – 1 DOF) aplicados, primeiramente, ao conversor CC-CC Boost Quadrático, utilizado para o MPPT, e depois a um inversor de tensão com filtro LCL e conectado à rede elétrica monofásica.

Foi apresentada a modelagem matemática de ambos os conversores (CC-CC e CC-CA) e analisadas a variação da planta referente ao conversor Boost Quadrático, como efeito da variação do MPP, e a compensação da realimentação interna ao sistema do inversor de tensão, correspondente ao desacoplamento da tensão da rede, através da estratégia de alimentação à frente (*Feedforward*).

Visando-se uma análise qualitativa, também foi aplicado ao sistema de injeção de corrente, um bem conhecido controlador Proporcional-Ressonante (*P+Res*) e foram apresentados resultados experimentais os quais permitiram a verificação do desempenho desses dois controladores, comparativamente.

O desempenho dos controladores IMC, avaliados em ambos os subsistemas que compõem o sistema de geração fotovoltaica conectado à rede, foi verificado através de simulações computacionais e de resultados experimentais que confirmaram a modelagem matemática e corroboraram a viabilidade da aplicação de tais controladores.

De maneira específica, o compensador IMC 1DOF foi plenamente capaz de operar no laço interno do algoritmo de MPPT, para o controle da tensão de entrada do conversor CC-CC Boost Quadrático, exibindo desempenho rápido, estável e robusto – mesmo sob a condição de variações da planta com as mudanças do MPP – como se pôde constatar pelos resultados demonstrados.

Os resultados do IMC 1DOF, para o controle da injeção de corrente também foram satisfatórios, em se tratando do erro de regime estacionário e do sincronismo de fase com a tensão da rede, porém apresentaram um nível de *THD* ligeiramente pior do que os resultados da injeção de corrente quando controlada pelo compensador *P+Res*. No entanto, em uma larga faixa de operação, a *THD* no IMC 1DOF variou menos e os piores resultados permaneceram dentro dos limites tolerados nas normas internacionais. Vale salientar, no entanto, que o controlador IMC 1DOF apresentou desempenho bastante similar ao do *P+Res* e em conformidade com as normas, no que tange à máxima *THD* permitida na potência nominal do inversor, inclusive na ocorrência de mudanças nos parâmetros da rede e/ou na presença de cargas locais não lineares e a consequente distorção da tensão da rede.

Por fim, na integração entre os subsistemas que compõem o sistema fotovoltaico em conexão com a rede elétrica monofásica verificou-se a presença de *ripple* na tensão do barramento CC, causada pelo fluxo pulsante da potência, no lado CA, que se propaga no sentido inverso do fluxo de potência e ondula a tensão V_{PV} . Embora essa ondulação em V_{PV} não afete a potência de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos (P_{PV}), foi providenciada uma tentativa de desacoplamento dessas ondulações em V_{PV} , realimentando-as via cálculo da perturbação estimada, na estrutura do controlador IMC. Os resultados se mostraram promissores, embora, não definitivos, por não serem homogêneos, qualitativamente, em pontos diferentes de operação desse sistema. Contudo, abriram uma perspectiva quanto ao desacoplamento dos efeitos sentidos no barramento CC (e o arranjo de painéis fotovoltaicos), sobretudo quando de sua utilização em sistemas *transformerless*.

Portanto, o objetivo central desse estudo foi alcançado com sucesso, sendo que, os subsistemas que compõem o sistema de geração fotovoltaica, em conexão com a rede monofásica, foram estudados buscando-se superar os desafios tecnológicos pertinentes de maneira a agregar alternativas técnicas originais, porém viáveis. Sob esse aspecto, as etapas projeto do algoritmo SA-MPPT, assim como dos controladores foram apresentadas e os resultados experimentais

corroboraram, sobretudo, a qualidade e viabilidade do controlador IMC 1DOF (além da facilidade de sintonia que depende apenas de um parâmetro) confirmando a sua aplicabilidade no controle de sistemas fotovoltaicos, embora à custa de um maior peso computacional, se comparado aos métodos tradicionais de controle.

7.2 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O desenvolvimento desse trabalho foi pontuado por escolhas que envolviam a topologia dos conversores, os métodos de chaveamento, os filtros passivos, os métodos de controle e assim por diante. Para cada uma dessas escolhas se derivavam aspectos pertinentes às suas aplicações, em específico, assim como suas respectivas vertentes tecnológicas.

Portanto, no decorrer desse trabalho, surgiram, naturalmente, algumas questões que ora não foram tratadas com a profundidade que mereciam e, em algumas outras ocasiões, suscitaram perguntas que, pela natureza finita desse trabalho, não puderam ser sanadas satisfatoriamente.

Em atendimento a essa limitação e procurando, também, oferecer aos pesquisadores que se interessarem no tema, linhas pelas quais podem seguir com suas próprias pesquisas, os seguintes itens podem ser elencados como sugestão para trabalhos futuros:

- Implementação do SA-MPPT numa plataforma DSC e a consequente verificação experimental de sua viabilidade operacional e aplicabilidade, sobretudo, na solução do problema do rastreamento do MPP global em situações de sombreamento parcial em arranjos série de painéis fotovoltaicos.
 - Estudo e desenvolvimento de uma técnica de controle IMC adaptativo que venha a prover uma performance estável e homogênea frente a variações da planta (conversor CC-CC) em virtude de variações em R_{PV} .
 - Estudo e projeto do filtro LCL visando sua aplicação em sistemas fotovoltaicos *transformerless*.
-

- Estudo das consequências da aplicação de outras técnicas de chaveamento (inclusive outros modos de PWM) e seu impacto no projeto do filtro LCL.
 - Estudo da controlabilidade das variáveis pertinentes ao inversor de tensão, sobretudo, frente aos elementos que compõem a dinâmica da primeira e da segunda malha do circuito do filtro LCL, assim como, o estudo do comportamento dinâmico desse sistema, em torno de sua frequência natural, e as mudanças na mesma frente a variações de parâmetros da rede. Além disso, e em consequência direta, o estudo do amortecimento ativo desse sistema a partir do projeto adequado de controladores, inclusive o próprio controlador IMC.
 - Estudo e implementação do controlador IMC com realimentação de estados (MSF-IMC), dos controladores repetitivos, assim como, dos controladores com realimentação de estados e verificação do desempenho de cada uma dessas técnicas, comparativamente, visando se avaliar a contribuição qualitativa versus o peso computacional de cada uma delas.
 - Estudo e implementação de filtros digitais sintonizados em paralelo com o controlador da tensão V_{PV} e/ou dos controladores da injeção de corrente, visando mitigar os componentes harmônicos da corrente injetada na rede e o ripple de 120 Hz em V_{PV} .
 - Estudos de filtros adaptativos FIR e IIR e sua aplicação no refinamento dos controladores IMC, sobretudo, no caso em que haja discrepâncias entre modelagem matemática e processo real.
-

APÊNDICE I

INTRODUÇÃO

Esse capítulo do estudo será dedicado a especificar os aspectos práticos da montagem da plataforma experimental, usada no sistema de geração fotovoltaica conectado com a rede elétrica monofásica local. A especificação dos componentes de cada subsistema já foi listada nos capítulos anteriores, a partir dos critérios de projeto também mencionados, e não será novamente demonstrada. Porém a estrutura geral do sistema será mais uma vez apresentada, de forma a situar os itens componentes dessa estrutura em questão, cujos aspectos práticos serão agora apresentados.

Serão, também, apresentadas as imagens dos circuitos esquemáticos utilizados na simulação computacional do sistema do inversor de tensão e listados os códigos que foram embarcados para os controladores referentes ao conversor CC-CC (MPPT e controlador IMC da tensão V_{PV}) e ao sistema em conexão com a rede, cujos controladores são responsáveis pelo nível da tensão no barramento CC, sincronismo de fase com a tensão da rede e injeção de corrente.

ASPECTOS DA MOTAGEM

A Figura A.1 apresenta, novamente, a estrutura do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica em que, o MPPT e a elevação da tensão do barramento CC são providenciados pelo conversor CC-CC Boost Quadrático e a conexão com a rede é realizada através de um inversor de tensão em ponte completa e filtro LCL.

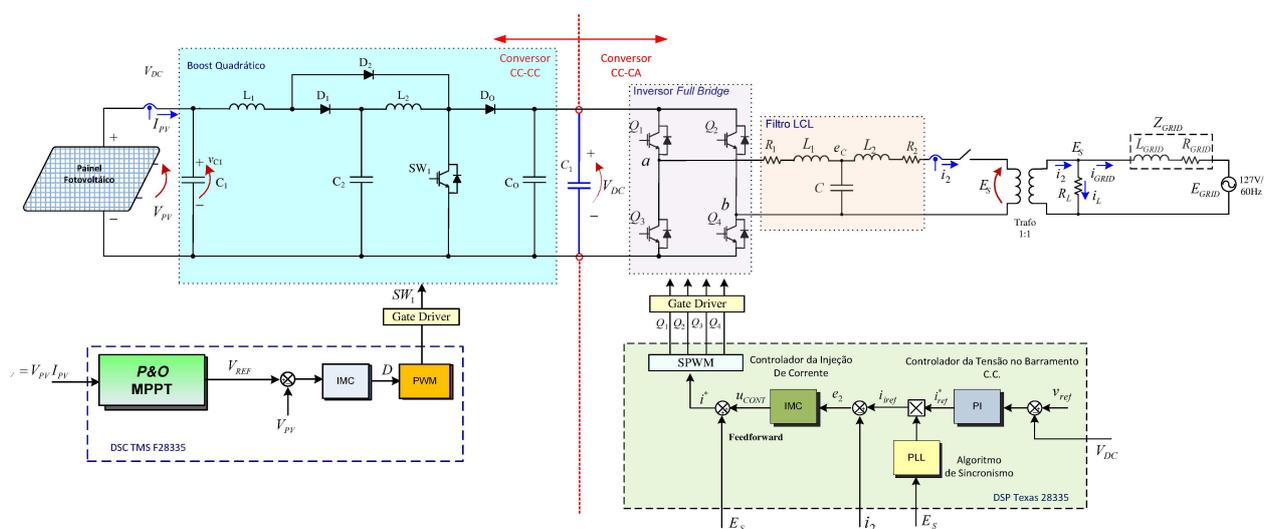


Figura A. 1 - Topologia dos Conversores e Estrutura do Sistema de Geração Fotovoltaica Conectado à Rede Elétrica Monofásica.

A Figura A.2 mostra a fotografia de parte da plataforma experimental construída para a execução deste trabalho.

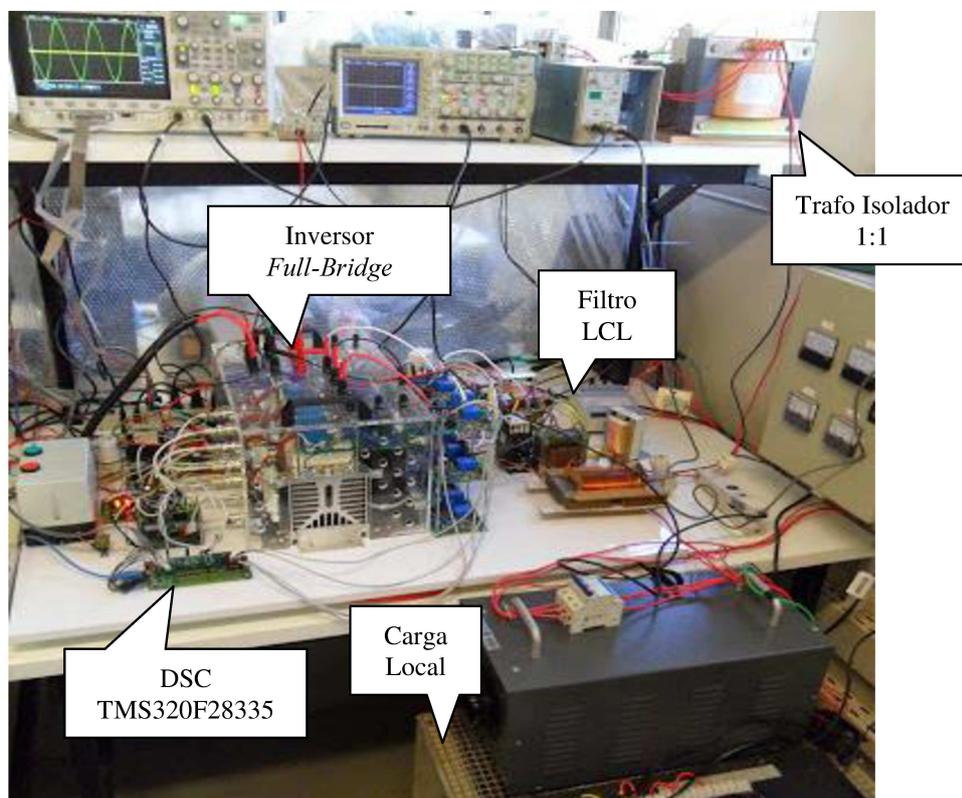


Figura A. 2 - Foto da Plataforma Experimental.

Nessa fotografia da Figura A.2 somente não está sendo mostrado o conversor CC-CC Boost Quadrático. Entretanto, quanto aos aspectos envolvendo a montagem dessa parte da estrutura do sistema, o hardware é basicamente composto de:

1. Inversor Semikron (Módulos de IGBT's)
2. Gate Drivers do Inversor
3. DSP TEXAS TMS320F28335
4. Placa de condicionamento de sinais com sensores *Hall* modelo NUPEP
5. Filtro LCL
6. Transformador isolador 1:1 127V/20A
7. Circuitos de acionamentos
8. Circuitos de proteção
9. Fontes de alimentação auxiliares

A Figura A.3 apresenta o circuito usado na simulação do inversor de tensão em conexão com a rede, cujos controladores são responsáveis pelo nível da tensão no barramento CC, sincronismo de fase com a tensão da rede e injeção de corrente. As simulações foram realizadas no ambiente do software PSIM e estão configuradas de forma a que gerem também um projeto completo com os respectivos códigos que serão embarcados e executados na memória RAM do DSC TMS320F28335 da Texas Instruments.

O sistema como um todo está representando, da forma mais fiel possível, a plataforma experimental construída para este trabalho, de modo a que o código criado na simulação seja utilizado com pouquíssimas alterações.

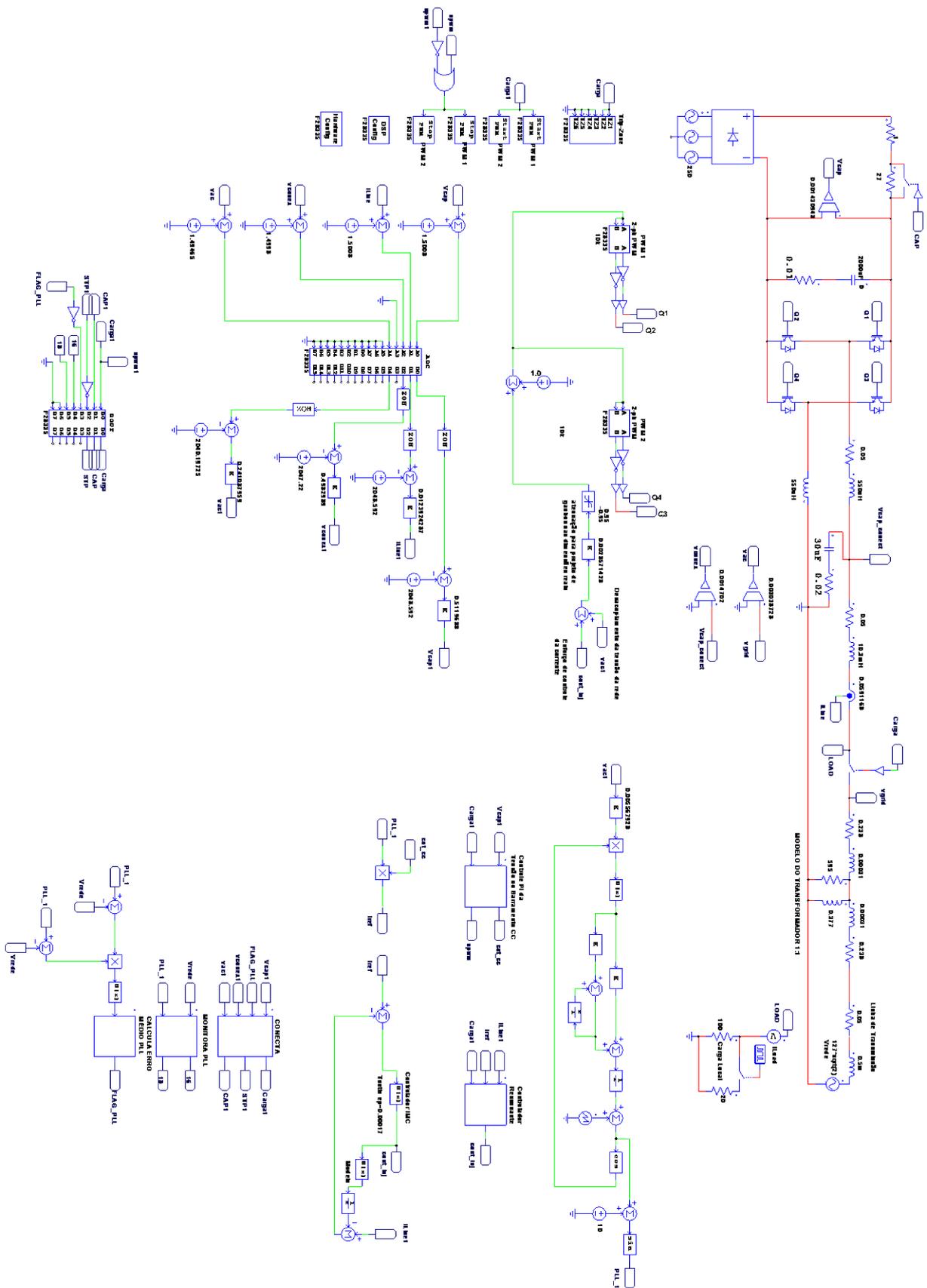


Figura A. 3 - Conversor CC-CA em conexão com a rede no ambiente do software PSIM.

Na metade superior da Figura A.3 está presente o circuito de potência. O circuito de potência tem como entrada um retificador trifásico com as fontes ajustadas de modo a compor a tensão no barramento CC de, aproximadamente, 350 V. Entre o retificador e a ponte de IGBT's (configurados em ponte completa ou *full-bridge*) está presente um arranjo de resistores que são comutados de modo a suavizar a curva de pré-carga da tensão no capacitor do barramento CC e, assim, evitar uma situação de sobre-corrente (*inrush*) que poderia danificar o capacitor. O sistema de controle conecta primeiro o resistor de 27 Ω e quando a tensão atinge 285 V, esse resistor é trocado, através de uma chave, por um resistor de 1 Ω .

Estão também presentes no circuito de potência: o filtro LCL, com os resistores representando as respectivas resistências parasitas dos indutores e do capacitor; o modelo parametrizado (obtido através de ensaio) do transformador isolador (1:1) usado na conexão com a rede; a chave que conecta o inversor à rede; a rede, propriamente dita, com alguns parâmetros arbitrados para sua impedância; uma carga local, com um sistema de comutação em degrau, e os sensores para medição da tensão no barramento CC, medição da tensão no capacitor do filtro LCL (ambos visando à proteção do sistema através da desconexão do retificador da entrada e desconexão da rede) medição da corrente que está sendo controlada e medição da tensão no ponto de conexão que serve tanto ao algoritmo de *PLL* quanto ao do *Feedforward*. Os ganhos dos sensores de tensão e corrente foram ajustados para refletirem os ganhos dos sensores de efeito hall, usados nas medições, em conjunto com os respectivos circuitos condicionadores de sinais. A Figura A.4 mostra somente a etapa de potência, para uma melhor visualização do que acaba de ser descrito.

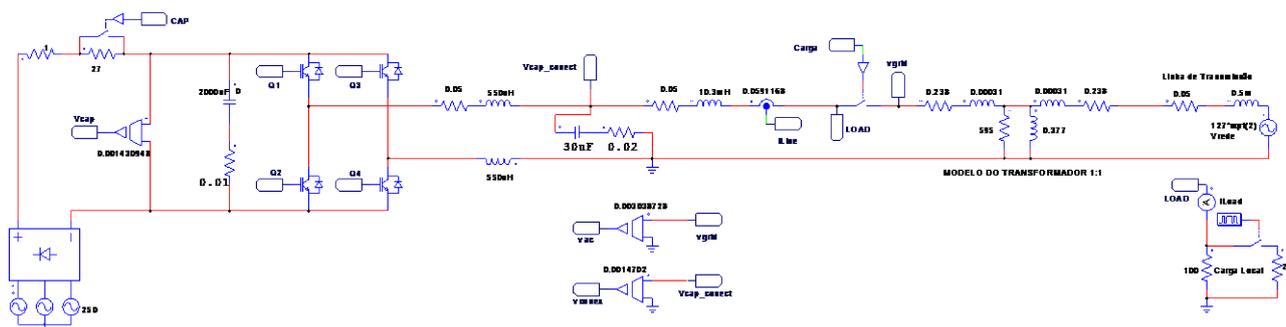


Figura A. 4– Inversor de Tensão com Filtro LCL em Conexão com a Rede Monofásica.

No canto inferior esquerdo da Figura A.3, e mostrado em separado na Figura A.5, estão presentes os circuitos utilizados para a configuração do DSC TMS320F282335 e seus periféricos internos. Estão presentes nas referidas figuras: os blocos de PWM que recebem o sinal modulante vindo de um limitador que, por sua vez, recebe a soma algébrica do esforço de controle da corrente e a tensão medida no ponto de conexão estabelecendo, assim, a estratégia de realimentação à frente (*Feedforward*); o bloco do conversor A/D que recebe os sinais das medições das tensões (tensão no capacitor do barramento CC, tensão no capacitor do filtro LCL, tensão no ponto de conexão) e da corrente no indutor de conexão, sendo que, em torno desse bloco estão presentes os circuitos e os ganhos dessa conversão; o bloco de saída digital (digital I/O) para o acionamento das chaves referentes à pré-carga do elo CC e conexão com a fonte e com a rede; estão ainda presentes (melhor visualizados na Figura A.5) os blocos de configuração geral do *hardware* do DSC e os blocos de acionamento e parada (condicionados pelos códigos de proteção) do periférico de PWM.

Na porção média direita da Figura A.3, e individualmente na Figura A.6, está apresentado o circuito construído para implementar o algoritmo de sincronismo de fase com a tensão da rede, o PLL descrito na seção 4.6. O circuito recebe a tensão medida no ponto de conexão (e já convertida pelo A/D) a partir de um ganho que torna sua amplitude unitária e entrega uma senóide, também unitária, em fase com a tensão da rede. Entretanto, ao argumento de entrada do bloco da função

seno é somado um valor CC para ajustar o ângulo de fase, caso seja necessária uma correção e, especialmente, para a atuação do controlador IMC.

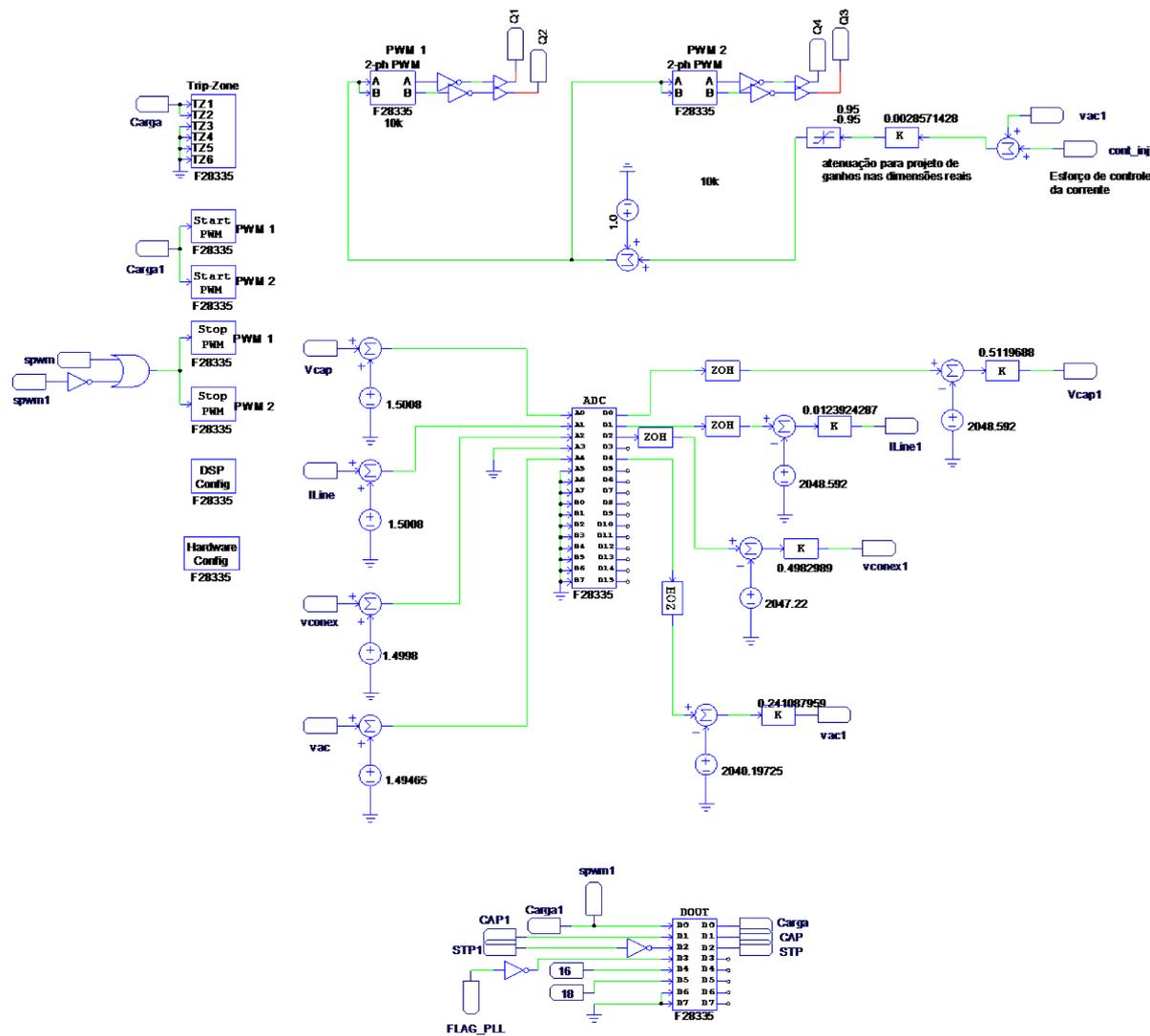


Figura A. 5 - Circuitos para Configuração do TMS320F282335.

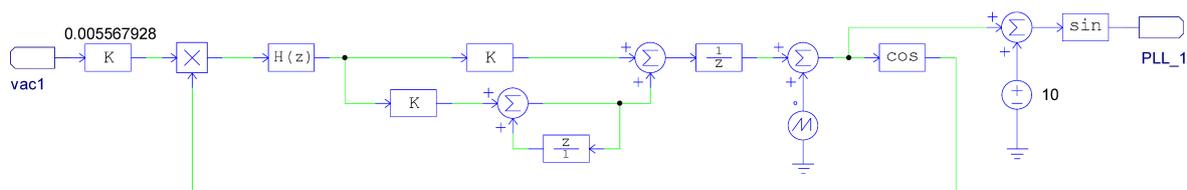


Figura A. 6 - Circuito para Implementação do PLL.

No canto inferior esquerdo da Figura A.3, e individualmente na Figura A.7, estão presentes os controladores do inversor de tensão, sendo eles: o bloco com o código em “C” do controlador PI da tensão no barramento CC, o bloco com o código em “C” do controlador $P+Res$ e o diagrama de blocos que implementa o controlador IMC, ambos para o controle da corrente no indutor de conexão e usados alternadamente nas simulações computacionais. Os controladores de corrente tem como referência o rótulo (I_{ref}) proveniente da multiplicação da senóide unitária, que vem do sistema do PLL, pela ação de controle (cnt_cc) do controlador PI da tensão no barramento CC.

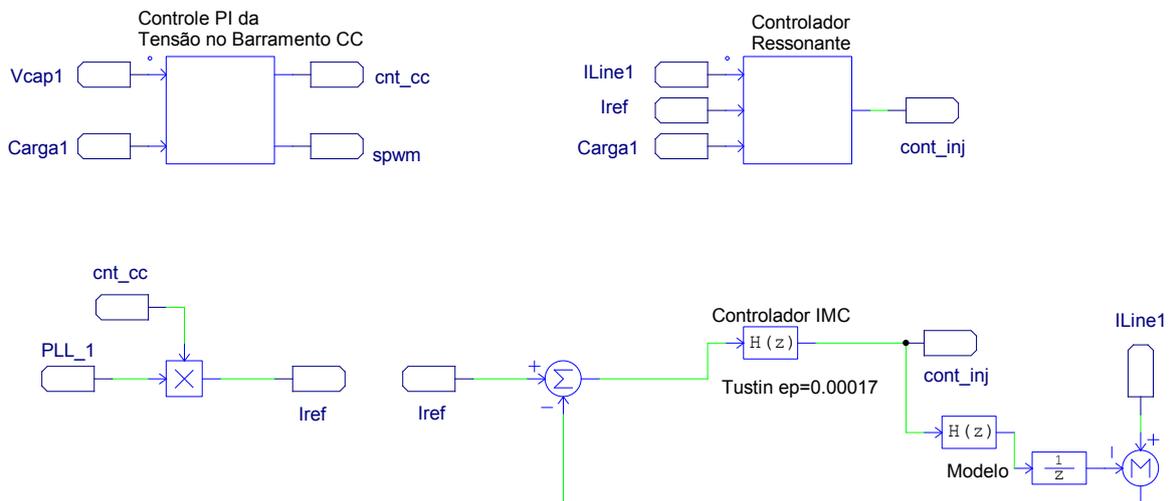


Figura A. 7 - Controladores do Inversor de Tensão.

Por fim, ilustrados abaixo dos controladores na Figura A.3 e individualmente na Figura A.8, estão presentes: os blocos com os códigos em “C”, que implementam o monitoramento interno do PLL (esse monitoramento é feito de duas maneiras: uma é pelo cálculo do erro médio da saída do PLL em relação à forma de onda da tensão no ponto de conexão e a outra é mostrando visualmente, nas saídas digitais do DSC, a ação do PLL) e o bloco de condicionamento da conexão (e desconexão se for o caso) com as proteções gerais do sistema.

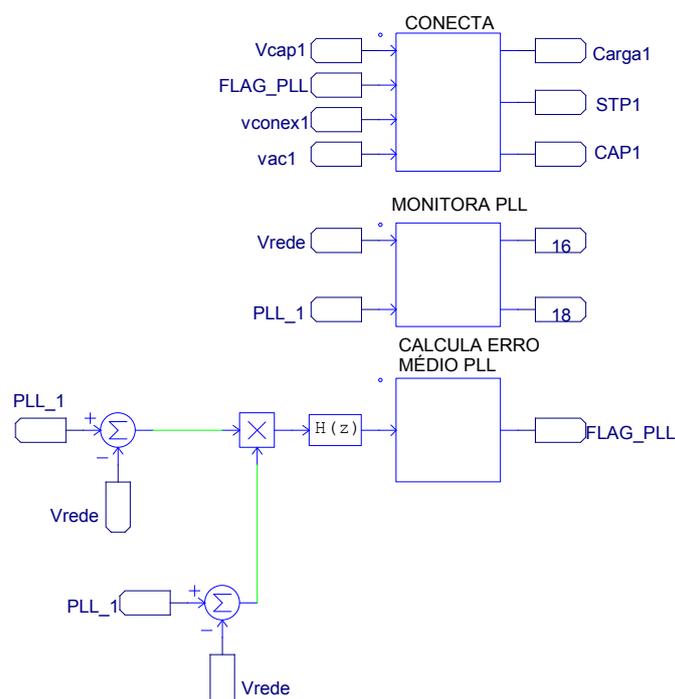


Figura A. 8 - Monitoramento do PLL, Condicionamento da Conexão e Proteções.

O código implementado para o sistema do inversor de tensão, com o respectivo controle PI da tensão no barramento CC, via injeção de corrente na rede elétrica monofásica com controlador IMC, está ilustrado na Tabela A.1.

Nesse código estão presentes, além dos controladores propriamente ditos, o algoritmo de sincronismo com a tensão da rede (PLL) os fatores condicionantes para conexão com a rede e proteções para sobre-tensão, nos capacitores do barramento CC e do filtro LCL, e sobre-corrente.

Tabela A.1 – Código Inversor

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: July 14, 2014 12:35:45
//
//
//IMC NOVO - NOVOS GANHOS SAIDA X2
//PI acelerado

```

```
//Ganhos Aquisição Checados
//Bidirecional
//ajustado uk max
//3 voltas sensor corrente
//REPROJETADO MODELO EM TUSTIN 04 09 2015
//Modificado por Eric Nery Chaves, 22/07/2014.
*****/
#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()
////Variáveis Globais/////
float erro=0.0;
int flag=0;
int warm = 0;
////////
float vcap1=0.0;
float vconex1=0.0;
float contcarga=0.0;
int carga=0;
int capacitor=0;
int stop=1;
int flaga=0;
//////////
const float vcapref = 350; //350.0;
float vcap=0.0;
float ek=0.0;
float ek_1=0.0;
float uk=0.0;
float uk_1=0.0;
float kpi = 0.05;//0.0001005;//0.1005;//0.0001005
const float kpi2 = 0.1;
const float a =0.99;
int carga_1=0;
int spwm=0;
//////////
float v_rede=0.0;
float v_PLL=0.0;
int t_rede=0;
int t_PLL=0;
int SobretensaoBarramento = 0;
int SobretensaoFiltro = 0;
int SubtensaoBarramento = 0;
int protecao = 0;
int ErroPLL = 0;
int acopla = 0;
int boost = 0;
//////////

interrupt void Task();

DefaultType fGbiUDELAY8 = 0;
DefaultType fGbiUDELAY4 = 0;
```

```

DefaultType fGbiUDELAY19 = 0, fNOT4, fOR1;
const float fVDC15 = 16.1;
////////////////////////////////////
DefaultType fVSAW1, fSUMP10, fSUMP11, fSIN3, fTI_ADC1, fZOH3, fVDC1, fSUM1, fP4;
DefaultType fTI_ADC1_4, fZOH10, fVDC4, fSUM3, fP5, fP8, fSUM7, fSUM8, fMULT4,
fFILTER_D5;
DefaultType fSSCB2, fTI_ADC1_2, fZOH14, fVDC13, fSUM9, fP9, fSSCB14, fSSCB14_1,
fSSCB14_2;
DefaultType fSSCB1, fSSCB1_1, fMULT1, fNOT17, fNOT15, fSSCB3, fSSCB3_1, fTI_ADC1_1,
fZOH9;
DefaultType fVDC2, fSUM2, fP2, fSUM19, fSUM18, fTF_D16, fSUMP1, fP3, fLIM3, fVDC10,
fSUMP13;
DefaultType fCOS2, fMULT5, fTF_D1, fP12, fSUMP18, fUDELAY8, fP13, fSUMP8, fUDELAY4,
fTF_D15;
DefaultType fUDELAY19;
////////////////////////////////////
typedef struct {
    unsigned long tmLow;
    unsigned long tmHigh;
} _CBigTime;

_CBigTime GetBigTime(void)
{
    static _CBigTime tm = {0,0};
    unsigned long curTime = GetCurTime();
    if (curTime < tm.tmLow)
        tm.tmHigh++;
    tm.tmLow = curTime;
    return tm;
}

interrupt void Task()
{
    PS_EnableIntr();
    fUDELAY8 = fGbiUDELAY8;

    fUDELAY4 = fGbiUDELAY4;

    fUDELAY19 = fGbiUDELAY19;

    fTI_ADC1 = PS_GetDcAdc(0); //Barramento
    fTI_ADC1_4 = PS_GetDcAdc(4); //tensao rede
    fTI_ADC1_2 = PS_GetDcAdc(2); //tensao capacitor saida
    fTI_ADC1_1 = PS_GetDcAdc(1); // corrente

    {
        static unsigned long period = (unsigned long)(150000000L / 60);
        static float fPeriod = ((float)60) / 150000000L;
        static _CBigTime tmCarrierStart = {0, 0};
        _CBigTime tm = GetBigTime();
    }
}

```

```

unsigned long tmp1, tmp2;
tmp1 = tm.tmLow - tmCarrierStart.tmLow;
tmp2 = tm.tmHigh - tmCarrierStart.tmHigh;
if (tm.tmLow > tmCarrierStart.tmLow)
    tmp2++;
if (tmp2 || (!tmp2 && (tmp1 >= period))) {
    tmp1 = tmCarrierStart.tmLow + period;
    if ((tmp1 < tmCarrierStart.tmLow) || (tmp1 < period))
        tmCarrierStart.tmHigh++;
    tmCarrierStart.tmLow = tmp1;
}
tmp1 = tm.tmLow - tmCarrierStart.tmLow;
fVSAW1 = 360 * tmp1 * fPeriod;
}
fSUMP10 = fUDELAY4 + fVSAW1;
fSUMP11 = fSUMP10 + fVDC15;
fSIN3 = sin(fSUMP11 * (3.14159265 / 180.));

fZOH3 = fTI_ADC1; // Tensao Barramento
fVDC1 = 2048.592 + 3.4;
fSUM1 = fZOH3 - fVDC1;
fP4 = fSUM1 * 0.51045; /* 0.5119688;

fZOH10 = fTI_ADC1_4; // TENSÃO DA REDE
fVDC4 = 2039.502 + 2.79; //2040.19725;
fSUM3 = fZOH10 - fVDC4;
fP5 = 0.19304431599 * fSUM3; //real - feed
fP8 = fP5 * 0.00556792873 ; //reduzido pll

fSUM7 = fSIN3 - fP8;
fSUM8 = fSIN3 - fP8;
fMULT4 = fSUM7 * fSUM8;
{
    static DefaultType fln = 0.0;
    static DefaultType fOut = 0.0;
    fFILTER_D5 = 0.0065828681 * fMULT4 + 0.0065828681 * fln - (-0.99561142) * fOut;
    fln = fMULT4;
    fOut = fFILTER_D5;
}

{

    erro = fFILTER_D5;

    warm++;

    if(warm>=50){ //verificação do PLL

```

```

        warm=50;

        if(erro<0.25){

            flag = 1;} else{

            flag =0;

            }

        }

    }

    fSSCB2=flag;
}

fZOH14 = fTI_ADC1_2; ///// Tensao do capacitor de filtro saida
fVDC13 = 2047.22;
fSUM9 = fZOH14 - fVDC13;
fP9 = fSUM9 * 0.49310606061;

{

    vcap1 = fP4;

    flaga = fSSCB2;

    vconex1=fP9;

    if(( flaga==1) && (protecao == 0)) // PLL OK e proteçao limpa
    {

        acopla = 1; // começa fechado contator de saída
        stop = 1;

        if((vcap1 > 160) && (flaga == 1)) // terminou pré carga pela rede e proteçao está ok
        {

            carga = 1; // LIGA PWM E CONTROLES
            stop = 1;

            if(vcap1 > 360) // Terminou de carregar pelo controlador
            (pega no overshoot)
            {

                capacitor = 1; // fecha contator de inrush

            }

            if((contcarga < 70000) && (capacitor == 1))
            {

                contcarga++;
            }
        }
    }
}

```

```
        if(vcap1 < 200){contcarga --;}

        if(contcarga>60000) //INICIA INJEÇÃO
        {
            kpi = kpi2;
            boost = 1;
        }
    }

} // IF carga inicial

} // IF pll

if(vcap1 > 418) // Sobretensão no barramento
{
    stop = 0; //ACIONA RELE STOP
    protecao = 1; // flag proteção
    carga = 0;
    SobretensaoBarramento = 1;
    acopla = 0;
}

if(vconex1 > 335) // sobretensão no capacitor de filtro de saida
{
    acopla = 0;
    stop = 0;
protecao = 1;
    carga = 0;
    SobretensaoFiltro = 1;
}

if(carga == 1) // inversor funcionando
{
    if(flaga==0) // perdeu PLL
    {
        stop = 0;
        carga = 0; //para PWM e controles
        acopla = 0;
        ErroPLL = 1;
        protecao = 1;
    }

    if(vcap1 < 150) // subtensão no barramento
    {
        carga = 0;
        capacitor = 0;
        stop = 0;
        SubtensaoBarramento = 1;
        protecao = 1;
    }
}

}
```

```
        if(protecao == 1) boost = 0;

        fSSCB14 = carga; // PWM e controles
        fSSCB14_1 = stop; // RELE STOP
        fSSCB14_2 = capacitor; // RELE PRE CARGA

    }

    {
        vcap = fP4;

        carga_1 = fSSCB14;

        if(carga_1==1){

            ek_1 = ek;

            uk_1 = uk;

            ek = vcapref - vcap;           //fP4;
            uk=0;
            uk = uk_1 + kpi*(ek - a*ek_1); //PI

                if(uk<-18.0){
                    uk = -18.0;}
                if(uk>18){
                    uk = 18;
                }

        }

        fSSCB1 = (-1.0)*uk; //-1
        //fSSCB1 = 15.0; //-1
        fSSCB1_1 = spwm; // parar manualmente PWM spwm = 0
    }

    fMULT1 = fSIN3 * fSSCB1;

    fNOT17 = !fSSCB14_1;
    fNOT15 = !fSSCB2;
    {
        v_rede=fP8;

        v_PLL = fSIN3;
```

```

if (v_rede<0){
    t_rede=0;}else
        {
            t_rede=1;}

if(v_PLL<0){
    t_PLL=0;}else
        {
            t_PLL=1;}

fSSCB3=t_rede;
fSSCB3_1=t_PLL;

}

fZOH9 = fTI_ADC1_1; // corrente de saída
fVDC2 = 2048.592 - 6;
fSUM2 = fZOH9 - fVDC2;
fP2 = fSUM2 * 0.008286720533; // 0.0124300808; /* 0.0123924287;
fSUM19 = fP2 - fUDELAY19;
fSUM18 = fMULT1 - fSUM19;

///// LIGA DESLIGA PWM
if (fSSCB14 > 0)
{
    PS_StartPwm(1);
}
if (fSSCB14 > 0)
{
    PS_StartPwm(2);
}
fNOT4 = !fSSCB14;
fOR1 = (fSSCB1_1 != 0) || (fNOT4 != 0);
if (fOR1 != 0)
{
    PS_StopPwm(1);
}
if (fOR1 != 0)
{
    PS_StopPwm(2);
}
}
/////

```

```

{
    if (fSSCB14==1){ //////////// CONTROLADOR
        int i = 3 + 1;
        static DefaultType fln[3 + 1] = {0, 0, 0, 0};
        static DefaultType fOut[3 + 1] = {0, 0, 0, 0};
        const static DefaultType aAry[3 + 1] = {1.0, -2.077, 1.438,-
0.3318};//////////denominador controlador//////////
        const static DefaultType bAry[3 + 1] = {2.943, -7.325, 7.313,-2.927};//////////numerador
controlador//////////
        fTF_D16 = bAry[0] * fSUM18;
        while (--i > 0)
        {
            fln[i] = fln[i - 1];
            fOut[i] = fOut[i - 1];
            fTF_D16 += bAry[i] * fln[i] - aAry[i] * fOut[i];
        }
        fOut[0] = fTF_D16;
        fln[0] = fSUM18;
    }else {
        fTF_D16 = 0.0;
    }
}

fSUMP1 = (fTF_D16 * 2 ) + fP5;
fP3 = fSUMP1 * 0.0028571428;
fLIM3 = (fP3 > 0.95) ? 0.95 : ((fP3 < -0.95) ? -0.95 : fP3);
fVDC10 = 1.0;
fSUMP13 = fLIM3 + fVDC10;
PS_SetFuncPwm1Rate(fSUMP13, fSUMP13);
PS_SetFuncPwm2Rate(fSUMP13, fSUMP13);
fCOS2 = cos(fSUMP10 * (3.14159265 / 180.));
fMULT5 = fP8 * fCOS2;
{
    int i = 2 + 1;
    static DefaultType fln[2 + 1] = {0, 0, 0};
    static DefaultType fOut[2 + 1] = {0, 0, 0};
    const static DefaultType aAry[2 + 1] = {1.0,-1.96446,0.965081};
    const static DefaultType bAry[2 + 1] = {0.0001551,0.0003102,0.0001551};
    fTF_D1 = bAry[0] * fMULT5;
    while (--i > 0)
    {
        fln[i] = fln[i - 1];
        fOut[i] = fOut[i - 1];
        fTF_D1 += bAry[i] * fln[i] - aAry[i] * fOut[i];
    }
    fOut[0] = fTF_D1;
    fln[0] = fMULT5;
}
fP12 = fTF_D1 * (2000.0/20000);
fSUMP18 = fP12 + fUDELAY8;
fGbiUDELAY8 = fSUMP18;
fP13 = fTF_D1 * 5;

```

```

fSUMP8 = fP13 + fSUMP18;
fGblUDELAY4 = fSUMP8;

{
    int i = 3 + 1;
    static DefaultType fln[3 + 1] = {0, 0, 0, 0};
    static DefaultType fOut[3 + 1] = {0, 0, 0, 0};
    const static DefaultType aAry[3 + 1] = {1.0, -2.489, 2.485, -0.9947};////denominador
modelo interno//////// tUSTIN
    const static DefaultType bAry[3 + 1] = {0.001237, 0.003712, 0.003712,
0.001237}; ////numerador modelo interno////////
    fTF_D15 = bAry[0] * fTF_D16;
    while (--i > 0)
    {
        fln[i] = fln[i - 1];
        fOut[i] = fOut[i - 1];
        fTF_D15 += bAry[i] * fln[i] - aAry[i] * fOut[i];
    }
    fOut[0] = fTF_D15;
    fln[0] = fTF_D16;
}
fGblUDELAY19 = fTF_D15; //porta que vc quer setar - (primeira porta do grupo)--
(acopla == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << (12)) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 <<
(12));
(fSSCB14_2 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitC((Uint32)1 << (86 - 64)) :
PS_SetDigitOutBitC((Uint32)1 << (86 - 64));
(fNOT17 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (48 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (48 - 32));
(fNOT15 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (34 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (34 - 32));
(fSSCB3 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << (16)) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< (16));
(fSSCB3_1 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << (18)) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< (18));
(boost == 1) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << (10)) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 <<
(10)); // logica invertida. boost = 1 -> gpio = 0
PS_ExitPwm1General();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);

    PS_InitFuncPwm(1, 5, 10000 * 1, 43160); // pwnNo, mode, frequency
    PS_SetPwmPeakOffset(1, 2, 0.0, 1.0/2);
    PS_SetFuncPwmIntrType(1, ePwmIntrAdc0, 1, 0);
    PS_SetPwmVector(1, ePwmIntrAdc0, Task);
    PS_SetFuncPwm1Rate(0.1, 0.1);
    PS_StopPwm(1);
}

```

```

PS_InitFuncPwm(2, 5, 10000 * 1, 43160); // pwnNo, mode, frequency
PS_SetPwmPeakOffset(2, 2, 0.0, 1.0/2);
PS_SetPwmIntrType(2, ePwmNoAdc, 1, 0);
PS_SetFuncPwm2Rate(0.1, 0.1);
PS_StopPwm(2);

PS_ResetAdcConvSeq();
PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 0, 1365);
PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 1, 1365);
PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 2, 1365);
PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 4, 1365);
PS_Adclnit(1, !1);

PS_InitDigitOut(12);
PS_InitDigitOut(86);
PS_InitDigitOut(48);
PS_InitDigitOut(34);
PS_InitDigitOut(16);
PS_InitDigitOut(18);
PS_InitDigitOut(10);

PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
    }
}

```

O código implementado para o conversor CC-CC Boost Quadrático, atuante no MPPT, está ilustrado na Tabela A.2.

Nesse código estão presentes o algoritmo P&O e o controlador IMC, projetado para atuar no laço interno do algoritmo de MPPT.

Tabela A.2 – Código Boost Quadrático

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: October 14, 2015 17:50:46
*****/
#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()

interrupt void Task();
interrupt void Task_1();
interrupt void Task_2();

DefaultType fGblP5 = 0.0;
DefaultType fGblID_1 = 0.0;
DefaultType fGblP3 = 0.0;
DefaultType fGblVpvd = 0.0;
DefaultType fGblIpvd = 0.0;
DefaultType fGblUDELAY19 = 0;
DefaultType fGblLIM3 = 0.0;
DefaultType fGblV20 = 0.0;
DefaultType fGblMPPTLE = 0.0;
DefaultType fGblVref = 0.0;
DefaultType fVref, fTI_ADC1, fZOH10, fVDC4, fSUM3, fSUM10, fP9, fSUMP11, fSUM19, fSUM18;
DefaultType fTF_D16, fP7, fTI_ADC1_1, fZOH9, fVDC2, fSUM8, fTF_D12, fUDELAY19;
DefaultType P = 0;
DefaultType P_ant = 0;
DefaultType V = 0;
DefaultType I = 0;
DefaultType V_ant = 0;
DefaultType VRef = 141.6;
DefaultType deltaV = 0.5;
DefaultType erro_P = 0;
DefaultType erro_V = 0;

interrupt void Task()
{
    PS_EnableIntr();

    PS_SetPwm6Rate(fGblLIM3);
    PS_ExitPwm6General();
}

interrupt void Task_1()
{

```

```

PS_EnableIntr();
fUDELAY19 = fGblUDELAY19;

fTI_ADC1 = PS_GetDcAdc(0);
fTI_ADC1_1 = PS_GetDcAdc(1);
fVref = fGblIMPPTLE;
fZOH10 = fTI_ADC1;
fVDC4 = 2040.19725;
fSUM3 = fZOH10 - fVDC4;
fGblP5 = fSUM3 * 0.241087959;
fSUM10 = fGblP5 - fVref;
fP9 = fSUM10 * 4;
fSUMP11 = fGblP5 + fP9;
fSUM19 = fSUMP11 - fUDELAY19;
fSUM18 = fVref - fSUM19;
{
    int i = 4 + 1;
    static DefaultType fIn[4 + 1] = {0, 0, 0, 0, 0};
    static DefaultType fOut[4 + 1] = {0, 0, 0, 0, 0};
    const static DefaultType aAry[4 + 1] = {1.0,-3.1792,4.1752,-2.6604,0.6752};
    const static DefaultType bAry[4 + 1] = {-2.8941e-04,8.7029e-04,-0.0011543,7.713e-
04,-2.2873e-04};
    fTF_D16 = bAry[0] * fSUM18;
    while (--i > 0)
    {
        fIn[i] = fIn[i - 1];
        fOut[i] = fOut[i - 1];
        fTF_D16 += bAry[i] * fIn[i] - aAry[i] * fOut[i];
    }
    fOut[0] = fTF_D16;
    fIn[0] = fSUM18;
}
fP7 = fTF_D16 * 2;
#ifdef _DEBUG
fGblD_1 = fP7;
#endif
fZOH9 = fTI_ADC1_1;
fVDC2 = 2048.592;
fSUM8 = fZOH9 - fVDC2;
fGblP3 = fSUM8 * 0.0123924287;
#ifdef _DEBUG
fGblVpvd = fGblP5;
#endif
#ifdef _DEBUG
fGblIpvd = fGblP3;
#endif
{
    int i = 4 + 1;
    static DefaultType fIn[4 + 1] = {0, 0, 0, 0, 0};
    static DefaultType fOut[4 + 1] = {0, 0, 0, 0, 0};
    const static DefaultType aAry[4 + 1] = {1.0,-2.9166,3.8104,-2.5397,0.7665};

```

```
const static DefaultType bAry[4 + 1] = {0.0,-42.4157,27.5981,13.0762,-40.4583};
fTF_D12 = bAry[0] * fTF_D16;
while (--i > 0)
{
    fln[i] = fln[i - 1];
    fOut[i] = fOut[i - 1];
    fTF_D12 += bAry[i] * fln[i] - aAry[i] * fOut[i];
}
fOut[0] = fTF_D12;
fln[0] = fTF_D16;
}
fGblUDELAY19 = fTF_D12;
fGblLIM3 = (fP7 > 0.985) ? 0.985 : ((fP7 < -0.985) ? -0.985 : fP7);
#ifdef _DEBUG
fGblV20 = fSUM10;
#endif
PS_ExitTimer1Intr();
}

interrupt void Task_2()
{
    DefaultType fVinppt, flinmppt;
    PS_EnableIntr();

    fVinppt = fGblP5;
    flinmppt = fGblP3;
    {

        V = fVinppt;

        I = flinmppt;

        P = V*I;

        erro_P = P - P_ant;
        erro_V = V - V_ant;

        if (erro_P == 0)
        {}
        else
        {
            if (erro_P < 0)
```

```
        {
            if(erro_V < 0)
                {VRef = VRef + deltaV;}
            else
                {VRef = VRef - deltaV;}
        }
    else
        {
            if(erro_V < 0)
                {VRef = VRef - deltaV;}
            else
                {VRef = VRef + deltaV;}
        }
    }

    V_ant = V;
    P_ant = P;
    fGbIMPPTLE = VRef;
}
#ifdef _DEBUG
    fGbVref = fGbIMPPTLE;
#endif

    PS_ExitTimer2Intr();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
    PS_InitPwm(6, 0, 60000*1, 0*1e6, PWM_POSI_ONLY, 1718); // pwnNo, waveType,
frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(6, 2, (-1), 1.0/2);
}
```

```
PS_SetPwmIntrType(6, ePwmIntrAdc0, 1, 0);
PS_SetPwmVector(6, ePwmIntrAdc0, Task);
PS_SetPwm6Rate(0);
PS_StartPwm(6);

PS_ResetAdcConvSeq();
PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 0, 1365.0);
PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 1, 1365.0);
PS_Adclnit(1, !1);

PS_InitTimer(1,50);
PS_SetTimerIntrVector(1, Task_1);
PS_InitTimer(2, 20000);
PS_SetTimerIntrVector(2, Task_2);
PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
        }
}
```

RELAÇÃO DE PRODUTIVIDADE OBTIDA COM O TRABALHO

PERIÓDICOS

- CHAVES, E. N.; E. A. A. Coelho; H. T. M. Carvalho; L. C. G. Freitas; J. B. Vieira Jr.; L. C. Freitas.** “**Projeto de Controlador Baseado no Modelo Interno com 1 Grau de Liberdade Utilizado em Injeção de Potência Ativa na Rede Monofásica a Partir de Geração Fotovoltaica**”. *Eletrônica de Potência–SOBRAEP*, vol. 18, nº 2, pp. 908-916, setembro, 2015.
- CHAVES, E. N.; L. S. Vilefort; H. T. M. Carvalho; E. A. A. Coelho; L. C. G. Freitas; J. B. Vieira Jr.; L. C. Freitas.** “**Projeto de Controlador Baseado no Modelo Interno Utilizado em P&O-MPPT e Conversor CC-CC Boost Quadrático**”. *Eletrônica de Potência–SOBRAEP*, vol. 20, nº 4, pp. 383-394, novembro, 2015.
- CHAVES, E. N.; J. H. Reis; E. A. A. Coelho; L. C. G. Freitas; J. B. Vieira Jr.; L. C. Freitas.** “**Simulated Annealing MPPT in Partially Shaded PV Systems**”. *Revista IEEE América Latina*, vol. 14, pp. 235-241, janeiro, 2016.
- CHAVES, E. N.; E. A. A. Coelho; H. T. M. Carvalho; L. C. G. Freitas; J. B. Vieira Jr.; L. C. Freitas.** “**Design of Internal Model Control Strategy for Single-phase Grid-connected PWM Inverters and Performance Analysis with Non-linear Local Load and Weak Grid**”. *ISA Transactions*, vol. 64, pp. 373-383, setembro, 2016.
- CHAVES, E. N.; E. A. A. Coelho; G. P. Viajante; L. C. G. Freitas; L. G. W. Silva; V. R. Bernadeli; C. A. Queiroz.** “**A Control Strategy Design Applied To Single-Phase Grid-Connected Inverters**”. *Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, v. 14, p. 24-29, 2016.
-

CONFERÊNCIAS

CHAVES, E. N.; J. H. Reis; E. A. A. Coelho; L. C. G. Freitas; J. B. Vieira Jr.; L. C. Freitas.

“Recozimento Simulado como Técnica de MPPT em Sistemas Fotovoltaicos Parcialmente Sombreados”. XX Congresso Brasileiro de Automática – CBA, 2014, Belo Horizonte – MG, Brasil, 2014.

CHAVES, E. N.; E. A. A. Coelho; H. T. M. Carvalho; L. C. G. Freitas; J. B. Vieira Jr.; L. C.

Freitas. “Internal Model Control Design Applied to Single-Phase Grid-Connected Inverters”. 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference – COBEP, 2015, Fortaleza – CE, Brasil, 2015.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ROCHA, L. S., GOMES, J. B. S., SILVA, T. R. C., NETO, P. A. F., ALVES, A. M. S. “O Potencial de Geração de Energia Fotovoltaica Integrada à Rede Pública de Distribuição: Um Exemplo de Açailândia para o Maranhão”. *Revista Brasileira de Energias Renováveis*, v. 3, p. 107-127, 2014.
- [2] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. “Atlas de Energia Elétrica do Brasil”, 2ª Ed., Brasília, 2005.
- [3] GAZOLI, J.R., VILLALVA, M.G., BRANDÃO, D.I., MARAFÃO, F.P., RUPPERT, E., “Microinversor Integrado ao Módulo Fotovoltaico para Sistemas Conectados à Rede Elétrica Utilizando Controlador Ressonante”, *Eletrônica de Potência–SOBRAEP*, vol. 18, nº 2, pp. 908-916, maio, 2013.
- [4] VILLALVA, M. G. “Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica”. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, pp. 4-12, 2010.
- [5] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. “Resolução Normativa 482: Estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, e dá outras providências”. 12 pp. 2012.
- [6] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. “Resolução Normativa 687: Altera a Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012, e os Módulos 1 e 3 dos Procedimentos de Distribuição – PRODIST”. 26 pp. 2016.
- [7] ABNT NBR 16149:2013, “Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição”, 2013.
-

-
- [8] ABNT NBR 16150:2013, “Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade”, 2013.
- [9] BRITO, M. A. G., GALOTTO, SAMPAIO, L., L. P., CANESIN, C. A. “Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos”, IEEE IAS, pp. 1-6,2010.
- [10]SAFARI, A., MEKHILEF, S. “Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, nº 4, pp. 1154-1161, abril, 2010.
- [11]BRITO, M. A. G., GALOTTO, L., SAMPAIO, L. P., AZEVEDO e MELO, G., CANESIN, C. A. “Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, nº 3, pp. 1156-1167, maio, 2012.
- [12]LIBO, W., ZHENGMING, Z., JIANZHENG, L. “A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, nº 4, pp. 881-886, dezembro, 2007.
- [13]TEODORESCU, R., LISERRE, M., RODRIGUES, P. “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”, John Wiley & Sons, 1a Edição, Nova Delhi, 2011.
- [14]SNYMAN, D. B. and ENSLIN, J. H. R. “An experimental evaluation of MPPT converter topologies for PV installations”. Renewable Energy, vol. 3, issue 8, pp. 841-848, 1993.
- [15]MARTINS, D. C., COELHO, F. R., SANTOS, W. M. “Minicurso - Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas”. XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), Setembro 11-15, 2011. 110 p.
-

-
- [16]JIANG, L., ZHANG, W., DONG, D., CVETKOVIC, I., LEE, F. C., MATTAVELLI, P., BOROYEVICH, D. and KONG, P. “R-Based MPPT Method for Smart Converter PV System”. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Seventh Annual IEEE, pp. 2072-2079, 2012.
- [17]LIU, C., WU, B. and CHEUNG, R. “Advanced Algorithm for MPPT Control of Photovoltaic Systems”. Canadian Solar Buildings Conference, Montreal, August 20-24, 2004, Refereed Paper.
- [18]MOÇAMBIQUE, N. E. M.. “Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e Controladores Lineares e/ou Fuzzy para a Regulação da Tensão Terminal de Painéis Fotovoltaicos”. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo – USP, São Carlos, pp. 40-46, 2012.
- [19]MATSUKAWA, H., KOSHIISHI, K., KOIZUMI, H., KUROKAWA, K., HAMADA, M. and BO, L. “Dynamic evaluation of maximum power point tracking operation with PV array simulator”. Solar Energy Materials and Solar Cells, vol.75, issues 3-4, pp.537-546, 2003.
- [20]TAHERI, H., SALAM, Z., ISHAQUE, K. and SYAFARUDDIN, S. “A Novel Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic System Under Partial and Rapidly Fluctuating Shadow Conditions Using Differential Evolution”. Industrial Electronics & Applications (ISIEA), IEEE Symposium, 2010.
- [21]CORRÊA, R. V. “Um Estudo de Métodos Estocásticos em ambiente paralelo para a produção de mapas de Anisotropias da Radiação Cósmica de Fundo em Microondas”. Tese de Doutorado, INPE, São José dos Campos, pp.59- 63, 2007.
- [22]SARAMAGO, S. F. P. “Métodos de Otimização Randômica: Algoritmos Genéticos e Simulated Annealing”. São Carlos, SP, SBMAC, 37 p, 2003.
-

-
- [23]MAKSIMOVIC, D., CUK, S. “Switching converters with wide DC conversion range”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, pp. 151–157, 1991.
- [24]BARRETO, L. H. S. C., “Apêndice A: Conversores Quadráticos”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia - UFU, Uberlândia-MG, Brasil, 2003.
- [25]NOVAES, Y. R., RUFER, A., BARBI, I. “A New Quadratic, Three Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications”, Power Conversion Conference – Nagoya, pages 601 – 607, 2007.
- [26]KADRI, R., GLAUBERT, J. P., CHAMPENOIS, G., MOSTEFAL, M. “Performance Analysis of Transformerless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems”, ICEM’2010, pp. 1–7, 2010.
- [27]BARRETO, L. H. S. C., COELHO, E. A. A., FARIAS, V. J., FREITAS, L. C. de; VIEIRA JR, J. B. “An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter”, APEC’2002, pp. 624–629, vol. 2, 2002.
- [28]BARRETO, L. H. S. C., COELHO, E. A. A., FARIAS, V. J., FREITAS, L. C. de; VIEIRA JR, J. B. “A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter using a Single Resonant Network”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 552–557, vol. 52, 2005.
- [29]VILEFORT, L. S., SILVA, F. V. R., COELHO E. A. A., FREITAS, L. C. de; VIEIRA JR, J. B. “Conversor Boost Quadrático SR-ZVS QRC PWM”, Eletrônica de Potência, pp. 393 – 400 vol. 17, 2012.
- [30]YANG, P., XU, J., ZHOU, G., ZHANG, S. “A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress”, IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference – ECCE Asia, 2012.
- [31]SALDAÑA, J. A. M., QUIRINO, R. G., RAMOS, J. L, GUITIERREZ, E. E. C., LOPEZ, M. G. O. “Multiloop controller design for a quadratic boost converter”, IET Electr. Appl., pp. 362-367, 2007.
-

-
- [32] LOPEZ, M. G. O., RAMOS, J. L., SALDIERNA, L. H. D., IBARRA, J. M. G., GUTIERREZ, E. E. C. "Current-mode control for a Quadratic Boost converter with a single switch", PESC, pp. 2652-2657, 2007.
- [33] RAMOS, J. L., LOPEZ, M. G. O., SALDIERNA, L. H. D., SALDAÑA, J. A. M. "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios", IET Power Electronics, pp. 605-613, vol. 2, 2009.
- [34] GOMEZ, M. H., ORTEGA, R., LAGARRIGUE, F. L., BETHOUX O., ESCOBAR, G. "Robust Adaptive PI Stabilization of a Quadratic Converter: Experimental Results", ISIE, pp. 2999-3004, 2010.
- [35] YANG, P., XU, J., ZHOU, G., ZHANG F. "Analysis of sensorless peak current mode controlled quadratic boost converter", IEEE ISIE, pp. 200-204, 2012.
- [36] SRITHONGCHAI, P., KAITWANIDVILAI, S. "Robust Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter", IMECS, 2010.
- [37] CARVALHO R. A. S., VILEFORT, L. S., SILVA, F. V. R., FREITAS, L. C. G., COELHO, E. A. A., FREITAS, L. C., VIEIRA JR., J. B. "Estudo do Conversor Boost Quadrático para Rastreamento de Máxima Potência em Sistemas Fotovoltaicos Utilizando o Método Perturba & Observa", Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, UFU, 2014.
- [38] ERICKSON, R.W., MAKSIMÓVIC, D., "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition, 2004.
- [39] MIDDLEBROOK, R.D., CUK, S., "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages", in Proc. of Power Electronics Specialists Conference, pp. 1-6, 1976.
- [40] VILEFORT, L. S. "Estudo Comparativo de Dois Conversores Boost Quadrático com Comutação Suave Monochaveados para Aplicação de Rastreamento de Máxima Potência
-

-
- em Sistemas Fotovoltaicos”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia - UFU, Uberlândia-MG, Brasil, 2016.
- [41] SOLAR COPPE, <http://www.solar.coppe.ufrj.br/practica2.html>, Acessado em 11/07/2015.
- [42] BROILLOW, C., JOSEPH, B., “Techniques of Model-Based Control”, Prentice Hall, 1a Edição, Nova Iorque, 2002.
- [43] MORARI, M., ZAFIRIOU, F., “Robust Process Control”, Prentice Hall, 1a Edição, Nova Iorque, 1989.
- [44] IEEE Standard 1547-2003, “IEEE Standard for Interconnection Distributed Resource with Electric Power Systems”, 2003.
- [45] KJAER, S. B., PEDERSEN, J., GLAABJERG, F. “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, nº 5, pp. 1292-1306, setembro, 2005.
- [46] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, IEC 61000-3-2, “Electromagnetic Compatibility (EMC) – Limits for Harmonic Current Emissions”, 1998 e Emenda A14, 2001.
- [47] IEEE 519-1992, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, 1992.
- [48] BARATER, D., BUTICCHI, G., CRINTO, A. S., FRANCESCHINI, G., LORENZANI, E. “Unipolar PWM Strategy for Transformerless PV Grid-Connected Converters”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 27, nº 4, pp. 835-843, dezembro, 2012.
- [49] LOPEZ, O., TEODORESCU, R., FREIJEDO, F., GANDOY, D. “Leakage Current Evaluation of a Single-Phase Transformerless PV Inverter Connected to the Grid”, in Proc. 22nd Annu. IEEE Appl. Power Electronics Conference, pp. 907-912, março, 2007.
-

-
- [50] GONZALEZ, R., LOPEZ, J., SANCHIS, P., MARROYO, L. “Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 2, pp. 693-697, março, 2007.
- [51] KEREEKES, T., TEODORESCU, R., RODRIGUEZ, P., VAZQUEZ, G., ALDABAS, E. “A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, n° 1, pp. 184-191, janeiro, 2011.
- [52] GONZALEZ, R., GUBIA, E., LOPEZ, J., MARROYO, L. “Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, n° 7, pp. 2694-2702, julho, 2008.
- [53] LOPEZ, O., TEODORESCU, R., DOVAL-GANDOY, J. “Multilevel Transformerless Topologies for Single-Phase Grid-Connected Converters”, in Proc. 32nd Annu. IEEE Ind. Electronics Conference, pp. 5191-5196, novembro, 2006.
- [54] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G., “Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, n° 3, pp. 814-822, maio, 2003.
- [55] RASHED, M., KLUMPNER, ASHER, C., G. “Repetitive and Resonant Control for a Single-Phase Grid-Connected Hybrid Cascaded Multilevel Converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, n° 5, pp. 2224-2234, maio, 2013.
- [56] VILLALVA, M. G., ESPINDOLA, M. F., SIQUEIRA, T. G., RUPPERT, E. “Modeling and Control of a Three-Phase Isolated Grid-Connected Converter for Photovoltaic Applications”, Controle & Automação, vol. 22, n° 3, pp. 229-237, maio, 2011.
- [57] VIAJANTE, G. P., ANDRADE, D. A., GOMES, L. C., SANTOS JR., J. A., BERNADELI, V. R., SILVEIRA, A. W. F. V., FREITAS, M. A. A., SILVA, F. S., “Estratégia de Conexão à Rede Elétrica do Gerador a Relutância Variável para Injeção de Potência Ativa”, Eletrônica de Potência–SOBRAEP, vol. 19, n° 2, pp. 121-131, março, 2014.
-

-
- [58] BRANDÃO, D. I., MARAFÃO, F. P., GONÇALVES, F. A. S., VILLALVA, M. G., GAZOLI, J. R. “Estratégia de Controle Multifuncional para Sistemas Fotovoltaicos de Geração de Energia Elétrica”, *Eletrônica de Potência–SOBRAEP*, vol. 18, nº 4, pp. 1206-1214, setembro, 2013.
- [59] CHA, H., VU, T. K., KIM, J. E. “Design and Control of Proporcional-Ressonant Controller Base Photovoltaic Power Conditioning System”, in *Proc. Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2198-2205, 2009.
- [60] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., LOH, P. C. “Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters”, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 153, nº 5, pp. 750-762, setembro, 2006.
- [61] WENFANG, D., QUN, H., YINGNIAN, X. “Study on IMC-PID Control for Single-phase Voltage-Source Inverters”, in *Proc. Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC*, pp. 1514-1518, 2009.
- [62] RYAN, M. J. BRUMSICKLE, W. E., LORENZ, R. D., “Control topology options for single-phase UPS inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, nº 2, pp. 493-501, março, 1997.
- [63] LI, W., PAN, D., RUAN, X., WANG, X., “A Full-Feedforward Scheme of Grid Voltages for a Three-phase Grid-connected Inverter with an LCL Filter”, in *Proc. Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 96-103, 2011.
- [64] LIU, T., HAO, X., YANG, X., ZHAO, M., XIONG, L., “A Novel Grid Voltage Feed Forward Control Strategy for Three-phase Grid-connected VSI with LCCL Filter”, in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 86-91, 2012.
- [65] LISERRE, M., BLAABJERG, F., HANSEN, S., “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 5, pp. 1281-1291, setembro, 2005.
-

- [66] GIACOMINI, J. C., MICHELS, L., SCHUCH, L., PINHEIRO, H., RECH, C. “Design of a LCL Filter for Leakage Current Reduction in Transformerless PV Grid-connecter Three-Level Inverter”, in Proc. IEEE Appl. Power Electronics Conference (APEC), pp. 239-245, março, 2015.
- [67] COELHO, E. A. A. “Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores”. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Belo Horizonte, pp. 154, 2000.
-