

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTROLE SUPERVISÓRIO APLICADO A
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS COM
TOPOLOGIA MULTI STRING**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Diogo Brum Cândido

**Santa Maria, RS, Brasil
2010**

**CONTROLE SUPERVISÓRIO APLICADO A SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS COM TOPOLOGIA
MULTI STRING**

por

Diogo Brum Cândido

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Hélio Leães Hey

Santa Maria, RS, Brasil

2010

© 2010

Todos os direitos autorais reservados a Diogo Brum Cândido. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Teobaldino Tatsch, 492, São Sepé, RS, 97340-000

Fone: 55 32334065; Endereço Eletrônico: diogoeng.ufsm@gmail.com

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONTROLE SUPERVISÓRIO APLICADO A SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS COM
TOPOLOGIA MULTI STRING**

elaborada por
Diogo Brum Cândido

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA

Hélio Leães Hey, Dr.
(Presidente/Orientador)

Leandro Michels, Dr. (UFSM)
(Co-orientador)

Luciano Schuch, Dr. (UFSM)

Fernando Antunes, Dr. (UFC)

José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 05 de março de 2010.

Dedico este trabalho
a meus pais, Marco Antônio e Dinah Marta,
e ao meu irmão Davi.

AGRADECIMENTOS

A meus pais, Marco Antônio e Dinah Marta, e meu irmão Davi, pelo incentivo e confiança em mim depositados.

À minha namorada, Marita, pelo amor e capacidade de ter certeza que eu conseguiria obter sucesso mesmo quando eu mesmo não tinha convicção.

Ao prof. Hélio Leães Hey, meu orientador, pelos laços de amizade e confiança criados ao longo deste trabalho, pelas cobranças feitas sem rodeios nos momentos necessários e palavras de incentivo e apoio a cada barreira encontrada ou sucesso alcançado.

Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), prof. José Renes Pinheiro, prof. Humberto Pinheiro, prof. Hilton Abílio Gründling, prof. Luciano Schuch e prof. Leandro Michels pela atenção e ajuda sempre que necessária e pelos conhecimentos transmitidos.

Aos colegas e amigos do GEPOC, Adriano Toniollo, Cleber Zanatta, Diorge Zambra, Felipe Grigoletto, Fernando Beltrame, Hamiltom Sartori, Hueslei Hoppen, Jonatan Zientarski, Jumar Russi, Leandro Roggia, Matheus Iensen, Paulo Ficagna, Rafael Beltrame e Raffael Engleitner, pelo auxílio técnico e, em especial, pelos momentos de descontração.

Aos colegas e amigos de longa data, Dreifus Medeiros Costa, Henrique Aveiro e Thiago Brum Pretto, pelos laços de companheirismo e amizade fortalecidos ao longo dos anos.

Ao Eng. Luiz Fernando Martins, pela disposição em auxiliar nos aspectos relacionados a elaboração dos protótipos, e Carlo Castellanelli pelo seu trabalho desenvolvido junto ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE).

Aos alunos de iniciação científica do GEPOC, Fabricio Cazakevicius, Henrique Figueira, Karin Feistel, Luccas Kunzler, Moisés Tancredo, Rafael Zatti, Renan Pivetta, Rodrigo Krug e Tiago Rampelotto, que colaboraram diretamente na realização deste trabalho, auxiliando nos aspectos práticos de bancada.

Por fim, à Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), por proporcionar todas as condições para o desenvolvimento desse trabalho, e ao Conselho Nacional de Aperfeiçoamento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo apoio financeiro.

"Existem dois modos de se propagar a luz:
ser a vela, ou ser o espelho que a reflete."

Edith Wharton

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

CONTROLE SUPERVISÓRIO APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS COM TOPOLOGIA MULTI STRING

AUTOR: DIOGO BRUM CÂNDIDO

ORIENTADOR: HÉLIO LEÃES HEY

CO-ORIENTADOR: LEANDRO MICHELS

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 05 de março de 2010.

Este trabalho analisa e implementa um sistema fotovoltaico autônomo baseado no conceito de topologia descentralizada do tipo “*Multi String*”. O sistema proposto é constituído de um conjunto de conversores CC-CC vinculados aos arranjos de painéis, um conversor bidirecional para controle da carga e descarga do banco de baterias e um inversor de saída que fornece a alimentação CA as cargas. Todos os modos de operação em que o sistema PV autônomo proposto pode funcionar são apresentados e analisados. Com o objetivo principal de assegurar o balanço de energia do sistema PV autônomo, são apresentadas malhas de controle independentes para cada conversor do sistema PV e a proposta de um sistema supervisório o qual, de posse de informações sobre o estado do barramento CC e banco de baterias, define qual modo de operação deve estar ativo, maximizando a potência extraída dos arranjos PV, a vida útil do banco de baterias e garantindo um fornecimento contínuo de energia às cargas. Por fim, resultados de simulação e experimentais validam o funcionamento do sistema proposto em diferentes condições de carga e radiação solar.

Palavras-chave: energia solar fotovoltaica; sistemas descentralizados; controle supervisório.

ABSTRACT

Master Thesis
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

SUPERVISORY CONTROL APPLIED TO STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC SYSTEMS BASED ON MULTI STRING TOPOLOGY

AUTHOR: DIOGO BRUM CÂNDIDO
RESEARCH SUPERVISOR: HÉLIO LEÃES HEY
CO-SUPERVISOR: LEANDRO MICHELS
Santa Maria, March 05th, 2010.

This master thesis analyses and implements a stand-alone photovoltaic system based on decentralized “*Multi String*” topology. The proposed system is composed of a set of DC-DC converters linked to the PV arrays of panels, a bidirectional converter to perform the control of the charge/discharge process of the battery bank and ensure the specifications of DC link and a full-bridge inverter that feed the AC loads. Therefore, all operation modes that the stand-alone PV system can work are presented and analyzed. As the chief aim is to ensure the energy balance of the stand-alone PV system, are presented independents control loops for each converter of the PV system and a propose of a supervisory control that, based on information about the conditions of the DC link and the bank of batteries, defines each operation mode should be active, in order to maximize the power extracted from the PV arrays, the life cycle of the battery bank and ensuring the uninterrupted feeding of energy to the loads. Finally, simulation and experimental results validate the operation of the proposed system under different load and solar radiation conditions.

Keywords: Photovoltaic solar energy; decentralized systems; supervisory control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Distribuição das fontes primárias na demanda global de energia (2004) [2].....	19
Figura 1.2 de geração de energia a partir do sol [3].	20
Figura 1.3 de CO ₂ por kWh para cada tipo de fonte [3].....	21
Figura 1.4 Economia global anual de CO ₂ (milhões de Toneladas) [5].....	21
Figura 1.5 Evolução da potência PV instalada na Alemanha [1].....	22
Figura 1.6 Radiação solar global diária - média anual típica (Wh/m ² .dia) [7].....	24
Figura 1.7 Instalações PV anuais por aplicações [8].....	25
Figura 1.8 Ilustração de um sistema de conversão fotovoltaica de energia elétrica [7].	28
Figura 1.9 Evolução da eficiência de células cristalinas [8].....	29
Figura 2.1 Topologia Inversor Central.	37
Figura 2.2 Topologia Inversor por <i>String</i>	38
Figura 2.3 Topologia Módulo CA.	40
Figura 2.4 Topologia <i>Team Concept</i>	41
Figura 2.5 Topologia Inversor <i>Multi-String</i>	42
Figura 3.1 Sistema fotovoltaico descentralizado isolado.	46
Figura 3.2 Representação por diagrama de blocos do sistema descentralizado.	48
Figura 3.3 Diagrama de blocos - Modo 1.....	49
Figura 3.4 Modelo de regulação equivalente, modo de operação 1.	49
Figura 3.5 Diagrama de blocos - Modo 2.....	50
Figura 3.6 Modelo de regulação equivalente, modo de operação 2.	51
Figura 3.7 Diagrama de blocos - Modo 3.....	51

Figura 3.8 Modelo de regulação equivalente. Modo – 3, malha de corrente.	52
Figura 3.9 Diagrama de blocos - Modo 4.	53
Figura 3.10 Diagrama de blocos - Modo 5.	53
Figura 3.11 Modelo de regulação equivalente para os modos 4 e 5.	54
Figura 3.12 Diagrama de blocos - Modo 6.	55
Figura 3.13 Diagrama de blocos - Modo 7.	55
Figura 3.14 Modelo de regulação equivalente dos modos 6 e 7.	56
Figura 3.15 Ocorrência dos modos de operação, situação 1.	57
Figura 3.16 Corrente de bateria, situação 1.	57
Figura 3.17 Ocorrência dos modos de operação, situação 2.	58
Figura 3.18 Diagrama de blocos - Controle dos conversores.	59
Figura 3.19 Níveis de tensão do barramento CC.	60
Figura 3.20 Fluxograma de transição entre os modos de operação.	61
Figura 4.1 Curva característica I_xV	67
Figura 4.2 Curva característica P_xV	68
Figura 4.3 Fluxograma P&O com passo variável.	70
Figura 4.4 Modelo arranjo fotovoltaico @1000W/m ²	71
Figura 4.5 Modelo arranjo fotovoltaico @700W/m ²	72
Figura 4.6 Potência fotovoltaica com P&O convencional.	72
Figura 4.7 Potência fotovoltaica com P&O modificado.	73
Figura 4.8 Diagrama de Bode de $G(s)$	76
Figura 4.9 Diagrama de blocos PI+ <i>Feedforward</i>	77
Figura 4.10 Diagrama de Bode do sistema compensado.	79
Figura 4.11 Circuito e controle do estágio de entrada.	80
Figura 4.12 Tensão barramento CC.	81
Figura 4.13 Potência fotovoltaica.	82
Figura 4.14 Corrente extraída dos arranjos fotovoltaicos.	82
Figura 4.15 Circuito e controle do conversor bidirecional.	83
Figura 4.16 Diagrama de Bode de $G(s)$	85
Figura 4.17 Malha de controle conversor <i>Boost</i> bidirecional.	85
Figura 4.18 Diagrama de Bode do conversor <i>Boost</i> bidirecional compensado.	87
Figura 4.19 Lugar das raízes do sistema compensado.	88
Figura 4.20 Tensão do barramento CC.	89
Figura 4.21 Corrente extraída do banco de baterias.	90

Figura 4.22 Fluxograma de carga do banco de baterias.	92
Figura 4.23 Modelo banco de baterias.	92
Figura 4.24 Diagrama de bode do modelo de controle de corrente do conversor <i>Buck</i> bidirecional.	93
Figura 4.25 Malha de controle de corrente conversor <i>Buck</i> bidirecional.	94
Figura 4.26 Diagrama de bode em malha aberta do sistema compensado.	95
Figura 4.27 Tensão do barramento CC.	96
Figura 4.28 Corrente entregue ao banco de baterias.	97
Figura 4.29 Diagrama de bode do modelo de controle de tensão do conversor <i>Buck</i> bidirecional.	99
Figura 4.30 Malha de controle de tensão do conversor <i>Buck</i> bidirecional.	100
Figura 4.31 Digrama de Bode do sistema compensado em malha aberta.	101
Figura 4.32 Tensão de bateria durante a transição dos modos.	102
Figura 4.33 Tensão de bateria em regime permanente.	102
Figura 4.34 Corrente em L_b e nas baterias durante a transição dos modos.	103
Figura 4.35 Corrente no indutor L_b e nas baterias em regime permanente.	104
Figura 5.1 Sistema fotovoltaico descentralizado isolado.	107
Figura 5.2 Potência extraída de um dos arranjos PV - P&O convencional (@1000W/m ²). ...	109
Figura 5.3 Potência extraída de um dos arranjos PV - P&O modificado (@1000W/m ²).	109
Figura 5.4 Comportamento de V_{CC} com algoritmo P&O convencional.	110
Figura 5.5 Comportamento de V_{CC} com algoritmo P&O modificado.	111
Figura 5.6 Potência extraída - P&O convencional (700W/m ² para 1000W/m ²).	112
Figura 5.7 Potência extraída - P&O modificado (700W/m ² para 1000W/m ²).	112
Figura 5.8 Comportamento de V_{CC} - Algoritmo P&O convencional (700W/m ² para 1000W/m ²).	113
Figura 5.9 Comportamento de V_{CC} - Algoritmo P&O modificado (700W/m ² para 1000W/m ²).	113
Figura 5.10 Tensão do barramento CC no momento da ativação da função DCBR.	114
Figura 5.11 Potência extraída do arranjo PV.	115
Figura 5.12 Tensão do barramento CC e corrente extraída do banco de baterias.	116
Figura 5.13 Corrente do barramento CC e corrente injetada no banco de baterias.	117
Figura 5.14 Corrente de carga do banco de baterias, medidas em L_B e L_F	117
Figura 5.15 Transição entre o modo corrente e o modo tensão.	118
Figura 5.16 Tensão de bateria com modo tensão ativo.	119

Figura 5.17 Tensão e corrente de carga.....	120
Figura 5.18 Tensão de saída do inversor antes do filtro LC.....	120
Figura 5.19 Ondulação de 120Hz na tensão do barramento CC.	121
Figura B. 1 Sistema PV - Destaque conversor bidirecional.	141
Figura B. 2 Ábaco de seleção do núcleo através da energia armazenada no indutor.....	145
Figura B. 3 Variação da permeabilidade inicial do núcleo em função da força magnetizante.	146
Figura C. 1 Inversor monofásico PWM.	148
Figura C. 2 Curvas para taxa de distorção de segunda ordem [34].	150

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 Funcionamento Algoritmo P&O.....	69
Tabela 4.2 Especificações da planta do conversor <i>Boost</i> de entrada.....	76
Tabela 4.3 Especificações da planta do conversor <i>Boost</i> bidirecional.....	86
Tabela 5.1 Especificações do sistema implementado.....	106
Tabela 5.2 Componentes do protótipo implementado.....	107
Tabela A. 1 Especificações do conversor <i>Boost</i> do protótipo descentralizado.....	132
Tabela A. 2 Núcleos de ferrite tipo EE.....	135
Tabela A. 3 Característica do MOSFET IRFP360LC.....	139
Tabela A. 4 Característica do diodo RHRP870.....	140
Tabela B. 1 Especificações do conversor bidirecional.....	142
Tabela B. 2 Fios de cobre esmaltado.....	147
Tabela B. 3 Parâmetros dos indutores L_b e L_f	147
Tabela C. 1 Especificações de projeto do filtro LC de saída.....	149
Tabela C. 2 Parâmetros do indutor L.....	151

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

a-Si.....	Silício Amorfo Hidrogenado
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC.....	<i>Alternative Current</i>
AWG.....	<i>American Wire Gauge</i>
BBC	<i>Battery Bank Converter</i>
BIPV	<i>Building integrated PhotoVoltaics</i>
c-Si.....	Silício Cristalino
CA.....	Corrente Alternada
CC.....	Corrente Contínua
CdTe	Telureto de Cádmiio
CV.....	<i>Constant Voltage</i>
DCBR	<i>DC Bus Regulation</i>
DF2	Fator de Distorção de Segunda Ordem
FPGA.....	<i>Field Programmable Gate Array</i>
IGBT.....	Transistor Bipolar de Porta Isolada
IncCond	<i>Incremental Conductance</i>
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT.....	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P&O.....	<i>Perturbation & Observation</i>

P	Compensador Proporcional
PI	Compensador Proporcional-Integral
PV	<i>Photovoltaic</i>
PV _{S,M}	<i>Photovoltaic Converter</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso
THD	Distorção Harmônica Total
VRLA	<i>Valve-Regulated Lead-Acid</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_0	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
A_1	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
A_2	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
A_3	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
A_4	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
B_0	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
B_1	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
B_2	Coeficiente da função de função de transferência do conversor <i>Buck</i> bidirecional
C	Capacitores equivalente do banco de baterias
$C_{1,2}$	Capacitores de saída dos conversores <i>Boost</i> de entrada
C_{CC}	Capacitor do barramento CC
C_f	Capacitor do filtro T
C_{Out}	Capacitor do filtro de saída
$C_{PI}(s)$	Função de transferência do compensador PI
C_{PV}	Capacitor conectado ao arranjo PV
$\hat{d}(s)$	Perturbação na razão cíclica do conversor <i>Boost</i> de entrada
$D_{1,2}$	Diodos <i>Boost</i>
d_{Boost}	Razão cíclica do conversor <i>Boost</i> bidirecional
d_{Buck}	Razão cíclica do conversor <i>Buck</i> bidirecional

d_M Razão cíclica do conversor mestre
d_S Razão cíclica do conversor escravo
ΔP_{PV} Variação de potência fotovoltaica
$Duty(k)$ Razão cíclica do conversor no instante k
$Duty(k-1)$ Razão cíclica do conversor no instante anterior à k
E Energia armazenada no indutor
$e(s)$ Sinal de erro
f_{CT} Frequência de corte do filtro T
f_{S1} Frequência de comutação dos conversores <i>Boost</i> de entrada
f_{S2} Frequência de comutação dos conversores <i>Buck</i> bidirecional
f_{S3} Frequência de comutação dos conversores <i>Boost</i> bidirecional
$G(s)$ Planta a ser controlada
$G_{S1, S2, S3, S4, S5, S6}$ <i>Gates</i> dos interruptores do conversor bidirecional e inversor
H Força magnetizante
I_{Bat}^* Corrente de referência de bateria
I_{Bat} Corrente de bateria
I_{bat_max} Corrente máxima de carga do banco de baterias
I_{C20} Corrente de descarga de bateria para uma autonomia de 20 horas
I_{Lb} Corrente do indutor L_b
I_{MPP} Corrente no ponto de máxima potência do painel PV
I_{Pico} Corrente de pico no indutor
$I_{PI}(k)$ Corrente fotovoltaica no instante k
$I_{PI}(k-1)$ Corrente fotovoltaica no instante anterior à k
I_{PVM} Corrente do arranjo PV conectado ao conversor master
I_{PVS} Corrente do arranjo PV conectado ao conversor escravo
I_{SC} Corrente de curto circuito de um painel PV
K_0 Ganho proporcional do compensador PI
k_d Ganho estática da planta do conversor <i>Boost</i> de entrada
K_{IC} Ganho integral contínuo do compensador PI
K_{PC} Ganho proporcional contínuo do compensador PI

K_{ID}	Ganho integral discreto do compensador PI
K_{PD}	Ganho proporcional discreto do compensador PI
$L_{1,2}$	Indutores dos conversores <i>Boost</i> de entrada
L_b	Indutor do conversor bidirecional
L_{eq}	Indutância equivalente da planta do conversor <i>Boost</i> bidirecional
L_f	Indutor do filtro T
L_{Out}	Indutor do filtro de saída
$M(s)$	Ganho do modulador
$N(k)$	Número de espiras
P_{BB}	Potência injetada ou extraída do banco de baterias
P_L	Potência de carga
P_{MPP}	Máxima potência fotovoltaica
P_{nom}	Potência nominal do sistema
$P_{PV}(k)$	Potência fotovoltaica no instante k
$P_{PV}(k-1)$	Potência fotovoltaica no instante anterior à k
P_{PVS}	Potência extraída do arranjo conectado ao conversor escravo
P_{PVM}	Potência extraída do arranjo conectado ao conversor mestre
Q	Fator de qualidade da planta do conversor <i>Boost</i> de entrada
R	Resistência equivalente do banco de baterias
R_1	Ondulação de corrente na bateria durante a recarga
R_2	Ondulação de corrente no indutor L_b
R_5	Máxima variação de V_{CC}
R_6	Máxima variação de V_f
R_{eq}	Resistência equivalente da planta do conversor <i>Boost</i> bidirecional
R_{PM}	Resistência paralela do modelo de painel PV
R_{SM}	Resistência série do modelo de painel PV
R_{Ccc}	Resistência série do capacitor do barramento CC
R_e	Resistência série equivalente do conversor <i>Boost</i> de entrada
R_L	Resistência série do indutor do conversor <i>Boost</i> de entrada
R_o	Resistência de carga do conversor <i>Boost</i> de entrada

R_S	Resistência série do banco de baterias
$S_{3,4,5,6}$	Chaves do inversor
$S_{a,b}$	Chaves dos conversores <i>Boost</i> de entrada
$S_{W1,W2}$	Chaves do conversor bidirecional
T_S	Período de amostragem da variável a ser controlada
$u_{FF}(s)$	Ação de controle <i>Feedforward</i>
$u_{PI}(s)$	Ação de controle do compensador PI
V_{Bat}^*	Tensão de referência de bateria
V_{Bat}	Tensão de bateria
V_{CC}^*	Tensão de referência do barramento CC
V_{CC}	Tensão do barramento CC
V_{Cf}^*	Tensão de referência do capacitor C_f
V_{Cf}	Tensão do capacitor C_f
V_{Cout}	Tensão de carga
V_f	Tensão de flutuação do banco de baterias
V_{H1}	Primeiro nível de V_{CC} acima do valor nominal
V_{H2}	Segundo nível de V_{CC} acima do valor nominal
V_{H3}	Terceiro nível de V_{CC} acima do valor nominal
V_{L1}	Primeiro nível de V_{CC} abaixo do valor nominal
V_{L2}	Segundo nível de V_{CC} abaixo do valor nominal
V_{L3}	Terceiro nível de V_{CC} abaixo do valor nominal
V_{MPP}	Tensão do ponto de máxima potência do painel PV
V_N	Valor nominal de V_{CC}
$\hat{v}_o(s)$	Perturbação na tensão de saída do conversor <i>Boost</i> de entrada
V_{OC}	Tensão de circuito aberto do painel PV
$V_{PV}(k)$	Tensão fotovoltaica no instante k
$V_{PV}(k-1)$	Tensão fotovoltaica no instante anterior à k
V_{PVM}	Tensão do arranjo PV conectado ao conversor master
V_{PVS}	Tensão do arranjo PV conectado ao conversor escravo
V_{PVS}	Tensão do arranjo PV conectado ao conversor escravo

Z_0Posição do zero do compensador PI
 ΔI Ondulação máxima de corrente no indutor L_b
 η_{MPPT} Eficiência do algoritmo de rastreamento da máxima potência
 ω_0 Frequência natural da planta do conversor *Boost* de entrada

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	19
1.1 Aplicações de sistemas PV	24
1.1.1 Sistemas domésticos conectados a rede pública de energia (<i>Grid-Connected</i> ou <i>On-Grid</i>)	25
1.1.2 Plantas centralizadas conectadas a rede pública de energia (<i>Grid-Connected</i> ou <i>On-Grid</i>)	25
1.1.3 Sistemas isolados para eletrificação rural (<i>Stand-alone</i>).....	26
1.1.4 Sistemas híbridos.....	26
1.1.5 Bens de consumos	27
1.1.6 Sistemas isolados industriais (<i>Stand-alone</i>)	27
1.2 Componentes de um sistema isolado.....	27
1.2.1 Painéis fotovoltaicos.....	28
1.2.2 Inversor.....	29
1.2.3 Banco de baterias.....	30
1.2.4 Regulador de carga	32
1.3 Organização da dissertação	33
CAPÍTULO 2 - TOPOLOGIAS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	35
2.1 Introdução.....	35
2.2 Inversor Central.....	36
2.3 Inversor por <i>String</i>	37
2.4 Módulo CA.....	39
2.5 <i>Team Concept</i>	40

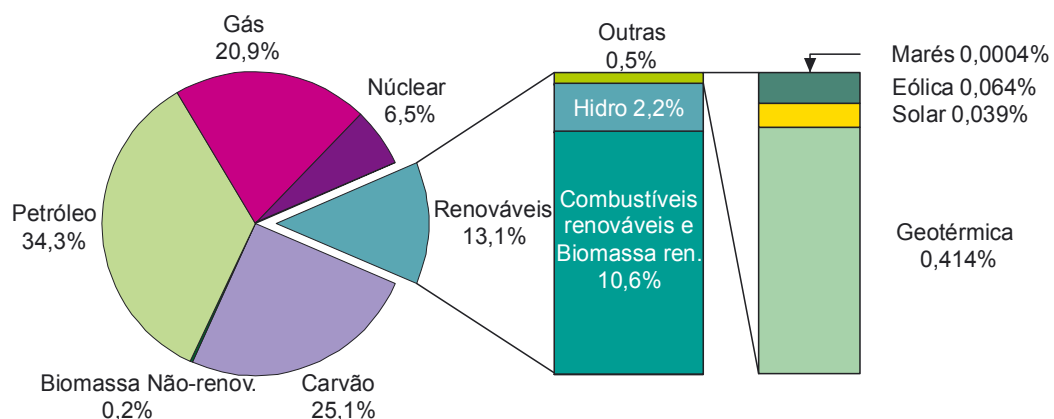
2.6	Inversor <i>Multi-string</i>	41
2.7	Conclusão	43
CAPÍTULO 3 - MODOS DE OPERAÇÃO DO SISTEMA PV		45
3.1	Introdução	45
3.2	Sistema fotovoltaico descentralizado	45
3.3	Descrição dos modos de operação	48
3.3.1	Modo 1	49
3.3.2	Modo 2	50
3.3.3	Modo 3	51
3.3.4	Modo 4	52
3.3.5	Modo 5	53
3.3.6	Modo 6	54
3.3.7	Modo 7	55
3.3.8	Perfil diário de radiação e modos de operação	56
3.4	Controle de supervisão	59
3.5	Conclusão	64
CAPÍTULO 4 - CONTROLE DOS CONVERSORES		66
4.1	Introdução	66
4.2	Algoritmo MPPT	66
4.2.1	Características de células fotovoltaicas	66
4.2.2	Algoritmo P&O convencional	68
4.2.3	Algoritmo P&O modificado	70
4.2.4	Resultados de simulação	71
4.3	Malha de tensão do barramento CC – DCBR	74
4.3.1	Modelo do conversor <i>Boost</i> de entrada em condução contínua	74
4.3.2	Projeto compensador PI+ <i>Feedforward</i>	77
4.3.3	Resultados de simulação	79
4.4	Malha de tensão conversor <i>Boost</i> bidirecional	83
4.4.1	Modelo conversor <i>Boost</i> bidirecional em condução contínua	84
4.4.2	Projeto do compensador PI	85
4.4.3	Resultados de simulação	88
4.5	Malha de corrente do conversor <i>Buck</i> Bidirecional	90
4.5.1	Modelo do conversor <i>Buck</i> bidirecional em condução contínua – Malha de corrente.	92

4.5.2	Projeto do compensador PI.....	94
4.5.3	Resultados de simulação.....	95
4.6	Malha de tensão conversor <i>Buck</i> bidirecional.....	97
4.6.1	Modelo conversor <i>Buck</i> bidirecional em condução contínua – Malha de tensão.....	97
4.6.2	Projeto do compensador PI.....	99
4.6.3	Resultados de simulação.....	101
4.7	Conclusão.....	104
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....		106
5.1	Introdução.....	106
5.2	Algoritmo MPPT.....	108
5.3	Malha de tensão do barramento CC – DCBR.....	114
5.4	Malha de tensão do conversor <i>Boost</i> bidirecional.....	115
5.5	Malha de corrente conversor <i>Buck</i> bidirecional.....	116
5.6	Malha de tensão conversor <i>Buck</i> bidirecional.....	118
5.7	Controle do inversor.....	119
5.8	Conclusão.....	121
CONCLUSÃO.....		123
BIBLIOGRAFIA.....		128
APÊNDICE A PROJETO DOS CONVERSORES <i>BOOST</i> DE ENTRADA.....		132
A.1	Projeto dos elementos passivos.....	132
A.2	Projeto Físico do Indutor do Conversor <i>Boost</i> de entrada.....	134
A.3	Escolha dos Semicondutores.....	138
APÊNDICE B – PROJETO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL.....		141
B.1	Conversor <i>Boost</i> bidirecional.....	142
B.2	Conversor <i>Buck</i> bidirecional.....	143
B.3	Projeto físico dos indutores.....	144
APÊNDICE C – PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA.....		148
C.1	Determinação da frequência natural do filtro.....	149
C.2	Obtenção da relação entre L e C.....	150
C.3	Determinação de L e C.....	150
C.4	Projeto físico do indutor L.....	151

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

O acúmulo de gases causadores do efeito estufa na atmosfera terrestre e suas implicações no cotidiano da humanidade são umas das grandes preocupações mundiais da atualidade, cujas previsões indicam que o problema tende a se agravar drasticamente nas próximas décadas [1].

Aliado a isso, o fato de que a demanda por energia elétrica cresce constantemente com a evolução humana e que a geração de energia mundial é predominantemente baseada em combustíveis escassos e extinguíveis (urânio, gás natural, carvão, petróleo e outras). A análise da Figura 1.1 nos leva a conclusão de que o investimento e os esforços no desenvolvimento de fontes renováveis de energia se tornam necessários quando se deseja um desenvolvimento humano com responsabilidade ambiental e um crescimento da economia global desacoplado de fontes de combustíveis fósseis.



Fonte: Renewables in Global Energy Supply," International Energy Agency (IEA)

Figura 1.1 Distribuição das fontes primárias na demanda global de energia (2004) [2].

Diversas são as possibilidades de fontes alternativas de energia utilizadas com o intuito de gerar energia elétrica. Entre elas, citam-se a geração de eletricidade por meio de centrais hidrelétricas, turbinas eólicas, movimento das marés, painéis solares fotovoltaicos e outras. Cada uma com suas características particulares e com seus respectivos nichos de aplicação.

É consenso entre vários setores da comunidade científica de que a energia elétrica necessária para suprir a demanda nas próximas décadas será proveniente do sol [3]. A Figura 1.2 representa o potencial de geração de energia a partir da radiação proveniente do sol

quando comparado com as reservas atuais de combustíveis fósseis normalmente utilizados na geração de energia elétrica e com o consumo global anual de energia.

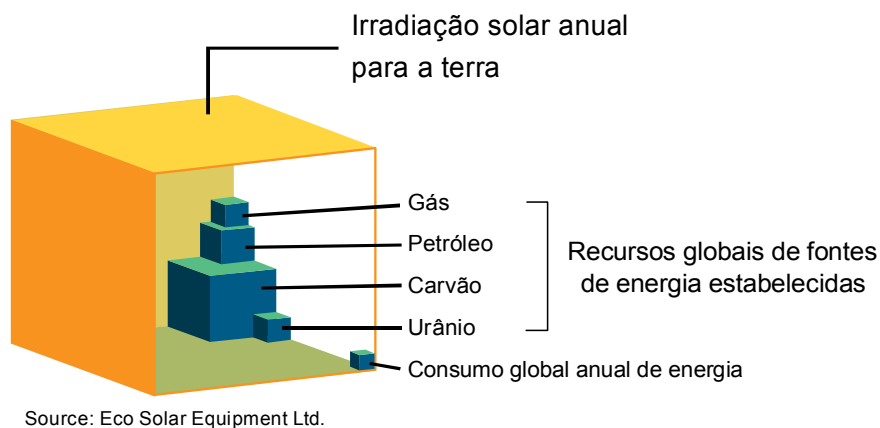


Figura 1.2 de geração de energia a partir do sol [3].

Com exceção da geração de energia por meio de painéis fotovoltaicos, todas as outras formas de energia alternativa podem ser entendidas como sendo uma forma indireta de geração de energia a partir do sol. Além do benefício de conversão direta de energia solar em energia elétrica por meio do efeito fotovoltaico [4], sem processos térmicos ou mecânicos intermediários, os sistemas fotovoltaicos apresentam inúmeras vantagens como as descritas a seguir:

- O combustível é totalmente grátis e inextinguível, sol é o único recurso necessário;
- Não produz ruído ou gases poluentes;
- Seguros e altamente confiáveis, vida útil próxima de 30 anos;
- Módulos fotovoltaicos podem ser reciclados;
- Fácil instalação e baixa manutenção;
- Leva eletricidade a áreas remotas e isoladas, melhorando as condições de vida dessas populações;
- Pode ser esteticamente integrado a edificações (BIPV);
- O *Energy pay-back time* está reduzindo com a evolução da tecnologia;
- Gera milhares de empregos;
- Potencial de elevação da confiabilidade da malha energética de um país.

Com relação à emissão de gases causadores do efeito estufa, principalmente CO₂, a Figura 1.3 apresenta a quantidade em gramas de CO₂ emitidos no ambiente por kWh de energia gerado para diferentes fontes de energia. Nota-se a discrepância entre os índices de emissão das fontes renováveis, como a fotovoltaica e eólica, quando comparados com os de geração baseada em combustíveis fósseis como o carvão.

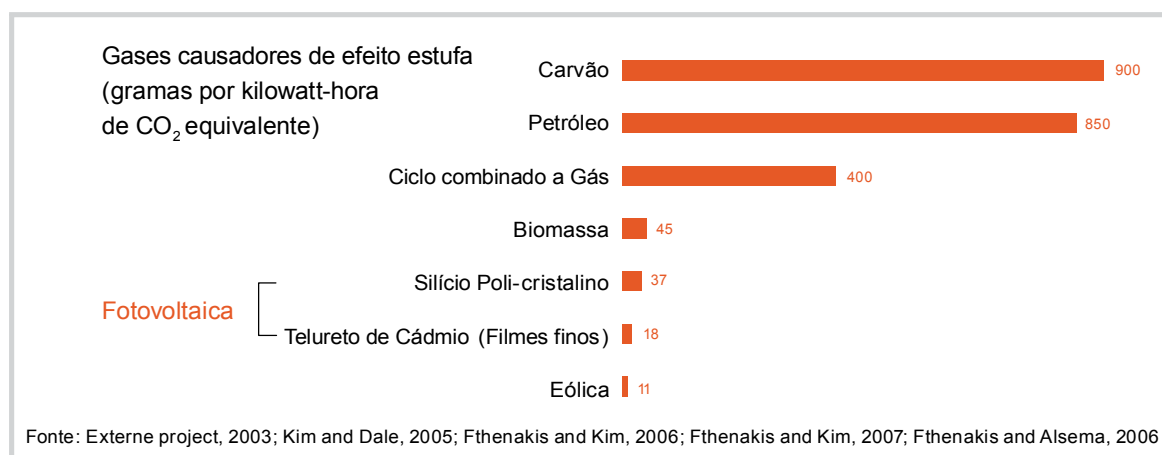


Figura 1.3 de CO₂ por kWh para cada tipo de fonte [3].

Para tornar mais evidente os benefícios do uso de energias renováveis na redução dos índices de emissão de gases poluentes, a Figura 1.4 apresenta valores reais e projeções da redução anual de emissão de CO₂ na atmosfera se as previsões da utilização cada vez maior da energia solar fotovoltaica como fonte geradora forem alcançadas.

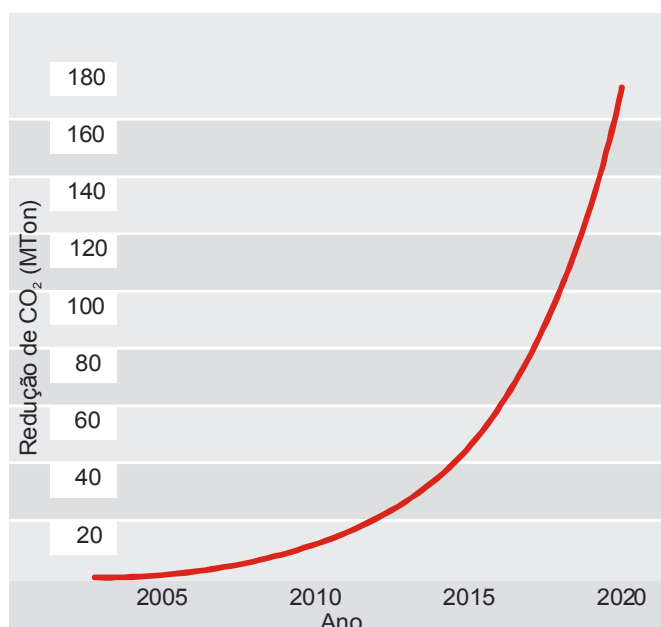


Figura 1.4 Economia global anual de CO₂ (milhões de Toneladas) [5].

Apesar das inúmeras vantagens atribuídas a geração de energia elétrica por meio de células fotovoltaicas, foco deste trabalho, esta tecnologia ainda necessita de significativos investimentos em pesquisa para se tornar competitiva, uma vez que os custos dos painéis fotovoltaicos ainda são elevados e os mesmos possuem uma eficiência de conversão de energia relativamente baixa.

Os custos relativos a esta tecnologia decrescem anualmente na proporção em que a capacidade de painéis fotovoltaicos instalados aumenta e o processo de produção das células amadurece. Com o objetivo de disseminar a utilização desta tecnologia vários países fornecem incentivos para usuários de sistemas fotovoltaicos, tanto em aplicações residenciais quanto para geração de energia em larga escala. Um exemplo de que este tipo de incentivo gera resultado pode ser observado na Alemanha, onde desde 1991 com o programa “1000 Roofs Program”, o governo alemão fornece condições para que a tecnologia fotovoltaica evolua e ganhe espaço no mercado energético. A Figura 1.5 demonstra a evolução da potência PV instalada na Alemanha e o impacto que os programas de incentivo causaram na disseminação da tecnologia PV.

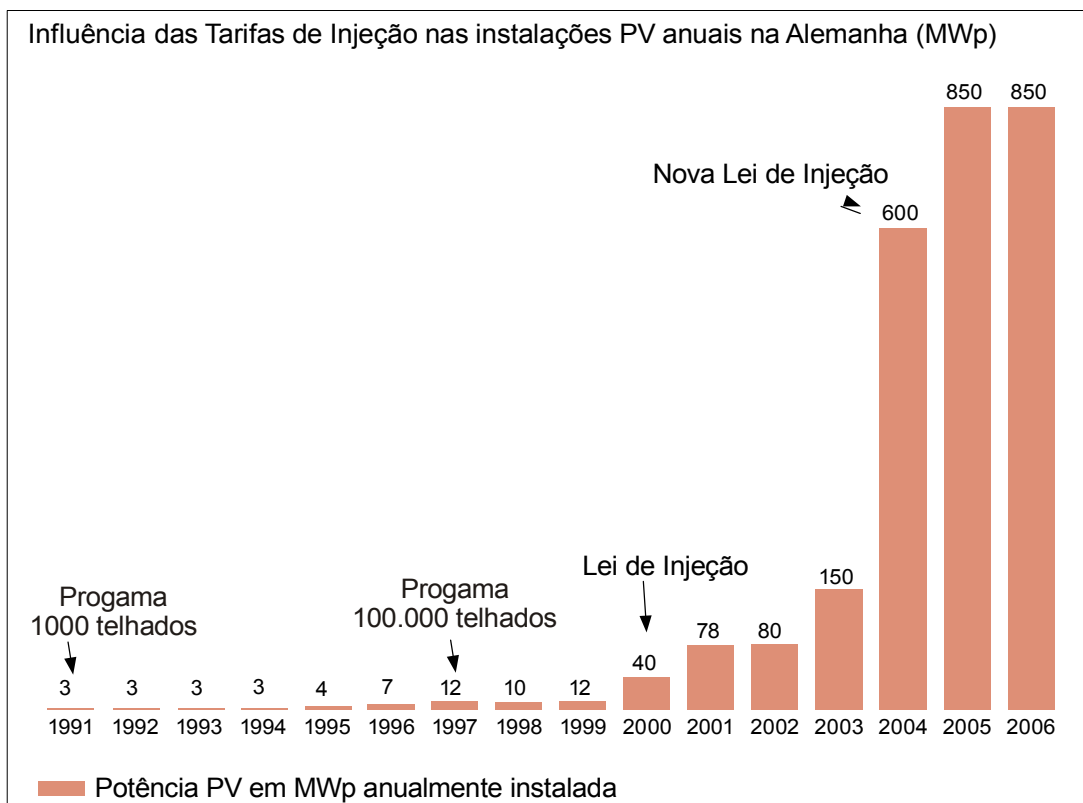


Figura 1.5 Evolução da potência PV instalada na Alemanha [1].

No Brasil ainda não existe nenhum programa de incentivo que vise especificamente o desenvolvimento da tecnologia solar fotovoltaica no país. Por sua vez o programa “Luz para todos” do governo federal tem de certa forma criado um nicho de mercado para a tecnologia PV, objetivando levar energia elétrica a comunidades isoladas do país, e em várias delas a utilização de painéis fotovoltaicos é a melhor maneira de gerar energia localmente, já que levar linhas de transmissão até estas comunidades é economicamente inviável. Embora a legislação do setor elétrico brasileiro não preveja a incorporação deste tipo de geração na malha energética do país, tem havido uma adaptação natural a esta nova realidade. Com relação a normas regulamentadoras, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) vem se empenhando na elaboração de normas que padronizem os sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica [6].

Apesar de ainda incipiente em nosso país, este tipo de tecnologia tem um potencial significativo de crescimento pelas nossas características climáticas naturais. Uma importante reflexão sobre o impacto que a energia fotovoltaica pode apresentar em nosso país é que, se toda a área ocupada pela usina hidrelétrica de Itaipu fosse coberta com painéis fotovoltaicos disponíveis comercialmente, a energia gerada seria aproximadamente igual ao dobro da gerada atualmente em Itaipu e igual à metade de toda energia consumida no país, uma vez que atualmente Itaipu gera aproximadamente 25% da demanda brasileira de energia. Quando comparada com outra fonte de energia alternativa, as vantagens da energia solar fotovoltaica também são expressivas. Continuando no exemplo de painéis cobrindo a área ocupada por Itaipu, a energia gerada nessa situação seria aproximadamente igual a 60% do potencial de geração eólico de todo Brasil. Esses indicadores demonstram a importância que a energia fotovoltaica pode representar ao nosso país [6].

A Figura 1.6 apresenta uma média anual da radiação diária incidente no Brasil, confirmando o potencial fotovoltaico de geração de energia no país. Comparando os índices de radiação do Brasil com os da Alemanha, sabe-se que os piores níveis de radiação solar do Brasil, cidade de Florianópolis, são 40% melhores que os melhores índices de radiação na Alemanha, país no qual a energia solar fotovoltaica é utilizada em larga escala.

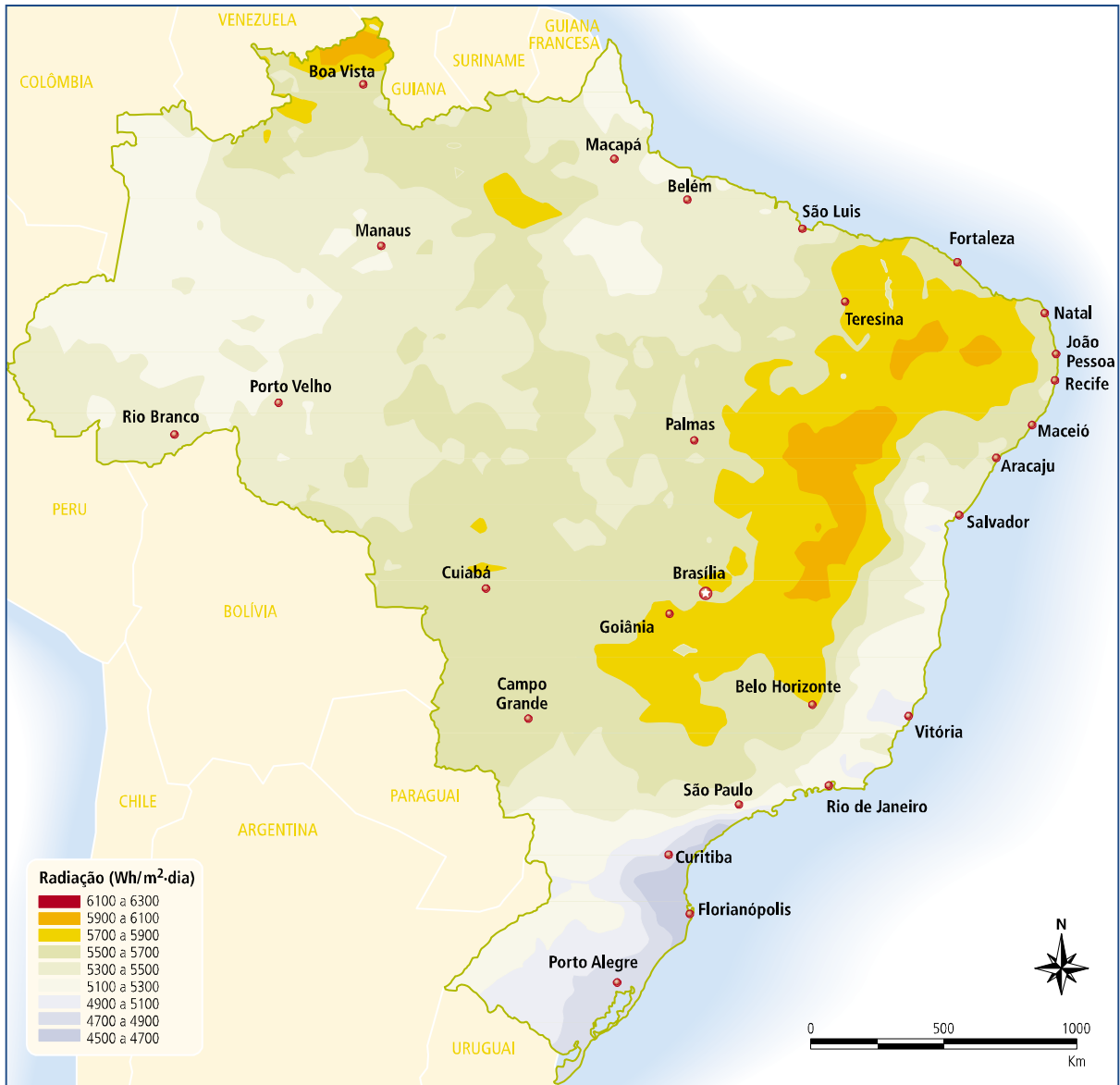


Figura 1.6 Radiação solar global diária - média anual típica (Wh/m².dia) [7].

1.1 Aplicações de sistemas PV

Entre as aplicações da tecnologia fotovoltaica, elas basicamente se diferenciam pela localidade onde será instalado o sistema, se há a possibilidade de conexão com a rede elétrica ou não, e com o tipo de carga para a qual se deseja fornecer energia. Seis aplicações são mencionadas nesta dissertação como é apresentado a seguir.

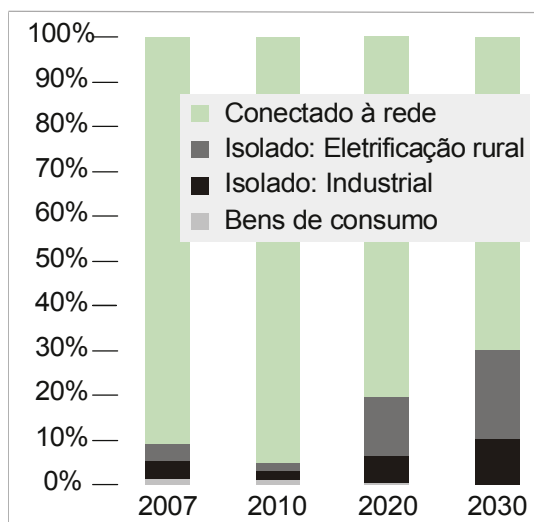


Figura 1.7 Instalações PV anuais por aplicações [8].

1.1.1 Sistemas domésticos conectados a rede pública de energia (*Grid-Connected* ou *On-Grid*)

Como observado na Figura 1.7 este tipo de aplicação compreende a maior fatia do mercado fotovoltaico atualmente. Comum aos grandes centros urbanos, esta categoria gera energia elétrica para residências e prédios comerciais. Tendo em vista que esses sistemas estão conectados a rede pública de distribuição de energia, dispensando a necessidade do uso de um sistema armazenador de energia tal como um banco de baterias.

Em situações em que a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos supera a demanda imposta pelas cargas, o excesso é injetado na rede pública e o proprietário recebe por esta energia vendida à concessionária. Durante os períodos em que não há sol a energia disponível na rede pública alimenta às cargas.

Este tipo de aplicação também utiliza um sistema inversor de forma a adequar a potência CC produzida pelos painéis, transformando em CA para o correto funcionamento dos equipamentos.

1.1.2 Plantas centralizadas conectadas a rede pública de energia (*Grid-Connected* ou *On-Grid*)

Outra possibilidade de sistemas conectados a rede pública de energia, porém com geração de energia na ordem de kWh ou MWh em um único ponto centralizado. Normalmente ocupam grandes áreas cobertas por painéis fotovoltaicos e próximas a pontos de

grande consumo de energia, como grandes indústrias ou aeroportos. Muitas vezes se utilizam do espaço disponível nas edificações industriais ou comerciais, dispensando a necessidade de ocupação de uma área adicional para a produção de energia.

Da mesma forma que na aplicação anterior pode-se vender o excesso de energia ou comprar da concessionária quando a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos não for suficiente.

1.1.3 Sistemas isolados para eletrificação rural (*Stand-alone*)

Quando não existe a possibilidade de conexão a rede elétrica de energia os sistemas fotovoltaicos são conectados a um sistema armazenador, normalmente um banco de baterias, por meio de um controlador de carga com o intuito de armazenar energia para períodos de ausência de radiação solar. Este tipo de sistema normalmente é utilizado em comunidades isoladas, como montanhas, pequenas ilhas e etc., com o objetivo de levar desenvolvimento para estas comunidades.

São sistemas com capacidade de gerar energia suficiente para suprir as necessidades de uma residência simples ou de um pequeno conjunto de consumidores. Também podem ser empregadas em sistemas de bombeamento de água, iluminação pública, sistemas de uso coletivo como escolas e postos de saúde, eletrificação de cercas, produção de gelo ou dessalinização da água e em estações de telefonia e monitoramento remoto [7].

As dimensões e características do sistema analisado e implementado nesta dissertação se enquadram neste nicho de aplicação.

1.1.4 Sistemas híbridos

Estes sistemas combinam diversos tipos de fontes de energia, renováveis ou não, como fotovoltaica, eólica, biomassa ou geradores a diesel, as quais atuam de forma complementar no fornecimento de energia. Podem ser conectados a rede elétrica ou isolados, e de capacidades de geração de energia elétrica variadas.

1.1.5 Bens de consumos

Células solares fotovoltaicas, principalmente as de silício amorfo hidrogenado (a-Si), são largamente utilizadas em equipamentos presentes no nosso cotidiano tais como relógios, calculadoras, brinquedos, carregadores de baterias ou tetos-solares de automóveis.

Pode-se também encontrar sistemas fotovoltaicos presentes em sistemas de irrigação de jardins, sinais rodoviários, cabines telefônicas e iluminação.

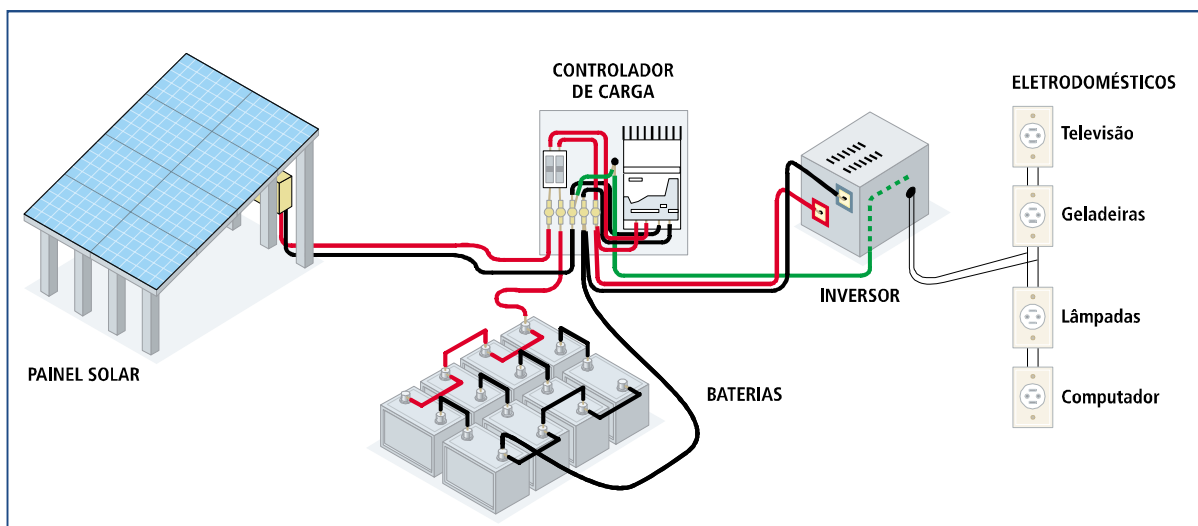
1.1.6 Sistemas isolados industriais (*Stand-alone*)

Outro tipo de aplicação na qual não existe a conexão com a rede pública de energia, porém com a finalidade de suprir energia para aplicações industriais remotas, bastante comum na área de telecomunicações de forma a interligar comunidades rurais com o resto do país ou em telefones de segurança em auto-estradas e sinais de ajuda a navegação.

São altamente competitivas economicamente, pois permite que empresas tenham alcance de seus produtos a regiões até então impossíveis de se chegar uma vez que é totalmente inviável levar a rede pública de energia até elas.

1.2 Componentes de um sistema isolado

A diferença principal entre um sistema conectado a rede elétrica e um sistema isolado é basicamente a presença de um banco de baterias no sistema isolado com o objetivo de fornecer energia em situações em que a energia gerada pelos painéis não é suficiente. A seguir é apresentada uma descrição dos elementos que compõem um sistema fotovoltaico não conectado a rede elétrica, como observado na Figura 1.8.



Fonte: CENTRO DE REFERÊNCIA PARA A ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESESB. 2000. Disponível em: <http://www.createsb.org.br>

Figura 1.8 Ilustração de um sistema de conversão fotovoltaica de energia elétrica [7].

1.2.1 Painéis fotovoltaicos

Os painéis fotovoltaicos são a parte mais importante de um sistema fotovoltaico, sendo responsáveis pela conversão, por meio do efeito fotoelétrico, de energia luminosa presente na radiação solar em energia elétrica. Diversos são os tipos de painéis empregados em sistemas fotovoltaicos e diversos são os materiais que compõem estes painéis, sendo os painéis de silício os mais comuns, uma vez que o silício é o segundo elemento mais abundante na natureza [6].

Entre as tecnologias fotovoltaicas comercialmente disponíveis destaca-se em ordem de maturidade e utilização o silício cristalino (c-Si), o silício amorfo hidrogenado (a-Si), o telureto de cádmio (CdTe) e os compostos relacionados ao disseleneto de cobre (gálio) e índio, sendo esses últimos elementos tóxicos e raros.

O silício cristalino (c-Si) é a mais disseminada das tecnologias e é a única em que as laminais cristalinas são relativamente espessas quando comparadas com outras tecnologias que se baseiam em filmes finos.

Enquanto que os custos envolvidos na produção de células com a tecnologia c-Si já estão praticamente estagnados é nas tecnologias de filmes finos que reside a grande esperança de se obter painéis fotovoltaicos mais baratos.

Com relação à eficiência dos painéis fotovoltaicos pode-se afirmar que a tecnologia c-Si é a que possui maior eficiência de conversão de energia, com evolução gradual ao longo dos anos, Figura 1.9.

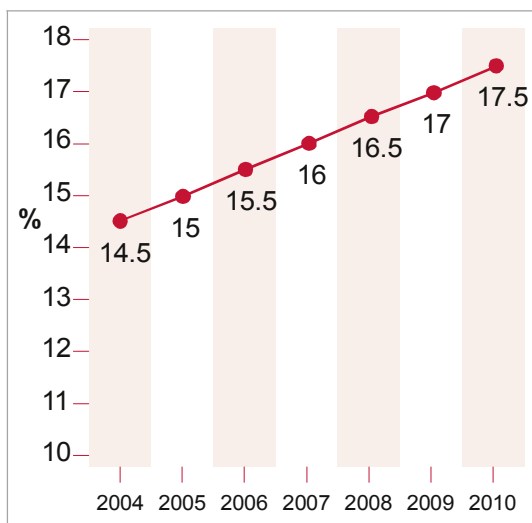


Figura 1.9 Evolução da eficiência de células cristalinas [8].

Uma vez que as células fotovoltaicas têm por características o baixo nível de tensão em seus terminais, os painéis fotovoltaicos nada mais são do que a conexão série/paralela de várias células, normalmente ainda se faz necessária à conexão série/paralela de alguns painéis de maneira a obter os níveis de tensão e potência desejados para a correta operação do sistema.

As características elétricas relativas às células solares fotovoltaicas serão discutidas no capítulo 4 quando as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência forem abordadas.

1.2.2 Inversor

Tanto células solares fotovoltaicas quanto o banco de baterias tem por característica a geração de energia na forma de corrente contínua CC, por sua vez a grande maioria das cargas são alimentadas em corrente alternada CA. Desta forma em sistemas fotovoltaicos autônomos ou conectados a rede pública de energia, se faz necessária a utilização de um sistema inversor o qual converte a energia em CC proveniente dos módulos solares e/ou baterias em energia CA dentro dos padrões de especificações definidos pelas cargas conectadas ao sistema.

Além das inúmeras topologias de inversores presentes na literatura [9-13], várias são as configurações possíveis de utilização dos mesmos, como a utilização de um único inversor para tratar a energia de todo sistema fotovoltaico ou a associação de vários inversores no mesmo sistema, cada um com potência igual a uma parcela da potência total do sistema.

Além da função básica de converter energia CC em CA, um inversor conectado a um sistema fotovoltaico deve reunir características como alta eficiência, segurança, confiabilidade e qualidade da energia gerada.

Com relação à eficiência, sabe-se que um acréscimo de eficiência do inversor de 1% pode resultar em uma elevação de 10% de energia gerada pelo sistema PV ao longo de um ano de operação [6]. Outro aspecto importante na hora da escolha do inversor é que normalmente a curva de eficiência de um inversor apresenta seu valor máximo para uma potência menor que a potência nominal, o que nos leva a concluir que para determinadas aplicações pode ser vantajoso utilizar um inversor sobre dimensionado visando uma elevação na eficiência de conversão.

Vários cuidados de segurança devem ser observados em um sistema inversor, desde proteção contra sobrecarga, desvios na frequência e tensão.

Cuidados relativos à qualidade de energia entregue a carga abrangem que o conteúdo harmônico de energia deve ser reduzido, a tensão deve ser senoidal 60Hz com uma variação máxima de 1%, o fator de potência maior que 0,92 e não é admitida injeção de corrente CC de forma a não saturar os transformadores da concessionária quando o sistema PV for conectado à rede pública de energia. A tensão máxima de entrada do inversor deve ser observada na escolha da configuração de painéis conectados em série.

Em sistemas fotovoltaicos com um único estágio de conversão, *Single Stage*, o inversor possui uma segunda função além de realizar a conversão CC/CA, rastrear o ponto de máxima potência do painel ou arranjo de painéis conectados a ele. Várias são as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência de células fotovoltaicas, as curvas características das células e as técnicas de rastreamento do MPP (*Maximum Power Point*) serão abordadas no capítulo 4.

1.2.3 Banco de baterias

Nos sistemas isolados, onde a fonte principal não gera energia de forma contínua, o uso de um sistema acumulador que absorva o excesso de energia gerada e compense a falta de energia em momentos de ausência de radiação suficiente, dias nublados e noite, se faz indispensável.

Embora não corresponda a maior parte nos custos de instalação de um sistema fotovoltaico [14], o banco de baterias torna-se o elemento mais oneroso de um sistema quando

gastos com manutenção e operação são considerados, uma vez que a vida útil de uma bateria é aproximadamente seis vezes menor que a vida útil de painel fotovoltaico [15-17].

Desta forma, escolher a bateria certa para a aplicação e a técnica de carga apropriada se torna imperativo. As baterias de Chumbo Ácido e Níquel Cádmio são as mais empregadas em aplicações onde a fonte principal são painéis fotovoltaicos, uma vez que se comportam melhor perante situações comuns para este tipo de sistema, como cargas e descargas irregulares relativas ao perfil de radiação diário, descargas com corrente de baixa intensidade, cargas e descargas excessivas e até menos ausência de carga completa por vários dias devido à ausência de sol [18].

Uma lista de características desejáveis para baterias aplicadas a sistemas fotovoltaicos é apresentada a seguir:

- Elevada vida cíclica para descargas profundas;
- Necessidade de pouca ou nenhuma manutenção;
- Elevada eficiência de carregamento;
- Baixa taxa de auto-descarga;
- Confiabilidade;
- Larga faixa de temperatura de operação;
- Alta densidade de energia;

Obviamente, é muito difícil encontrar uma tecnologia de baterias que satisfaça todas as características desejáveis listadas acima e ainda apresente baixo custo. Desta forma, deve-se fazer um balanço das características das baterias disponíveis e encontrar a que melhor satisfaça as expectativas do projetista.

Tipo mais comum de baterias encontradas em sistemas fotovoltaicos, as baterias de Chumbo Ácido apresentam como principais vantagens o custo e larga faixa de energia disponível comercialmente [19]. Variações deste tipo de tecnologia, relacionadas à aplicação, podem ser encontradas no mercado, e as principais são:

- Baterias de arranque: utilizada para descargas profundas e de curta duração;
- Baterias de tração: para descargas profundas e carga em curto período de tempo, bem aplicáveis a veículos elétricos;

- Baterias estacionárias: as quais operam por longos períodos quase sem carga, mas podem suportar rápidos regimes de descarga.

Baterias de Chumbo Ácido podem ser seladas (VRLA) ou abertas. As baterias do tipo seladas têm como principal vantagem a não necessidade de manutenção, ou seja, não é necessário repor água durante a sua vida útil. Já as baterias de Chumbo Ácido abertas necessitam de uma constante verificação do nível de eletrólito de forma a opera corretamente durante a sua vida útil [19].

1.2.4 Regulador de carga

Também chamado controlador de carga ou gerenciador de carga, este dispositivo é incluído na maioria dos sistemas fotovoltaicos e tem por objetivo gerenciar a transferência de energia do painel ou arranjo fotovoltaico para a bateria ou banco de baterias e das baterias para as cargas com a função de proteger o banco de baterias contra cargas ou descargas excessivas prolongando assim a vida útil das mesmas.

Desta forma devem monitorar o estado de carga do banco de baterias de modo a desconectar os painéis quando a carga for plena e desconectar as baterias quando atingir um nível mínimo de carga de segurança. É importante que um regulador de carga permita o ajuste dos seus parâmetros de maneira a adaptá-los aos diferentes tipos de baterias ou então devem ser vendidos com informações claras de para qual tipo de bateria ele foi projetado.

Diversas são as maneiras de se determinar o estado de carga do banco de baterias, a mais comum entre os reguladores de carga é através da medida da tensão das baterias, desta forma basta manter o banco dentro de um limite mínimo e um máximo de tensão, especificados pelo fabricante, de modo a manter uma operação segura e não prejudicar a vida útil do banco de baterias.

Dois tipos principais de controladores de carga são encontrados comercialmente, controladores com configuração *shunt* e controladores de configuração série [19]. O primeiro utiliza um dispositivo de estado sólido ou relé eletromecânico em paralelo com o arranjo fotovoltaico e com o banco de baterias de forma a interromper ou reduzir a corrente entregue ao banco de baterias quando estiverem plenamente carregadas. O regulador de carga do tipo *shunt* se comporta como uma resistência variável de forma a manter a tensão na saída dos painéis constante e igual ao valor máximo permitido.

Esta configuração demanda um diodo de bloqueio entre o elemento de comutação e as baterias impedindo curto-circuito quando a corrente é desviada do banco de baterias.

Já nos reguladores de configuração série, uma chave de estado sólido ou relé eletromecânico é ligada em série com o arranjo de painéis de forma a desconectá-los quando a tensão das baterias atingir o limite que caracteriza a carga completa. O diodo de bloqueio não é necessário para esta configuração.

Por consumir menos energia que a configuração série, a configuração *shunt* é a mais utilizada em sistemas PV.

1.3 Organização da dissertação

Os assuntos tratados em cada seção desta dissertação são apresentados, de forma resumida, como segue.

Capítulo 2: este capítulo apresenta as principais configurações de sistemas fotovoltaicos isolados que podem ser encontrados na literatura. Inicialmente confronta as principais características das configurações centralizadas e descentralizadas apontando vantagens e desvantagens de cada uma. Focando a configuração descentralizada, a qual foi escolhida mais adequada para aplicação, quatro topologias com esta configuração são analisadas, apontando suas potencialidades. Entre as quatro apresentadas, a topologia *Multi-String Inverters* foi escolhida como base para o circuito proposto a seguir.

Capítulo 3: apresenta o sistema proposto e implementado, descrevendo cada uma das suas partes. Como o sistema fotovoltaico proposto deve operar para qualquer condição de radiação solar e carga das baterias se faz necessário encontrar todos os possíveis modos de operação em que o sistema pode operar, de forma a prever o comportamento ideal de cada parte do sistema para aquela determinada condição de funcionamento. Ao todo são sete modos de operação possíveis para este sistema.

Em seguida dois exemplos de configuração de perfis de carga para o mesmo perfil de radiação são analisados de forma a analisar como ocorrem os modos de operação ao longo do dia. Um sistema supervisorio que analisa as variáveis medidas no sistema e a partir delas determina qual modo de operação deve estar ativo é discutido ao fim deste capítulo.

Capítulo 5: no quinto capítulo da dissertação são apresentados os projetos e os resultados de simulação das malhas de controle que estão ativas quando o sistema trabalhar em cada modo de operação. Inicialmente é feita uma breve abordagem sobre as características

elétricas de uma célula fotovoltaica de maneira a introduzir a análise do desempenho de duas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, o algoritmo P&O convencional e o modificado. Em seguida as demais malhas de controle que podem atuar nos conversores *Boost* do estágio de entrada e no conversor bidirecional são projetadas e os resultados de simulação apresentados.

Capítulo 6: este capítulo apresenta os resultados experimentais para todos os modos de operação do sistema implementado buscando validar o projeto dos compensadores, foram implementados o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, a regulação do barramento a partir dos conversores de entrada (DCBR), a regulação do barramento CC através do conversor *Boost* bidirecional e as duas malhas de controle necessárias para realizar a carga do banco de baterias.

Conclusão: as conclusões relevantes acerca do que foi apresentado na dissertação são apresentadas neste capítulo, propostas de trabalhos futuros que visam a complementação e o aperfeiçoamento do sistema implementado finalizam a presente dissertação de mestrado.

CAPÍTULO 2 - TOPOLOGIAS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1 Introdução

A eletrônica de potência presente na interface entre os módulos fotovoltaicos e as cargas a serem alimentadas possui duas funções principais: deve realizar a conversão da tensão CC, proveniente dos painéis ou banco de baterias, em corrente CA adequada a carga; e controlar as condições de operação dos painéis de maneira em que o ponto de trabalho dos mesmos seja o que fornece a máxima potência possível. Estas duas tarefas devem ser realizadas com a máxima eficiência e para uma larga faixa de variações do ambiente, uma vez que o sistema deve operar dia e noite e em todas as estações do ano.

A busca pelo ponto de máxima potência é feita por meio de um dispositivo rastreador o qual normalmente se baseia em um dos três esquemas a seguir: Perturbação e Observação (P&O), Condutância Incremental (IncCond) ou Tensão Constante (CV).

Por sua vez, a energia entregue as cargas deve compreender características de qualidade de energia como, limites máximos de injeção de harmônicos, variações de tensão e frequência e outros.

Entre as diversas topologias de sistemas fotovoltaicos encontradas na literatura, nesse trabalho são exemplificados os cinco tipos considerados principais, os quais são classificados de acordo com a disposição e quantidade dos conversores que constituem um sistema fotovoltaico isolado com carga CA e armazenamento de energia.

Desta forma, este capítulo visa apresentar uma discussão com relação a estas topologias e também as suas características e potencialidades. Nenhuma das cinco topologias é exclusivamente utilizada em sistemas fotovoltaicos não conectados à rede elétrica, e algumas são adaptadas de aplicações conectadas a rede pública de energia.

Por não ser necessário no entendimento das topologias, nenhuma das figuras apresenta a representação do sistema armazenador de energia, normalmente um banco de baterias, o qual é usualmente conectado ao lado CC do inversor.

2.2 Inversor Central

A topologia Inversor Central, mais antiga e largamente usada em sistemas PV, normalmente aparece na literatura indicada para aplicações em sistemas conectados à rede pública de energia [20]. Esta topologia caracteriza-se pela presença de um conjunto de arranjos fotovoltaicos dispostos em conexão série (*String*) e/ou paralela formando a fonte geradora de energia, e um único inversor com a função de transferir a energia proveniente dos arranjos até a rede pública de energia, quando conectado a ela, ou diretamente as cargas se o sistema for isolado.

Esta topologia possui um diodo de potência (diodo de *Bypass*) conectado a cada *string*, de forma a minimizar os efeitos causados pelo sombreamento parcial ou pelo efeito *mismatch*, impedindo a circulação de corrente entre as *strings*.

Apesar das vantagens econômicas e da robustez que esta topologia apresenta, as suas principais características são também as suas principais desvantagens:

- Rastreamento do ponto de máxima potência não otimizado;
- Perdas adicionais nos diodos das *Strings*;
- Poucas opções de expansibilidades;
- Condutores dimensionados para altos níveis de potência;

Entre as desvantagens apresentadas acima a mais importante é o fato de que com essa topologia não é possível realizar um rastreamento da máxima potência disponível de forma individualizada. Uma vez que o inversor centralizado exige altos níveis de tensão de entrada se faz necessária a conexão de muitos painéis fotovoltaicos em série, e considerando a impossibilidade de se conseguir produzir painéis com características elétricas iguais, fenômeno conhecido como *mismatch* [21],[22], ou que todos os painéis conectados em série estejam submetidos ao mesmo nível de radiação solar, a corrente que irá circular pela *String* será ditada pelas características elétricas do pior painel ou do painel com menor índice de radiação solar. Desta forma a eficiência total de conversão do arranjo fotovoltaico irá reduzir significativamente e problemas conhecidos como “pontos quentes” são observados nas células sombreadas, uma vez que estas atuam como carga para os painéis com nível de radiação maior.

A Figura 2.1 apresenta a configuração de um sistema de geração fotovoltaica baseado na topologia *Central Inverter*, onde se percebe que um único inversor é o responsável por realizar a conversão de energia de todos os arranjos conectados ao sistema.

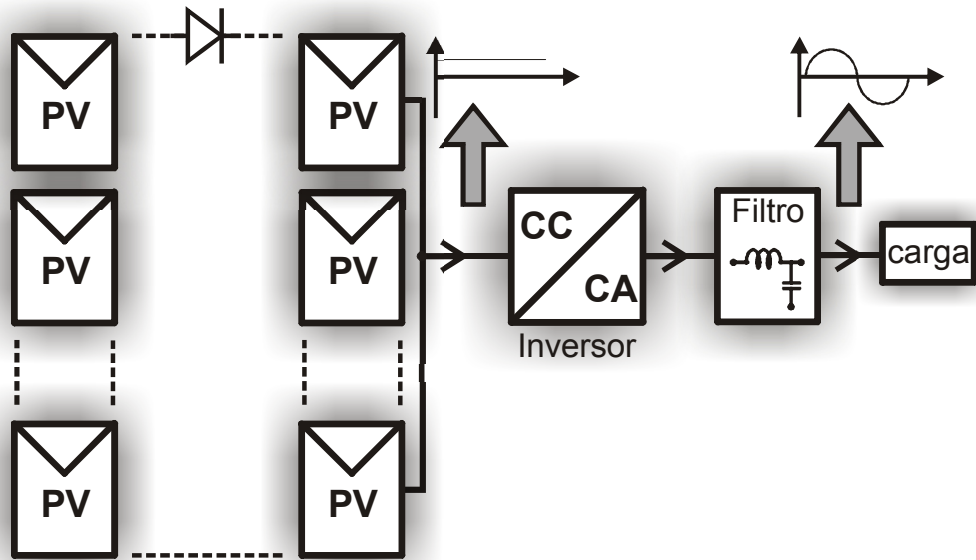


Figura 2.1 Topologia Inversor Central.

2.3 Inversor por *String*

A topologia Inversor por *String* é uma expansão do conceito da topologia Inversor Central sendo formada por um conjunto de unidades do tipo Inversor Central de potências menores e cujas saídas de todos os conjuntos são interligadas para alimentação da carga, Figura 2.2.

Se a tensão de entrada não for alta o suficiente, um estágio amplificador pode ser necessário, chamada de configuração *Two Stage*, onde a amplificação da tensão pode ser feita por meio de um conversor *Boost* CC-CC ou através de um transformador presente em um conversor CC-CC de alta frequência.

Configurações com apenas um estágio de conversão, chamada de configuração *Single Stage*, apresentam a vantagem de ter um número de componentes reduzido e por consequência uma eficiência mais elevada. Porém, de forma a desacoplar o arranjo de painéis fotovoltaicos do estágio de saída de potência, são utilizados grandes capacitores eletrolíticos

no barramento CC das configurações *Single Stage*, que por problemas relacionados a questões térmicas são o elo fraco do sistema fotovoltaico levando a redução da vida útil dos inversores.

Com as configurações *Two Stage*, um conversor CC-CC de entrada é utilizado para desacoplar o arranjo de entrada das ondulações da potência de saída, e apesar da pequena redução na eficiência global do sistema que estágio adicional insere, apresenta-se como uma configuração vantajosa uma vez que permite a operação do sistema sob uma larga faixa de tensão de entrada. Soma-se a isso o fato de que o número de módulos necessários para formar um *String* torna-se mais flexível.

Uma vez que para esta topologia são dispensados os diodos de *bypass*, não existem perdas associadas a eles e como o rastreamento do ponto de máxima potência pode ser realizado individualmente para cada arranjo, a eficiência global do sistema tende a aumentar quando comparada com a topologia centralizada apresentada anteriormente [23].

Outra vantagem desta topologia é a sua maior versatilidade e possibilidade de expansão uma vez que arranjos menores estão conectados a cada inversor [24].

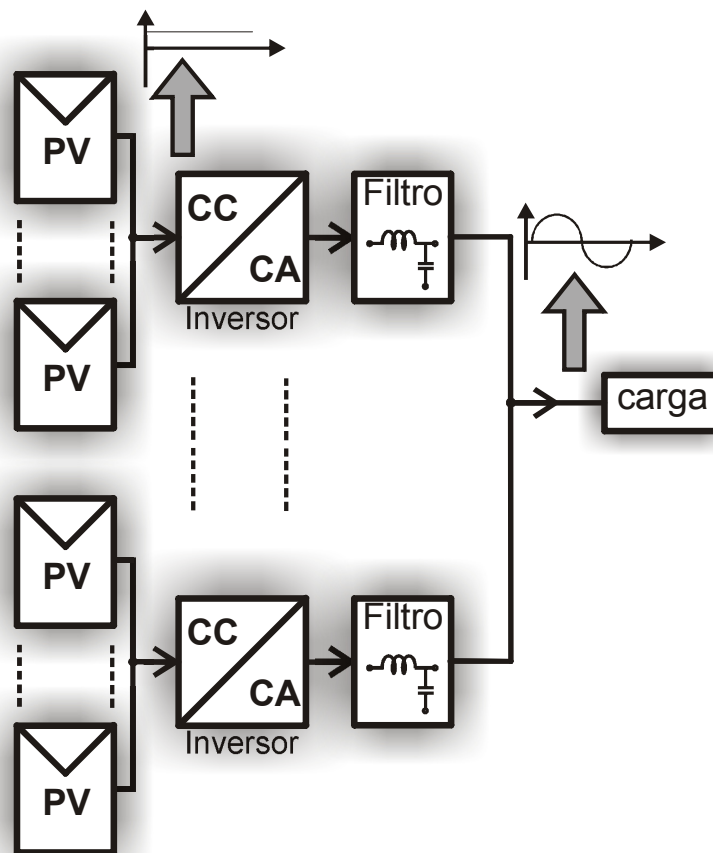


Figura 2.2 Topologia Inversor por *String*.

2.4 Módulo CA

Uma topologia de sistemas fotovoltaicos, bastante abordada atualmente e que vem se mostrando bastante vantajosa é a Módulo CA (do inglês *AC Module*), que pode ser considerada uma versão da topologia Inversor por *String*. É a mais descentralizada de todas as topologias, possuindo um inversor para cada painel fotovoltaico, o que permite o rastreamento ótimo do ponto de máxima potência, evitando problemas de sombreamento parcial dos painéis ou por diferenças elétricas entre as células fotovoltaicas. Posteriormente todos os inversores são conectados em paralelo e colocados junto à carga ou conectados a rede.

A versatilidade e expansibilidade do sistema são pontos fortes dessa configuração, uma vez que apenas um conjunto painel fotovoltaico/inversor é necessário para começar ou expandir o sistema. Não existe cabeamento no lado CC do sistema, pois o inversor normalmente é acoplado ao próprio módulo e dentro da caixa de conexões do mesmo.

Um apanhado das características vantajosas desta topologia é listado a seguir:

- Confiabilidade: aumenta uma vez que o *Hardware* é distribuído;
- Simplicidade: não existem componentes ou cabos de alta tensão no lado CC;
- Penetração no mercado: Apenas um painel é o necessário para se começar um sistema;
- MPPT individualizado: possibilita orientação distinta para cada painel e soluciona o problema do sombreamento parcial dos arranjos e *mismatch*;
- Custos: produção em massa proporciona redução nos custos de produção;
- Padronização: proporciona redução nos custos de projeto e instalação;
- Segurança: são inerentemente mais seguros que os sistemas convencionais devido aos baixos níveis de tensão envolvidos;

A desvantagem desta topologia é que devido à baixa tensão de entrada é necessário um conversor CC-CC ou um transformador para elevar os níveis de tensão de acordo com as necessidades da carga, a inclusão deste estágio elevador eleva os custos do sistema [25]. Além de que é sabido que o custo/kW dos inversores para sistemas acima de 50kW se torna mais barato [26].

A Figura 2.3 apresenta a configuração típica da topologia Módulo CA. Como vantagem adicional desta topologia cita-se que a mesma permite a utilização de módulos dispostos em diferentes orientações e de diferentes potências, porém com a padronização da

potência dos módulos CA pode levar a uma produção em larga escala reduzindo ainda mais os custos relacionados ao inversor.

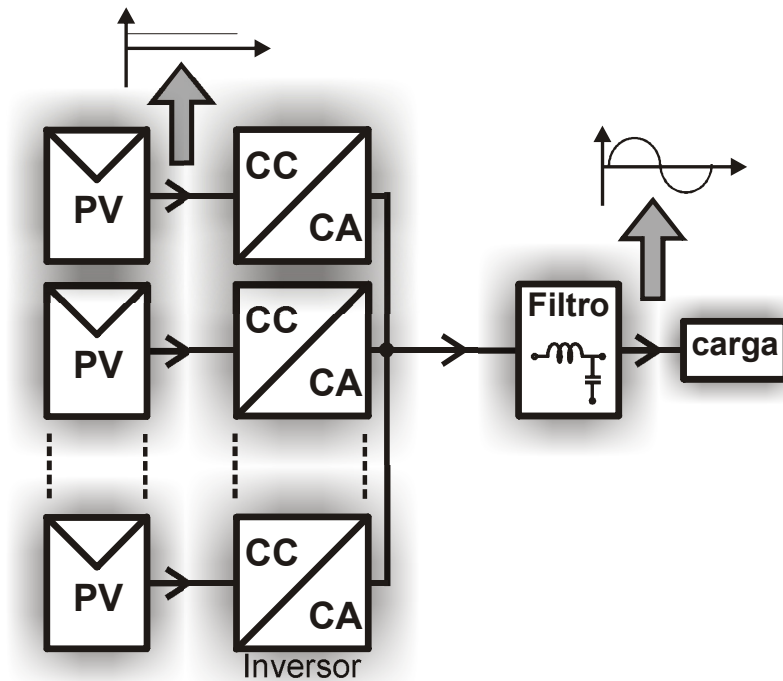


Figura 2.3 Topologia Módulo CA.

2.5 Team Concept

As novas tendências com relação a topologias de sistemas fotovoltaicos levam a utilização das topologias baseadas no conceito de módulos CA, porém com enfoque no desenvolvimento na estratégia de gerenciamento da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos do sistema.

O sistema com a topologia *Team Concept* continua tendo as mesmas características da topologia Módulo CA, porém um sistema de gerenciamento decide quantos painéis estarão conectados a cada inversor para uma determinada condição de radiação solar [27],[28]. Em outras palavras, em condições em que a radiação solar é baixa o sistema conecta vários painéis ao mesmo sistema inversor de forma a fazer com que o inversor trabalhe o mais próximo possível da potência na qual a sua eficiência é máxima, enquanto isso alguns inversores do sistema permanecem ociosos. Na medida em que a radiação solar aumenta os painéis vão se rearranjando formando pequenos *strings*, e quando a radiação for máxima o

sistema rearranja-se com a mesma configuração da topologia Módulo CA, um painel por inversor.

A Figura 2.4 apresenta a configuração típica da topologia *Team Concept* aplicada a sistemas fotovoltaicos.

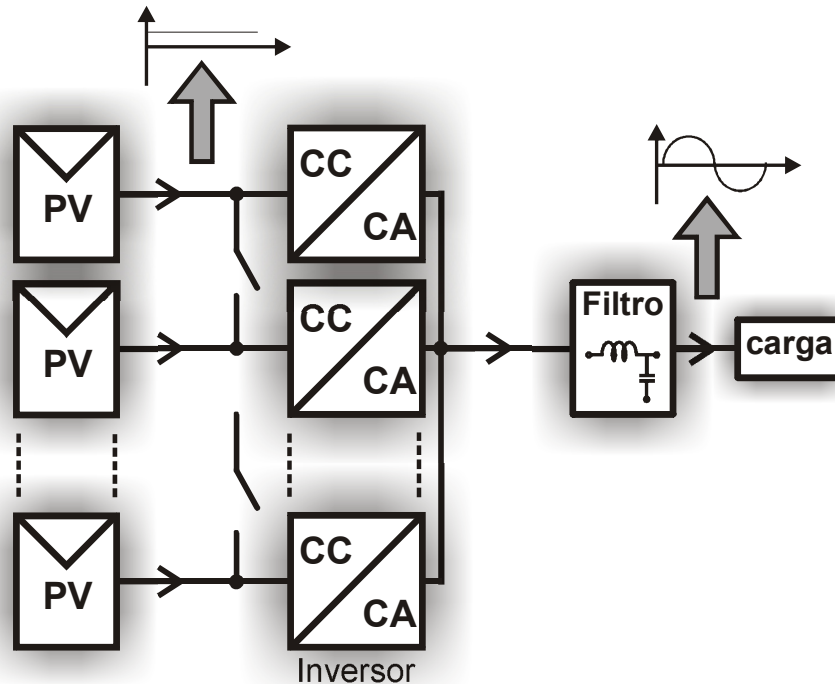


Figura 2.4 Topologia *Team Concept*.

Esta topologia também compartilha das mesmas desvantagens da topologia Módulo CA, porém acrescenta o grau de complexidade do sistema de controle e gerenciamento de energia, o que leva a custos maiores de projeto e *hardware*.

2.6 Inversor *Multi-string*

A última topologia apresentada, e que foi a escolhida para a implementação do sistema PV desta dissertação, é a topologia Inversor *Multi-String*. Esta topologia surgiu com o objetivo de reunir as vantagens da topologia *String Inverters* com as da topologia Inversor Central.

A Figura 2.5 apresenta a configuração do sistema fotovoltaico com a topologia Inversor *Multi-String*, esta topologia tem como principal característica a presença de vários conversores CC-CC com suas saídas conectadas em série formando um estágio de entrada

descentralizado, onde cada conversor CC-CC possui seu respectivo arranjo de painéis fotovoltaicos.

O estágio de entrada implementado de forma descentralizada proporciona todos os benefícios do rastreamento individual do ponto de máxima potência, tais como: solucionar os problemas de sombreamento parcial dos painéis ou *mismatch*; possibilidade de dispor os arranjos em diferentes orientações; e arranjos com potências distintas [27].

O fato de possuir um estágio CC-CC amplificador permite que arranjos com poucos painéis, baixa tensão de entrada, já sejam suficientes para alcançar a tensão de entrada desejada para o inversor.

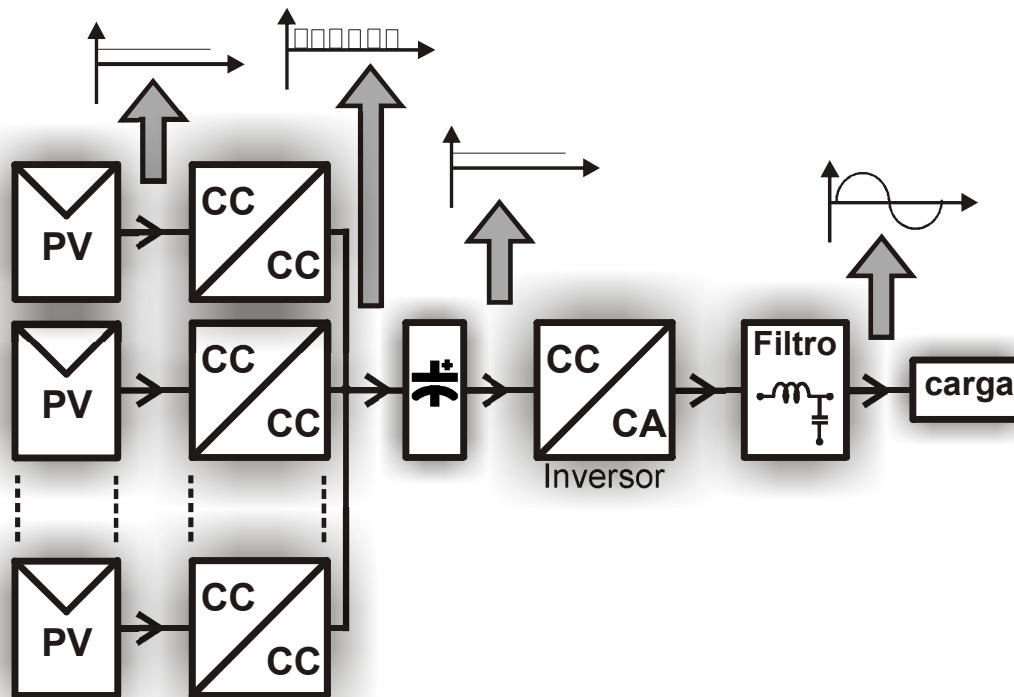


Figura 2.5 Topologia Inversor *Multi-String*.

As características de modularidade e robustez aumentam consideravelmente com esta topologia, pois pode ser expandido apenas com a inclusão de um conjunto arranjo de painéis /conversor CC-CC e a falha de um dos subsistemas não influencia no funcionamento geral do sistema. Obviamente a possibilidade de expansão destes sistemas fica limitada pela potência nominal do sistema inversor.

Um único inversor é utilizado para condicionar toda a potência do sistema fotovoltaico, o que traz para esta topologia a vantagem de ser um inversor mais robusto e economicamente mais vantajoso.

Como ponto negativo desta topologia de sistemas fotovoltaicos pode-se citar a necessidade de se utilizar um capacitor eletrolítico no barramento CC que desempenha o desacoplamento entre os conversores CC-CC do estágio de entrada e o sistema inversor, uma vez que toda energia gerada pelos arranjos PV são direcionadas ao barramento CC. Normalmente capacitores eletrolíticos são os responsáveis por falhas no sistema inversor reduzindo confiabilidade e vida útil.

Outra desvantagem encontrada nessa topologia é a pequena queda na eficiência global do sistema, visto que mais um estágio de amplificação é colocado em série com o caminho de energia do sistema. Entretanto se for considerado o fato de ganhos adicionais em energia nas situações de sombreamento desigual dos painéis, o decréscimo na eficiência pode ser insignificante.

2.7 Conclusão

Com o intuito de gerar condições para a inclusão definitiva da tecnologia solar fotovoltaica no mercado de energia, pesquisadores e cientistas estudam maneiras de tornar os sistemas geradores baseados nesta tecnologia mais eficientes e baratos. Desta forma, estudos científicos vêm sendo realizados com o objetivo de descobrir materiais mais econômicos e eficientes para a produção das células, bem como encontrar maneiras de reduzir os custos atribuídos aos módulos PV através do aprimoramento do processo de produção, que atualmente ainda é caro e não muito eficiente.

Como exemplo da situação atual do processo de manufatura das células, o *energy pay-back time*, ou seja, o tempo necessário para que um módulo fotovoltaico gere uma quantidade de energia igual à energia gasta para produção do mesmo, de um módulo feito de c-Si, material mais comum encontrado em células fotovoltaicas, é de aproximadamente dois anos [6].

Entretanto a necessidade por utilizar fontes renováveis de energia é imperativa e a tecnologia solar fotovoltaica é uma das mais promissoras, pelos motivos já citados nessa dissertação. Enquanto a tecnologia fotovoltaica evolui ao longo dos anos, a preocupação dos engenheiros e projetistas de sistemas fotovoltaicos é aproveitar ao máximo toda energia disponibilizada pelos módulos solares. Este é papel da Eletrônica de Potência nos sistemas fotovoltaicos, ou seja, conceber conversores estáticos eficientes e dispostos da melhor maneira possível de forma a fornecer a máxima energia possível e com qualidade, maximizando a eficiência global do sistema.

Desta forma este capítulo apresentou uma descrição das topologias utilizadas em sistemas PV encontradas na literatura. Tais topologias foram desenvolvidas para sistemas conectados a rede elétrica, mas podem ser adaptados para aplicação em sistemas isolados (*Stand Alone*). Foram apresentadas topologias centralizadas e descentralizadas. A configuração Inversor Central foi a topologia centralizada discutida e Inversor por *String*, Módulos CA, *Team Concept*, e Inversor *Multi-String* foram as topologias descentralizadas apresentadas.

A topologia centralizada, primeira desenvolvida para aplicação em sistemas fotovoltaicos, apresenta um apelo econômico com relação ao custo do inversor centralizado, porém apresenta desvantagens no aproveitamento da energia quando comparada com as topologias com estágio de entrada descentralizado.

Desta forma, a topologia escolhida mais apropriada para implementação do sistema proposto foi a Inversor *Multi-String*, pois reuni características vantajosas da utilização de um único inversor e de vários conversores CC-CC extraíndo energia de arranjos PV independentes, possibilitando que o rastreamento do ponto de máxima potência seja realizado de forma descentralizada para cada painel ou arranjo de painéis, elevando a eficiência do sistema em condições de radiação desigual nos painéis ou diferenças nas características elétricas dos mesmos.

CAPÍTULO 3 - MODOS DE OPERAÇÃO DO SISTEMA PV

3.1 Introdução

Como uma alternativa para as desvantagens relacionadas à topologia centralizada apresentada no capítulo anterior, um sistema fotovoltaico isolado que implementa no estágio de entrada uma configuração distribuída de energia é apresentado neste capítulo. Por se tratar de um sistema não conectado a rede elétrica o uso de um banco de baterias se faz necessário, desta forma, um conversor bidirecional é adicionado paralelamente ao sistema fotovoltaico com a função de realizar a interface entre o banco de baterias e o barramento CC.

Esta configuração provê uma melhor utilização da energia gerada pelos painéis por meio de um rastreamento individualizado do ponto de máxima potência, assim como um melhor gerenciamento da energia armazenada no banco de baterias, com o objetivo de prolongar a vida útil das baterias reduzindo assim os custos com manutenção.

Ao longo de um dia completo de operação, um sistema fotovoltaico pode operar sob condições que variam desde ausência total de radiação solar a picos de radiação que superam a demanda por energia e situações em que as baterias estão plenamente carregadas a completamente descarregadas. Desta forma, se faz necessário prever todas estas possibilidades de operação. Pensando nisso este capítulo apresenta uma descrição detalhada de todos os modos de operação em que o sistema pode operar.

Com o objetivo de perceber em que situação cada modo de operação deve estar ativo, um sistema de supervisão do sistema PV, o qual se baseia nas leituras da tensão do barramento CC (V_{CC}), tensão de baterias (V_{Bat}) e corrente de carga de baterias (I_{Bat}), é apresentado na forma de fluxograma. Dois exemplos de perfis de radiação solar e carga são apresentados com o objetivo de analisar a ocorrência dos modos de operação ao longo do dia.

3.2 Sistema fotovoltaico descentralizado

A configuração descentralizada para sistemas fotovoltaicos foi desenvolvida para ser utilizada no “*1000 Roofs Program*”, programa criado pelo governo alemão na década de 90 cujo objetivo foi o de promover o uso de tecnologias PV para geração de energia e incentivar a pesquisa e o desenvolvimento científico desta tecnologia.

Como já mencionado no capítulo 2, esta configuração apresenta vantagens quando comparada com as configurações centralizadas, tais como melhor utilização da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos, uma vez que possui dois ou mais arranjos de painéis cada um com seu próprio conversor CC-CC. Esta característica provê uma considerável redução nos efeitos causados por diferenças de características elétricas entre os painéis ou sombreamento parcial, o qual pode alcançar um ganho de aproximadamente 20% de energia gerada pelo sistema [18].

O sistema fotovoltaico proposto para utilização em aplicações isoladas apresentado na Figura 3.1, é baseado na topologia desenvolvida para sistemas conectados a rede elétrica [27],[28]. Com a intenção de apresentar o funcionamento do sistema proposto, apenas dois arranjos de painéis fotovoltaicos foram implementados, porém o conceito de descentralização pode ser estendido para vários arranjos.

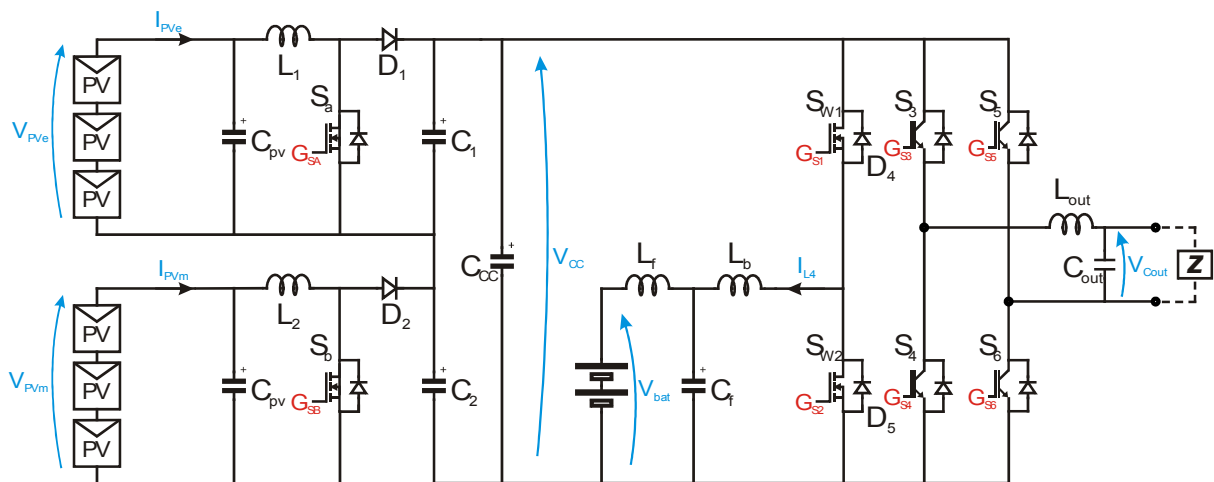


Figura 3.1 Sistema fotovoltaico descentralizado isolado.

O barramento CC é formado pela conexão série das saídas de todos os conversores *Boost* CC-CC de entrada. No exemplo a ser estudado neste trabalho, dois conversores são utilizados para extrair energia dos arranjos fotovoltaicos, os quais são responsáveis por realizar o rastreamento do ponto de máxima potência do seu respectivo arranjo. Porém, em algumas situações de funcionamento se faz necessário trabalhar com o arranjo de painéis fotovoltaicos fora do ponto de máxima potência. Pensando nisso, os conversores *Boost* de entrada sofrem uma diferenciação, o conversor superior é denominado conversor escravo enquanto que o conversor inferior recebe o nome de mestre. Esta diferenciação entre os conversores de entrada é necessária uma vez que existem situações em que toda energia disponibilizada pelos arranjos excede a demanda por energia da carga e baterias. Desta forma,

um por vez, os conversores *Boost* de entrada deslocam o ponto de operação do seu respectivo arranjo PV do MPP para um ponto onde a energia total gerada se iguala a demanda total do sistema.

O conversor escravo recebe este nome uma vez que é o primeiro a perder a função de rastrear a máxima potência e leva o ponto de operação do arranjo para fora do MPP, de acordo com a necessidade, já o conversor mestre só altera o seu modo de controle depois que o conversor escravo já estiver totalmente desabilitado. As chaves semicondutoras S_a e S_b são responsáveis pelo controle dos conversores escravo e mestre, respectivamente.

Em conexão paralela com o barramento CC, o sistema proposto apresenta um conversor CC-CC bidirecional que realiza a interface entre o barramento e o banco de baterias do sistema, ele é composto por um braço com duas chaves semicondutoras bidirecionais e um filtro T [29],[30], o qual minimiza as ondulações de corrente durante o processo de carga do banco de baterias.[29],[30]

O conversor bidirecional pode operar em dois modos de funcionamento, isso é, como conversor *Buck* quando se faz necessário carregar o banco de baterias (chave S_{W1} alternadamente com diodo em antiparalelo com a chave S_{W2}), e como um conversor *Boost* quando a energia armazenada no banco de baterias supre inteiramente ou parcialmente a demanda de potência da carga (chave S_{W2} alternadamente com diodo em antiparalelo com a chave S_{W1}).

De maneira a minimizar a ondulação de alta frequência presente na tensão e corrente do banco de baterias, um filtro T é implementado e seu projeto apresentado no anexo A, a inclusão deste filtro tem por objetivo elevar a vida útil do banco de baterias do sistema [29].

Um inversor *Full-Bridge* conectado ao barramento CC é usado para alimentação das cargas. A síntese da forma de onda senoidal de saída, o rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos e o controle do conversor bidirecional são realizados por um algoritmo de controle digital implementado por meio de uma *Xilinx* FPGA.

Figura 3.2 apresenta um diagrama de blocos simplificado do sistema implementado o qual é utilizada ao longo deste capítulo, de forma a facilitar o entendimento dos modos de operação apresentados na seção seguinte.

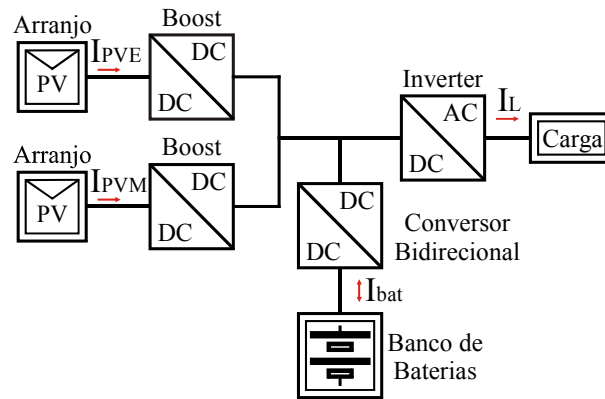


Figura 3.2 Representação por diagrama de blocos do sistema descentralizado.

3.3 Descrição dos modos de operação

Neste sistema o objetivo do controle é manter a tensão no barramento CC regulada em torno de um valor nominal V_N . Por esta razão, o sistema de controle deve garantir o balanço de potência no barramento CC para todas as situações. Entretanto, o fluxo de entrada e saída de potência do barramento CC depende dos níveis de radiação solar, estado de carga do banco de baterias e demanda de potência imposta pela carga, assim o balanço de potência é garantido de acordo com a equação abaixo:

$$P_{VM} + P_{VE} + P_{Bat} = P_L \quad (3.1)$$

Onde P_{VM} e P_{VE} representam a potência extraída dos arranjos fotovoltaicos pelos conversores mestre e escravo, respectivamente, P_{Bat} é a potência extraída (+) ou injetada (-) no banco de baterias e P_L representa a potência entregue às cargas conectadas ao sistema fotovoltaico.

A partir da análise de todas as possíveis condições de funcionamento a operação do sistema implementado é classificada em sete diferentes modos de operação, como descritos a seguir.

3.3.1 Modo 1

O modo de operação 1 descreve o comportamento do sistema em situações em que a energia gerada pelos arranjos de painéis fotovoltaicos é exatamente a energia necessária para suprir a demanda de potência imposta pelas cargas.

Quando este modo de operação ocorre, os conversores de entrada mestre e escravo operam com o algoritmo MPPT e a máxima potência é extraída dos arranjos. Já o conversor bidirecional está desabilitado uma vez que não há falta ou excesso de energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

O diagrama de blocos para o modo de operação 1 é apresentado na Figura 3.3.

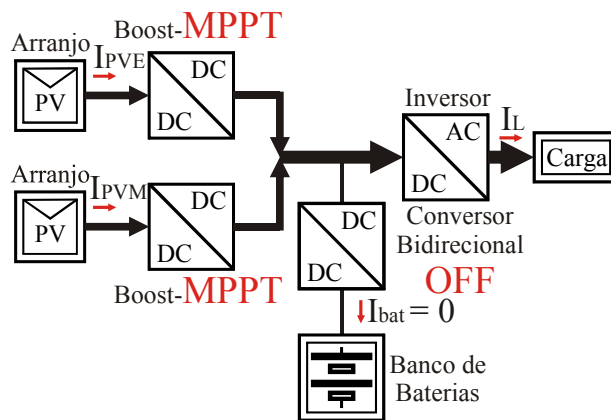


Figura 3.3 Diagrama de blocos - Modo 1.

O modelo de regulação equivalente para o modo de operação 1 é apresentado na Figura 3.4. Os conversores *Boost* de entrada são representados por uma fonte de corrente não controlada uma vez que estão com a função MPPT ativa e não possuem a capacidade de regular o barramento CC. O conversor bidirecional está desligado.

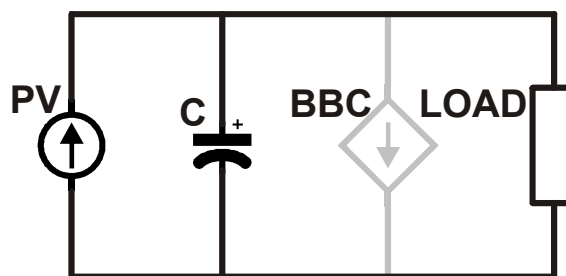


Figura 3.4 Modelo de regulação equivalente, modo de operação 1.

3.3.2 Modo 2

O segundo modo de operação compreende as situações onde a energia extraída dos painéis fotovoltaicos não é suficiente para satisfazer a demanda de potência da carga. Nessas situações o conversor bidirecional é ativado no modo *Boost* (chave S_{W2} alternadamente com diodo em antiparalelo com a chave S_{W1}) e a energia complementar necessária para alimentar completamente as cargas é retirada do banco de bateria, mantendo assim, o balanço de potência em (3.1).

Toda energia fotovoltaica disponível é utilizada com este modo de operação, desta forma os conversores escravo e mestre estão ativos com a função de rastreamento do ponto de máxima potência MPPT.

O diagrama de blocos para o modo de operação 2 é representado na Figura 3.5.

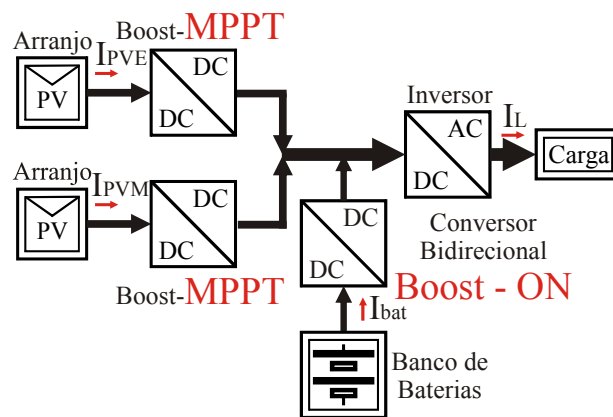


Figura 3.5 Diagrama de blocos - Modo 2.

Este modo de operação não permanece ativo indefinidamente, uma vez que o banco de baterias possui uma autonomia limitada, desta forma, sempre que o nível de tensão das baterias atingir um valor mínimo, o qual não comprometa a integridade das mesmas, o conversor bidirecional é ativado na função *Buck*, utilizando a energia gerada pelos painéis para carregar o banco de baterias, e o inversor é desabilitado. O inversor permanecerá desligado até que a geração de energia por meio dos arranjos fotovoltaicos seja suficiente para manter o equilíbrio de energia do sistema. Outra opção é definir níveis de prioridade para as cargas conectadas ao sistema, de maneira manter o sistema operando e suprindo energia somente para as cargas mais importantes.

O modelo de regulação equivalente para este modo de operação é apresentado na Figura 3.6, onde se percebe os conversores *Boost* de entrada sendo representados por uma

fonte de corrente não controlada, pois o algoritmo MPPT está ativo, e o conversor bidirecional representado como uma fonte de corrente controlada e com o sentido de corrente de forma a extrair potência das baterias, uma vez que é ele quem possui a função de manter o equilíbrio de energia.

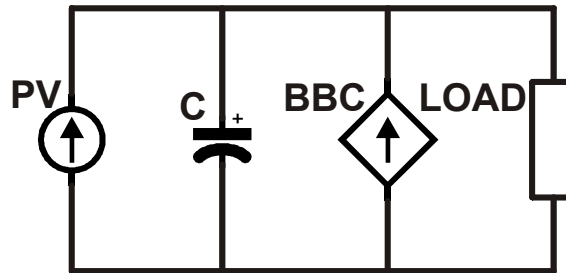


Figura 3.6 Modelo de regulação equivalente, modo de operação 2.

3.3.3 Modo 3

O modo de operação 3 representa o sistema implementado quando a energia gerada pelos painéis PV é maior que a demanda de energia da carga e o banco de baterias necessita de carga, desta forma ativa-se o conversor bidirecional com o modo *Buck* e o banco de baterias é carregado com o excedente da energia gerada pelos painéis de forma a satisfazer o balanço de potência da equação (3.1). Neste modo de operação os conversores mestre e escravo permanecem com a função MPPT ativa.

A Figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos equivalente para o modo de operação 3.

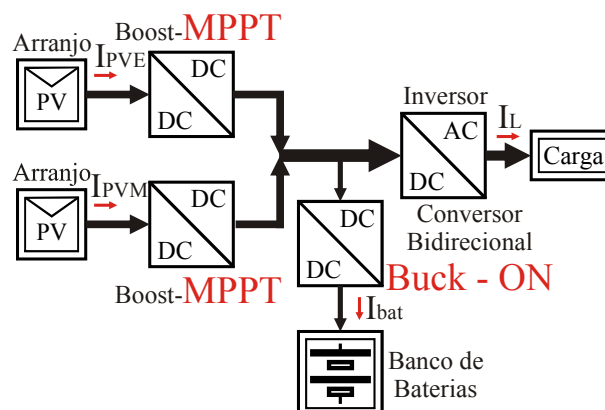


Figura 3.7 Diagrama de blocos - Modo 3.

O método de carga do banco de baterias será abordado no capítulo posterior, porém é válido adiantar que quando o conversor bidirecional está ativo no modo *Buck*, existem duas

possibilidades de controle, malha de corrente ou malha de tensão. A decisão de qual malha deve controlar o conversor bidirecional depende do nível de tensão do banco de baterias. No modo de operação 3, a malha de corrente está ativa, já que com o controle da corrente de carga é possível controlar a potência injetada nas baterias de forma a assegurar o balanço de potência desejado. Com a operação da malha de tensão o conversor bidirecional não possui esta capacidade, pois a energia entregue ao banco de baterias não é controlado.

A Figura 3.8 apresenta o modelo de regulação equivalente para o modo de operação 3. Para a situação de carga das baterias com corrente constante e menor que a corrente máxima de saturação, os conversores *Boost* de entrada são representados por uma fonte de corrente não controlada, MPPT ativo, e o conversor bidirecional é representado por uma fonte de corrente controlada com sentido representativo à carga das baterias.

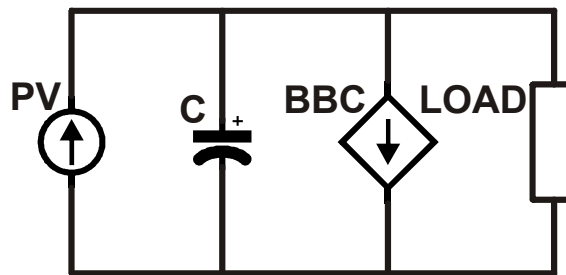


Figura 3.8 Modelo de regulação equivalente. Modo – 3, malha de corrente.

3.3.4 Modo 4

Este modo de operação ocorre quando, da mesma forma que o modo anterior, existe um excesso de energia gerada pelos painéis, porém o banco de bateria está completamente carregado, desta forma nenhuma energia é entregue ao banco de baterias e o conversor bidirecional está desabilitado ou operando na etapa de controle da tensão durante a carga das baterias. Outra condição para o modo de operação 4 é que a potência necessária para alimentar as cargas é maior que a potência gerada por um dos conversores *Boost* de entrada.

Devido a isto, o balanço de potência do barramento CC é alcançado através do desligamento do algoritmo MPPT do conversor escravo. Este conversor opera agora com o modo de regulação do barramento CC (*DCBR – DC Bus Regulation*). Isto significa que o conversor operando com este modo de controle desloca o ponto de operação do arranjo fotovoltaico do ponto de máxima potência e determina o novo ponto de operação de acordo com as necessidades da carga, mantendo assim, o balanço de energia do sistema implementado.

O diagrama de blocos para o modo de operação 4 é representado na Figura 3.9.

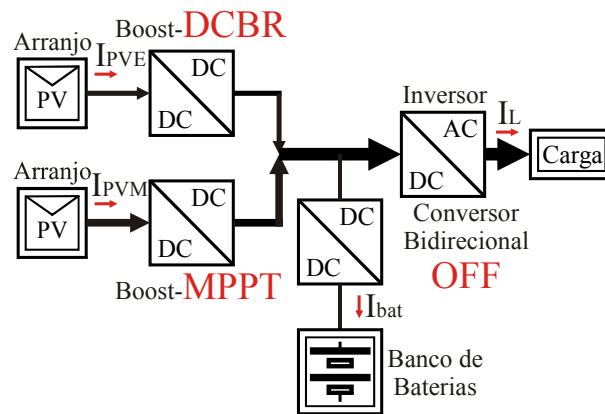


Figura 3.9 Diagrama de blocos - Modo 4.

3.3.5 Modo 5

Este modo de operação também ocorre quando há um excesso de energia gerada pelos painéis fotovoltaicos e o banco de baterias está completamente carregado e, por este motivo, o conversor bidirecional continua desabilitado também para este modo de operação. A diferença deste modo para o anterior é que a energia demandada pela carga é inferior à energia gerada por um dos arranjos fotovoltaicos. Nesse caso, o conversor escravo de entrada é totalmente desligado e agora é a vez do conversor mestre desabilitar a função MPPT e assumir a função DCBR, deslocando o ponto de operação do arranjo conectado do ponto de MPP e levando ao ponto no qual a energia extraída dos painéis é igual à energia consumida pela carga.

A Figura 3.10 corresponde ao diagrama de blocos representativo ao modo de operação 5.

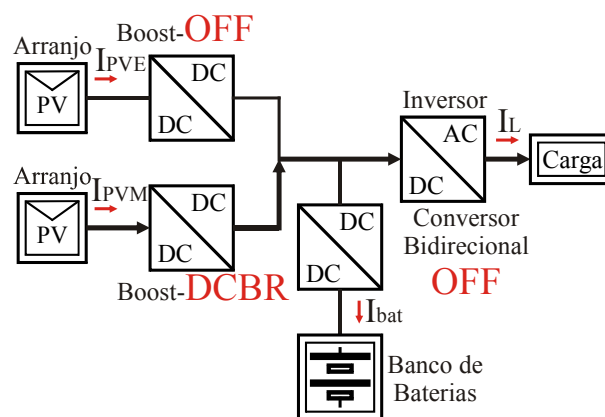


Figura 3.10 Diagrama de blocos - Modo 5.

O modelo de regulação equivalente para situações em que a função DCBR está ativa, e o conversor bidirecional está desligado, modos 4 e 5, é apresentado na Figura 3.11. Para o modelo abaixo os conversores *Boost* de entrada são representados por uma fonte de corrente controlada e o conversor bidirecional está desligado uma vez que o banco de baterias não necessita de carga.

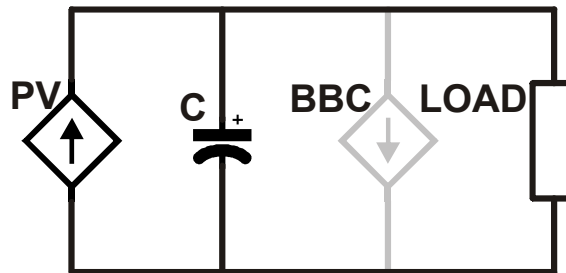


Figura 3.11 Modelo de regulação equivalente para os modos 4 e 5.

3.3.6 Modo 6

Outra possibilidade de operação que altera o estado de funcionamento dos conversores *Boost* de entrada ocorre quando existe um excesso de energia disponível no sistema, o conversor bidirecional está ativo carregando o banco de baterias (função *Buck*), porém a diferença entre a energia gerada pelos arranjos e a energia entregue a carga somada com a energia entregue ao banco de baterias é tal que a corrente de carga das baterias está saturada em um limite máximo aceitável.

Similarmente ao modo de operação 4, o somatório da energia fornecida às cargas juntamente com a energia entregue as baterias é maior que a energia gerada por um dos arranjos fotovoltaicos.

Com a corrente de carga saturada o conversor bidirecional perde a capacidade de regular o barramento CC, isto é, manter o balanço de energia do sistema. Desta forma, o conversor escravo desabilita a função de rastreamento do ponto de máxima potência e ativa a função DCBR, deslocando o ponto de operação do arranjo conectado a ele de forma a extrair dos painéis solares somente a potência necessária para alimentar as cargas e carregar as baterias.

O diagrama de blocos correspondente ao modo de operação 6 é apresentado na Figura 3.12.

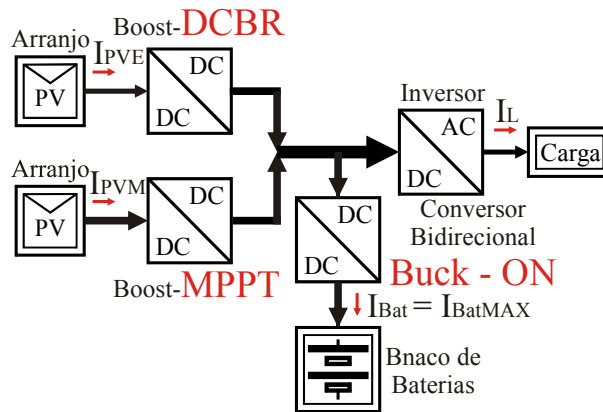


Figura 3.12 Diagrama de blocos - Modo 6.

3.3.7 Modo 7

Nesse modo de operação o sistema implementado pode trabalhar em situações semelhantes às observadas no modo 6, uma vez que há um excesso de energia gerada pelos painéis e o conversor bidirecional está ativo carregando o banco de baterias com a corrente de carga saturada em seu valor máximo. A diferença observada para este modo de operação é que a potência necessária para alimentar as cargas e carregar o banco de bateria com a máxima corrente é menor que a potência fornecida por um único arranjo de painéis. Desta forma, o conversor escravo é totalmente desabilitado enquanto que o conversor mestre troca a função de MPPT e passa a regular o barramento CC, retirando do arranjo uma energia menor do que a disponível, mas igual à necessária para satisfazer as cargas e carregar as baterias com a máxima corrente possível.

A Figura 3.13 corresponde ao diagrama de blocos representativo ao modo de operação 7.

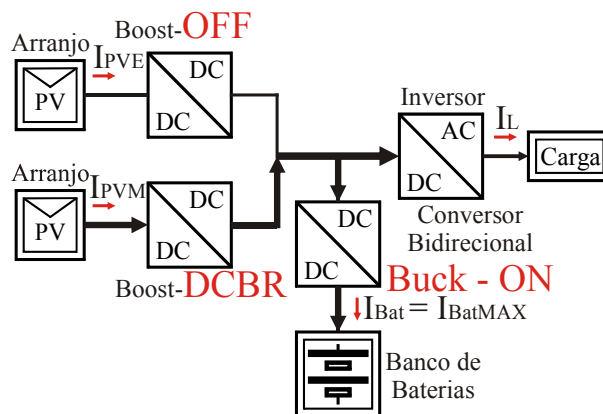


Figura 3.13 Diagrama de blocos - Modo 7.

O modelo de regulação equivalente para os modos de operação 6 e 7 é apresentado na Figura 3.14. Nele, os conversores *Boost* de entrada são representados por uma fonte de corrente controlada, uma vez que estão com a função DCBR ativa, e o conversor bidirecional é representado por uma fonte de corrente não controlada, já que está carregando baterias com corrente constante, porém limitada em seu valor máximo.

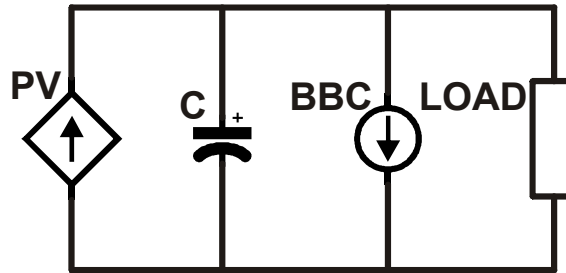


Figura 3.14 Modelo de regulação equivalente dos modos 6 e 7.

Este modelo de regulação equivalente é utilizado para o processo de carga das baterias durante o tempo em que a malha de tensão está ativa. Uma vez que nestas situações o conversor bidirecional perde a capacidade de regulação do barramento CC, o mesmo é representado por uma fonte de corrente não controlada. Desta forma, conclui-se que sempre que o processo de carga das baterias terminar, transição da malha de corrente para a malha de tensão, os conversores *Boost* de entrada encarregam-se de regular o barramento CC no valor especificado, e um deles entra em modo DCBR.

3.3.8 Perfil diário de radiação e modos de operação

Como observado nas seções anteriores os modos de operação do sistema implementado alternam-se de acordo com o nível de radiação solar, da demanda de energia imposta pelas cargas e do estado de carga do banco de baterias. Com o intuito de exemplificar a ocorrência dos modos de operação durante um dia normal de operação, escolheu-se o perfil de radiação solar correspondente a um dia de sol do mês de dezembro para a cidade de Santa Maria - RS, Brasil [31], e um perfil constante de carga ao longo do dia igual a 0,2kWh.

A Figura 3.15, intitulada situação 1, apresenta a ocorrência dos modos de operação para a situação explicada acima. Os números correspondem aos modos de operação ativos durante o dia.

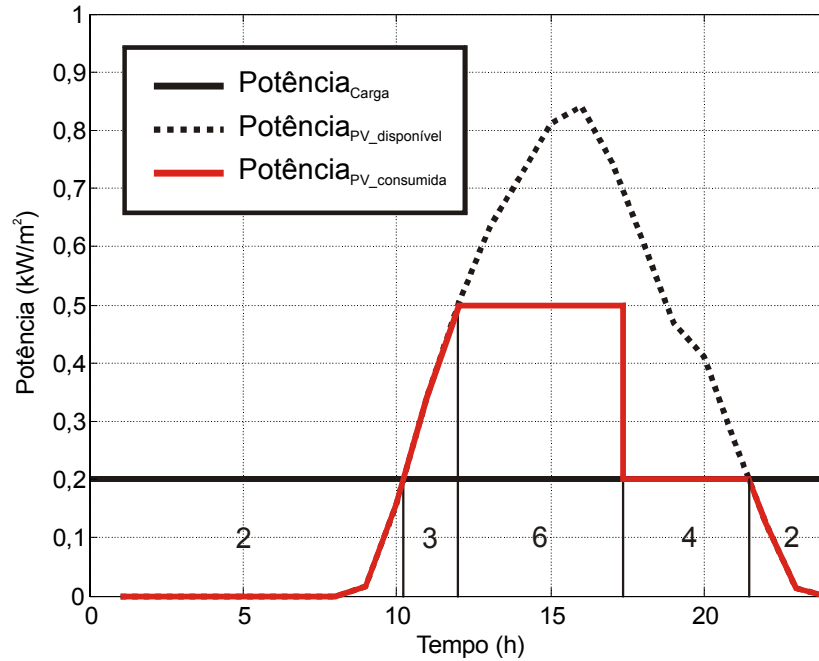


Figura 3.15 Ocorrência dos modos de operação, situação 1.

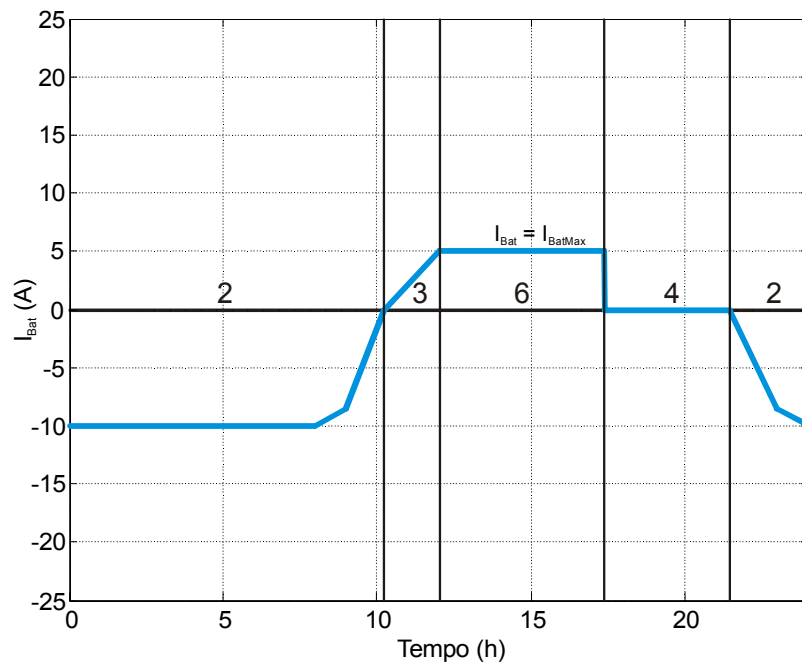


Figura 3.16 Corrente de bateria, situação 1.

Para a situação 1, podem ocorrer os 7 modos de operação ao longo de um dia. O modo de descarga do banco de baterias, modo 2, ocorre durante a noite e em períodos de pouca irradiação solar, e os modos de carga das baterias ocorrem durante as horas do dia em que o sol é mais intenso.

Onde se observa a ocorrência dos modos de operação 4 e 6 poderiam também ocorrer os modos 5 e 7, respectivamente, uma vez que são muito semelhantes e dependem apenas das condições de carga.

A Figura 3.16 apresenta o perfil da corrente de bateria durante o decorrer do dia com a alternância entre os modos de operação onde se observa a corrente extraída do banco de baterias durante o modo de operação 2, a corrente variável injetada nas baterias no modo 3, a corrente de carga saturada no valor máximo durante a ocorrência dos modos de operação 6 e 7 e uma vez que o conversor bidirecional está desabilitado durante os modos 4 e 5 observa-se corrente de bateria igual a zero durante a ocorrência destes modos.

Inúmeras são as possibilidades de perfis de radiação e carga. O exemplo 2 compreende uma situação em que o perfil de radiação é mantido o mesmo da situação 1, porém o perfil de carga é modificado para o apresentado na Figura 3.17, este perfil de carga é similar a um perfil de demanda de energia de um estabelecimento comercial, onde as principais cargas são equipamentos de ar condicionado e iluminação, nos quais o pico de demanda coincide com o pico de radiação solar. Nota-se a possibilidade de redução do banco de baterias, para uma mesma autonomia, para este tipo de aplicação, uma vez que a intensidade do processo de descarga das baterias é minimizada.

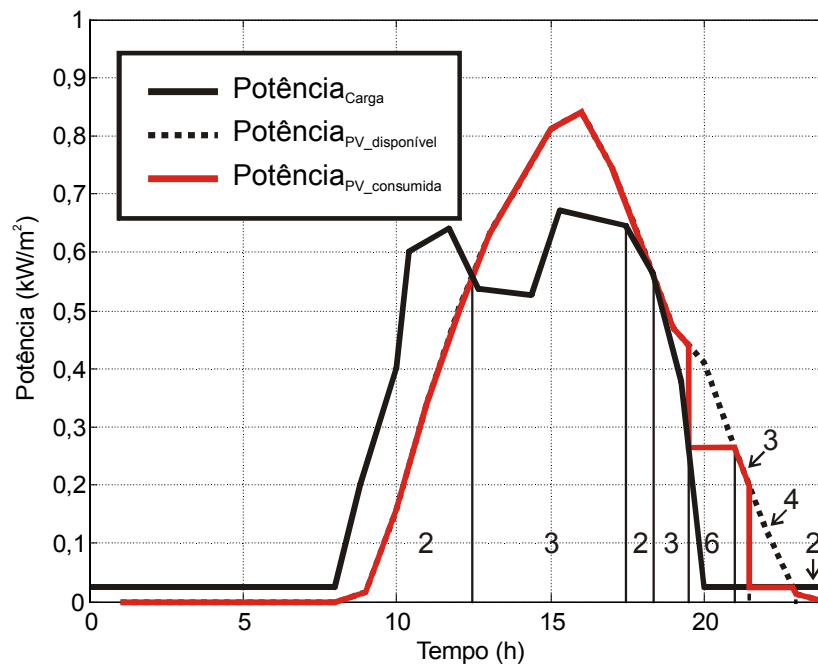


Figura 3.17 Ocorrência dos modos de operação, situação 2.

3.4 Controle de supervisão

As possibilidades de ações de controle para cada conversor presente no sistema implementado são sumarizadas no diagrama de blocos apresentado na Figura 3.18, tais possibilidades correspondem as posições das chaves S_A (*Boost* de entrada escravo), S_B (*Boost* de entrada mestre), S_{W1} (*Boost* bidirecional) e S_{W2} (*Buck* bidirecional).

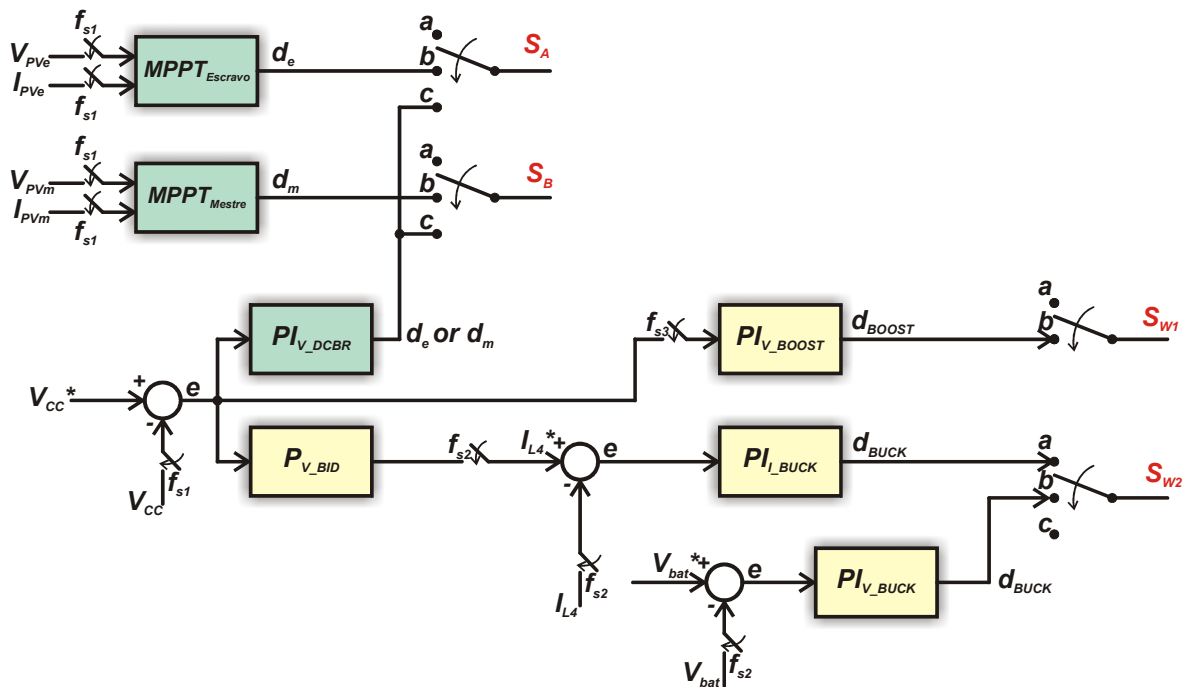


Figura 3.18 Diagrama de blocos - Controle dos conversores.

A estratégia de controle considera três possibilidades para ambos os conversores *Boost* de entrada: modo MPPT (posição “b”), modo DCBR (posição “c”) e modo desligado (posição “a”).

O modo MPPT é usado em situações em que não há excesso de energia gerada, para extrair a máxima potência de cada arranjo de painéis. Por outro lado, o modo DCBR é usado para regular o barramento CC quando os painéis fotovoltaicos podem suprir mais potência do que o inversor e as baterias estão demandando. Neste caso, os painéis provêm a energia exata para garantir o balanço de potência da equação (3.1).

Similarmente, o conversor bidirecional pode operar de dois modos: *Buck* (S_{W2}) e *Boost* (S_{W1}). O modo *Buck* é usado para carregar o banco de baterias quando os arranjos PV proporcionam mais potência do que o inversor demanda, evidentemente este modo é desabilitado se as baterias estiverem plenamente carregadas. Já o modo *Boost* é utilizado

quando os painéis não podem prover energia suficiente para alimentar as cargas. Desta forma, as baterias são responsáveis pela energia suplementar para manter o barramento CC regulado.

Pela análise da Figura 3.18 percebe-se que para o conversor *Boost* bidirecional, existem duas possibilidades: desligado (posição “a”) e ligado de forma a controlar o processo de descarga do banco de baterias através do erro do barramento CC (posição “b”). Já para o conversor bidirecional no modo *Buck*, três são as possibilidades: desligado (posição “c”), ativo controlando a corrente de carga com base no erro de V_{CC} (posição “a”) e ativo controlando a tensão de flutuação sobre o banco de baterias (posição “b”).

De maneira a coordenar a transição entre os modos de operação são definidos diferentes valores de referência para a tensão do barramento CC. A Figura 3.19 ilustra seis níveis de tensão em torno de um valor nominal nos quais ocorrem as transições entre os modos de operação. Estes valores são ordenados de acordo com (3.2).

$$V_{L3} < V_{L2} < V_{L1} < V_N < V_{H1} < V_{H2} < V_{H3} \quad (3.2)$$

A necessidade dos níveis de tensão será analisada ao longo deste capítulo.

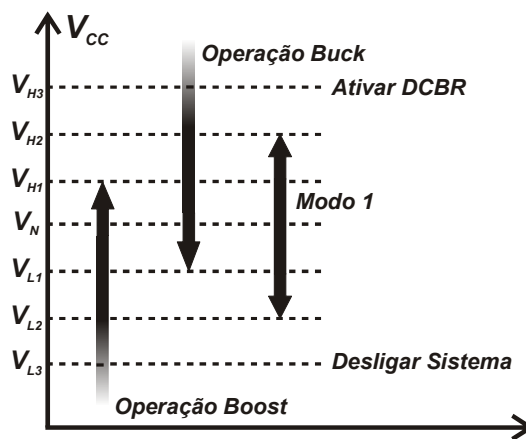


Figura 3.19 Níveis de tensão do barramento CC.

A Figura 3.20 apresenta o fluxograma que descreve o controle de supervisão do sistema implementado. Esta figura apresenta a estratégia de transição entre os modos de operação descritos anteriormente de acordo com os níveis de tensão da Figura 3.19.

A decisão de qual modo de operação deve atuar em uma determinada condição de radiação solar, de demanda de energia imposta pela carga e do estado de carga do banco de baterias, é feita de acordo com a leitura de três variáveis do sistema medidas periodicamente,

a tensão no barramento CC (V_{CC}), a tensão do banco de baterias (V_{Bat}) e a corrente de carga do banco de baterias (I_{Bat}) que é medida no indutor L_f .

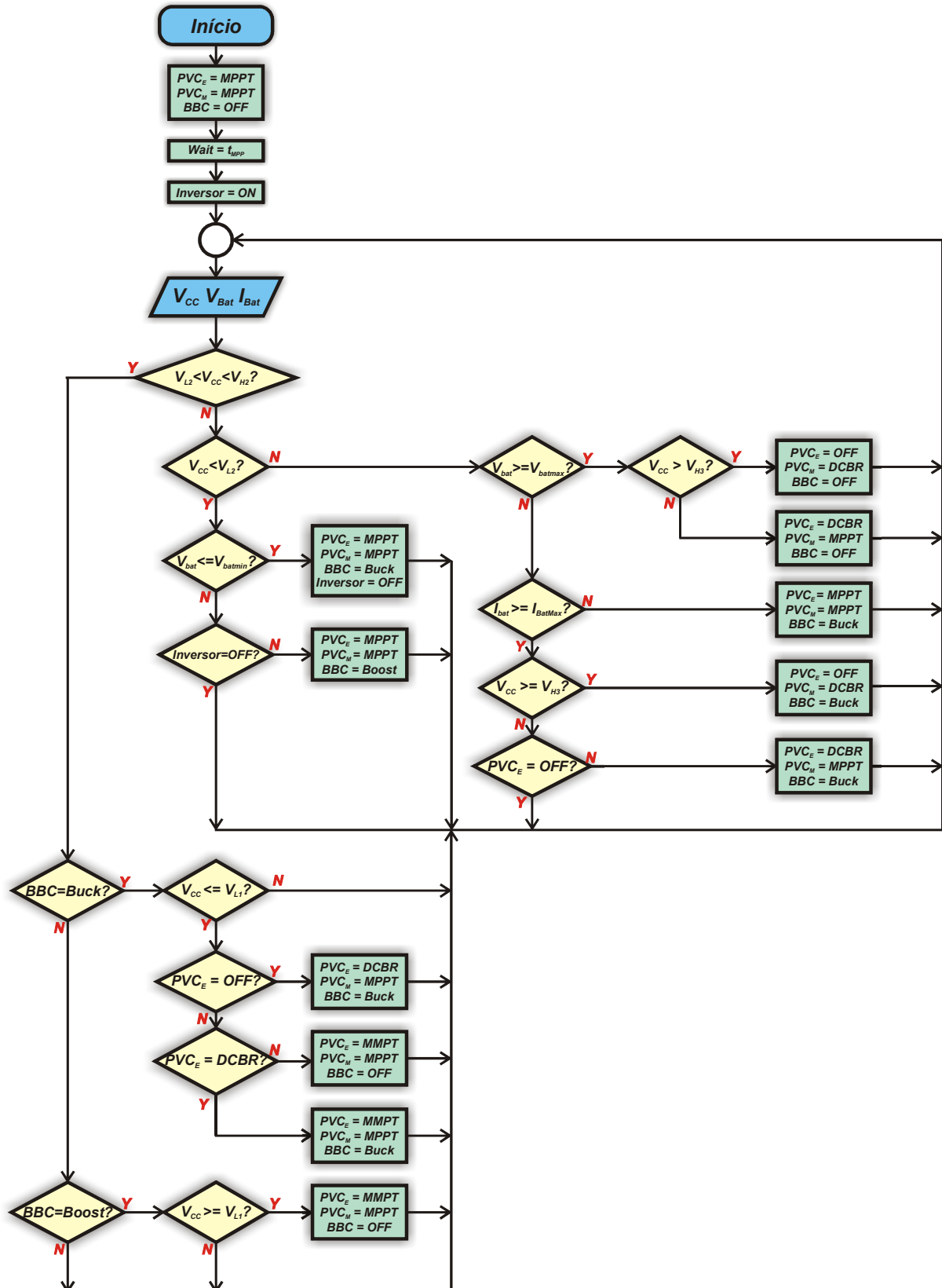


Figura 3.20 Fluxograma de transição entre os modos de operação.

Durante a inicialização do sistema, os conversores *Boost* de entrada, aqui denominados PVC_M e PVC_S estão ativos na função MPPT. Assim, durante um curto período de tempo o conversor bidirecional e o inversor estão desabilitados aguardando o processo de rastreamento do ponto de máxima potência entrar em regime permanente. Após o atendimento desta condição o inversor é habilitado.

De posse dos valores medidos de V_{CC} , V_{Bat} e I_{Bat} o fluxograma irá definir o modo de operação. Se após o rastreamento do MPP, a condição (3.3) for satisfeita o sistema passa a operar no modo 1 e o conversor bidirecional permanece desligado.

$$V_{L2} \leq V_{CC} \leq V_{H2} \quad (3.3)$$

Porém, se a condição (3.4) for satisfeita o sistema avalia o nível de carga do banco de baterias e se este se mostrar apropriado o conversor bidirecional é habilitado no modo *Boost*.

$$V_{CC} < V_{L2} \quad (3.4)$$

Caso o nível da tensão de barramento seja maior que o máximo estipulado, conforme (3.5), e a leitura de V_{Bat} mostrar que o banco de baterias necessita de carga, o conversor bidirecional é habilitado na função *Buck*, usando o excedente de energia para carregar as baterias.

$$V_{CC} > V_{H2} \quad (3.5)$$

Após o primeiro modo de operação ser definido, as variáveis medidas continuam a demonstrar as condições de energia gerada, carga e estado das baterias, de modo a que o sistema opere no modo adequado para as condições existentes no momento. Desta forma o conversor bidirecional, quando ativo no modo *Boost*, será desligado se a condição (3.6) for satisfeita.

$$V_{CC} > V_{H1} \quad (3.6)$$

Entretanto, se o conversor bidirecional estiver ativo na função *Buck* e a condição (3.7) for satisfeita ele passa a não operar.

$$V_{CC} < V_{L1} \quad (3.7)$$

A presença de dois níveis inferiores, V_{L1} e V_{L2} , e dois superiores, V_{H1} e V_{H2} , ao valor nominal do barramento CC, se faz necessária de forma a permitir níveis pré-definidos de oscilações da tensão V_{CC} sem que haja ligamento ou desligamento indesejado do conversor bidirecional.

É válido ressaltar que quando o conversor bidirecional está ativo no modo *Buck* outro fluxograma, com as características do método de carga utilizado, assume a função de decidir se o conversor bidirecional atua para controlar a corrente de carga ou para impor uma tensão de flutuação. Tal fluxograma é apresentado no próximo capítulo.

Embora o conversor bidirecional, quando ativo, atue para regular o barramento CC com o intuito de manter o balanço de potência, existem situações onde isto não é possível, como a mostrada na equação (3.8).

$$P_{VM} + P_{VS} > P_{Bat} + P_L \quad (3.8)$$

Isto ocorre quando cargas leves estão conectadas ao inversor e/ou quando P_{Bat} (potência entregue ao banco de baterias) está limitada pela máxima corrente de carga. Nestas condições, a tensão do barramento CC tende a crescer indefinidamente resultando em danos ao sistema. Para impedir que isto aconteça, quando a equação (3.9) for satisfeita, os conversores escravo e mestre, alteram suas funções assumindo o papel de manter o barramento CC no seu valor nominal, o que significa que a máxima potência disponível nos painéis não esta sendo aproveitada.

$$V_{CC} > V_{H3} \quad (3.9)$$

O nível de tensão V_{L3} é definido como o nível no qual o sistema, arranjos fotovoltaicos e baterias, não têm capacidade de suprir a energia demandada pela carga, e então o sistema é totalmente desligado ou somente o inversor é desligado e o banco de baterias é carregado com a energia proveniente dos arranjos fotovoltaicos.

No presente trabalho, nenhuma definição foi feita com relação aos valores ideais dos níveis de tensão necessários para a transição dos modos de operação, apenas os valores de V_{H3} e V_{L3} são definidos de acordo com a máxima variação aceitável da tensão do barramento CC. Porém, algumas considerações podem ser feitas de modo a indicar uma tendência de como seria a melhor escolha destes níveis de tensão.

Uma vez que se deve aproveitar todo excesso de energia para carregar o banco de baterias, de forma a garantir o fornecimento de energia em períodos de pouca ou nenhuma radiação, o nível de tensão V_{H2} (responsável pela ativação da carga das baterias) pode ser definido próximo ao valor nominal de V_{CC} , por sua vez o valor de V_{L2} (responsável pela ativação da descarga do banco de baterias) pode ser definido mais afastado do valor de tensão nominal, de forma a evitar ao máximo a descarga do banco de baterias. Por fim, os valores de V_{L1} e V_{H1} (responsáveis pela desativação do processo de carga e descarga, respectivamente) devem ser escolhidos próximos ao V_{CC} nominal, mas respeitando a dinâmica das malhas de controle de forma a não serem atingidos durante o período transitório dos modos de operação.

3.5 Conclusão

O sistema fotovoltaico isolado apresentado é baseado no conceito descentralizado, onde o estágio de entrada é composto por dois ou mais arranjos de painéis fotovoltaicos, sendo que cada arranjo possui o seu próprio conversor *Boost* CC-CC o qual condiciona a energia proveniente dos painéis realizando, principalmente, o rastreamento do ponto de operação no qual a máxima potência é extraída da fonte primária. As vantagens de se usar um estágio de entrada descentralizado ficam evidentes quando se pensa em situações onde o nível de radiação solar não é o mesmo para todos os painéis fotovoltaicos, como por exemplo, durante um sombreamento parcial dos painéis, danos causados a algum arranjo ou envelhecimento dos mesmos [32].

Por se tratar de um sistema que não possui conexão com a rede pública de energia, um banco de baterias é incorporado ao sistema, e um conversor bidirecional conectado em paralelo com o barramento CC realiza a interface entre o banco de baterias e o barramento.

Um sistema com estas características deve ser capaz de manter um balanço de energia em qualquer situação em que as fontes, painéis PV e baterias, se encontrarem. Pensando nisto, neste capítulo foram apresentados todos os possíveis modos de operação do sistema implementado, as possibilidades de controle para cada conversor integrado ao sistema e exemplifica por meio de um fluxograma como a decisão sobre qual modo de operação deve

estar ativo é tomada. Tais decisões levam em conta as medidas realizadas periodicamente de V_{CC} , V_{Bat} e I_{Bat} , além disso são definidos níveis em torno do valor nominal de V_{CC} nos quais os modos de operação são ativados e desativados.

CAPÍTULO 4 - CONTROLE DOS CONVERSORES

4.1 Introdução

No capítulo anterior foram abordados todos os possíveis modos de operação em que o sistema implementado pode operar, sob todas as possíveis combinações de radiação solar, estado de carga do banco de baterias e demanda de potência das cargas. Como descrito, os modos de operação diferem entre si de acordo com o controle atuante em cada conversor. Como demonstrado na Figura 3.18 os conversores *Boost* de entrada podem ser controlados pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, MPPT, ou com o controle de tensão do barramento CC, DCBR. O conversor bidirecional pode atuar como conversor *Boost*, controlando a tensão do barramento CC durante a descarga do banco de baterias de forma a manter o balanço de energia. Por outro lado, pode atuar como conversor *Buck*, controlando a corrente de carga do banco de baterias com a função de regular o barramento CC ou impor uma tensão constante ao banco de baterias de modo a compensar a descarga natural do sistema armazenador de energia.

Dando sequência a este estudo, neste capítulo é apresentado o projeto dos compensadores utilizados em cada modo de operação, assim como o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência e o método de carga do banco de baterias.

Resultados de simulação para cada modo de operação são apresentados de forma a validar o projeto dos compensadores e o comportamento do algoritmo MPPT.

4.2 Algoritmo MPPT

4.2.1 Características de células fotovoltaicas

Células solares fotovoltaicas têm como característica principal a presença de um único ponto de operação onde a máxima potência é extraída. Em sistemas onde painéis fotovoltaicos são a principal fonte geradora de energia, fazer com que os painéis operem o mais próximo possível do ponto de máxima potência se torna imperativo. Para isto conversores CC-CC de diversas topologias são utilizados conectados diretamente aos arranjos fotovoltaicos com a função de rastrear este ponto.

As curvas características típicas de uma célula solar fotovoltaica são apresentadas na Figura 4.1 e Figura 4.2, tendo como parâmetro a radiação solar e temperatura [33],[34]. Os principais pontos destas curvas são: corrente de curto circuito (I_{SC}) ou a corrente máxima à tensão zero, tensão de circuito aberto (V_{OC}) ou a máxima tensão com corrente zero e como para cada ponto da curva I-V, o produto da corrente pela tensão fornece a potência de saída do painel para aquele ponto de operação, as coordenadas do ponto de máxima potência são V_{MPP} e I_{MPP} , MPP na Figura 4.1 e Figura 4.2.

As curvas características apresentadas representam um modelo ideal baseado em equações matemáticas para um painel de 80Wp, na prática percebe-se uma pequena variação de I_{SC} relacionadas às variações de temperatura de operação da célula fotovoltaica.

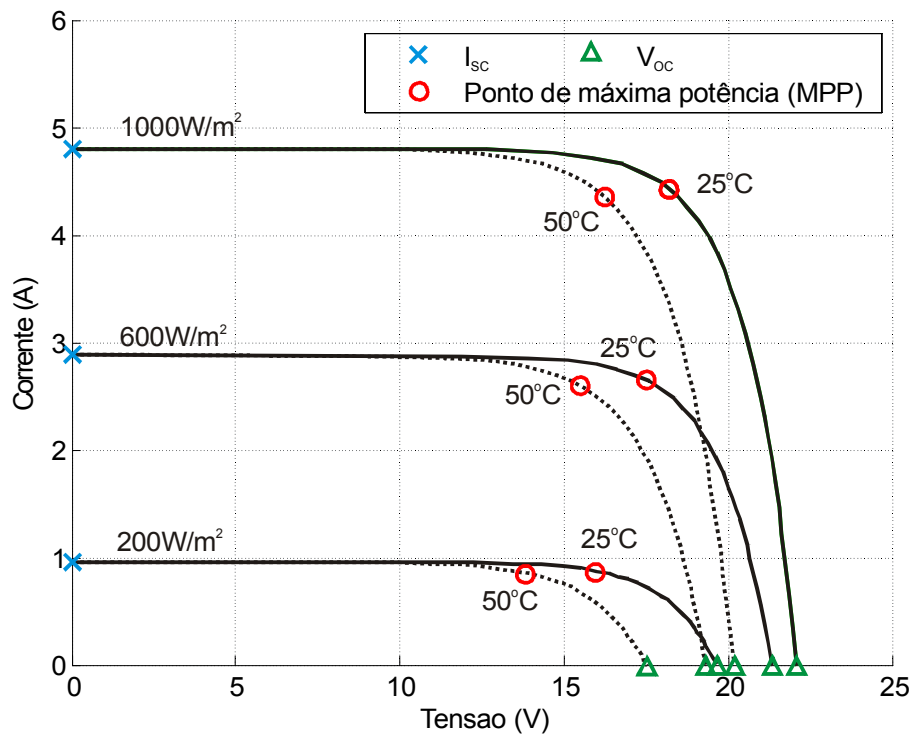


Figura 4.1 Curva característica IxV.

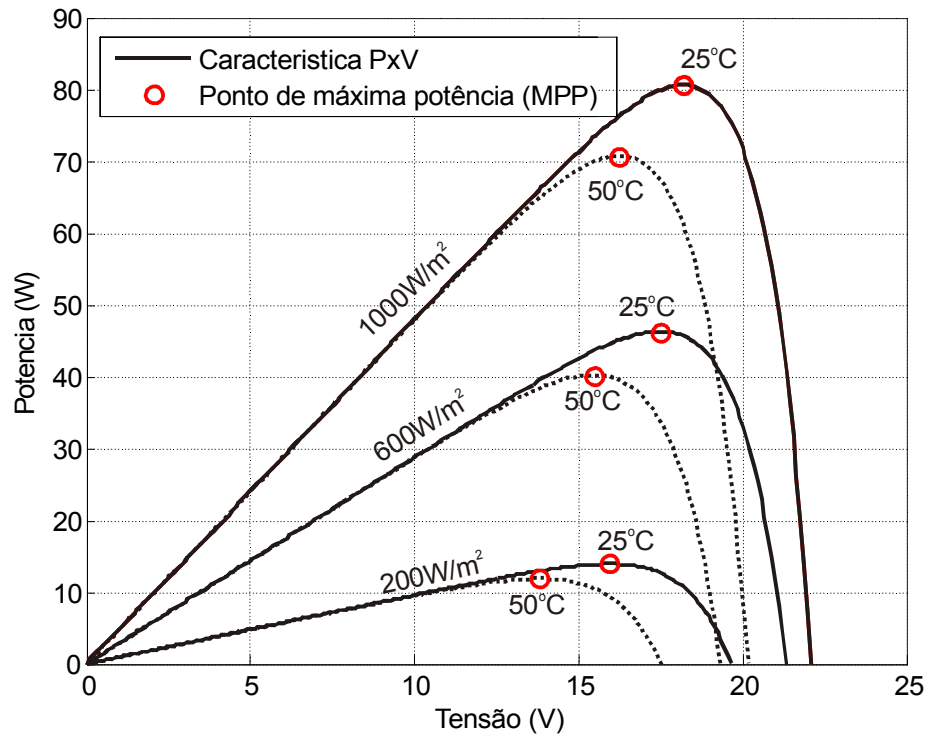


Figura 4.2 Curva característica P x V.

4.2.2 Algoritmo P&O convencional

A literatura apresenta uma gama de diferentes algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência. Os mais conhecidos e consolidados são:

- Tensão constante (CV, *Constant Voltage*);
- Perturbação e observação (P&O, *Perturbation and Observation*);
- Condutância incremental (IncCond, *Incremental Conductance*);

Com o intuito de definir as vantagens, desvantagens e eficiência das diferentes técnicas, também há na literatura diversos trabalhos que analisam em profundidade cada um dos algoritmos de rastreamento [35-37]. Esses métodos de rastreamento do ponto de máxima potência diferem-se pelos seguintes aspectos principais: velocidade de rastreamento, comportamento de regime permanente, número de sensores, resposta perante rápidas mudanças climáticas e comportamento quando submetidas a condições de sombreamento parcial [38-40].

No caso do sistema implementado é utilizado o algoritmo P&O, este algoritmo de rastreamento é largamente utilizado por ser simples, de fácil implementação e totalmente

independente das características elétricas do painel, podendo ser utilizado, sem ajustes, a qual qualquer tipo de painel fotovoltaico [41]. Baseado em mudanças da potência extraída dos painéis de acordo com variações na razão cíclica ou tensão de referência do conversor, o seu princípio é simples podendo ser descrito resumidamente como a seguir: se após uma variação na razão cíclica do conversor, em um determinado sentido, a potência extraída aumentar, a próxima perturbação será no mesmo sentido, caso contrário o sentido da próxima perturbação é o inverso da anterior.

A Tabela 4.1 sumariza o princípio de funcionamento desta técnica de rastreamento do ponto de máxima potência.

Tabela 4.1 Funcionamento Algoritmo P&O.

Perturbação	Mudança na potência	Próxima perturbação
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

Este algoritmo tem como característica oscilações em torno do ponto de máxima potência, reduzindo a eficiência da conversão de energia, o que pode ser minimizado quando se utiliza um passo pequeno de variação da razão cíclica. Porém, esta solução resolve somente o problema das oscilações em regime permanente uma vez que quando a perturbação é muito suave o tempo total de rastreamento fica prejudicado, comprometendo o desempenho do algoritmo perante rápidas alterações nas condições do ambiente.

Uma alternativa para solucionar tal problema é a utilização de um passo variável, grande durante o rastreamento inicial do ponto de máxima potência e menor quando o MPP for rastreado, permitindo rápido rastreamento e pequena oscilação em torno do MPP [42],[41].

É importante destacar que para a implementação desta técnica é necessário o uso de dois sensores, um sensor de corrente do painel e um sensor de tensão do painel.

4.2.3 Algoritmo P&O modificado

Para a aplicação em questão se fez uso de um passo de razão cíclica variável na implementação do algoritmo P&O, a variação do passo fica relacionada com a comparação entre a potência extraída dos painéis em um determinado instante com a potência extraída no instante anterior.

A Figura 4.3 apresenta o fluxograma representativo do algoritmo implementado no rastreamento do ponto de máxima potência.

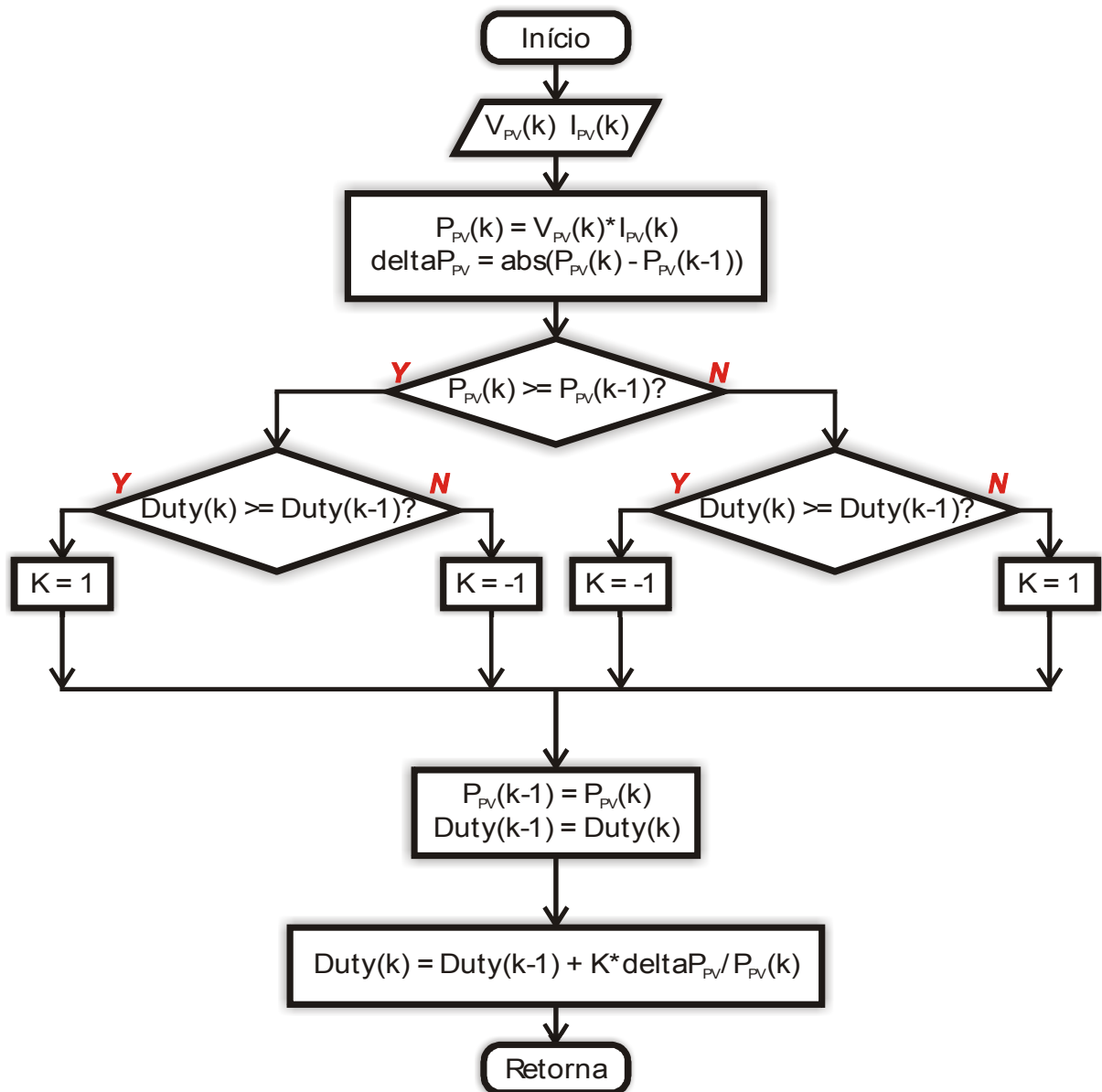


Figura 4.3 Fluxograma P&O com passo variável.

A diferença visível entre o algoritmo P&O convencional e o algoritmo modificado acontece no momento da definição da razão cíclica do conversor. Enquanto que no algoritmo convencional a razão cíclica varia de maneira uniforme, com passo fixo, no algoritmo modificado a variação na razão cíclica está relacionada com a diferença entre a potência em um determinado instante e a potência do instante anterior, a qual é menor perto do ponto de máxima potência, reduzindo o passo de razão cíclica e, conseqüentemente, as oscilações em torno do MPP. A constante K somente determina se o valor da razão cíclica deve aumentar ou diminuir.

A característica de tomada de decisão do algoritmo modificado tem o mesmo princípio do algoritmo P&O convencional, o qual é apresentado na Tabela 4.1.

4.2.4 Resultados de simulação

O algoritmo MPPT P&O modificado foi simulado operando em um conversor *Boost* alimentado por três painéis, modelo BP80, de 80W conectados em série.

Os resultados de simulação apresentam o comportamento do algoritmo P&O modificado e do algoritmo P&O convencional quando submetidos a uma variação brusca na radiação solar. Em um primeiro momento os painéis estão submetidos a uma radiação equivalente de 700W/m^2 , o que resulta em uma potência máxima extraída dos painéis de 160W, após um determinado tempo a radiação altera-se instantaneamente para 1000W/m^2 resultando em uma potência máxima de 240W.

As simulações foram desenvolvidas no *software* PSIM®, e os modelos utilizados para representar o comportamento do arranjo fotovoltaico [34], quando submetido a uma radiação de 700W/m^2 e 1000W/m^2 são apresentados na Figura 4.4 e Figura 4.5.

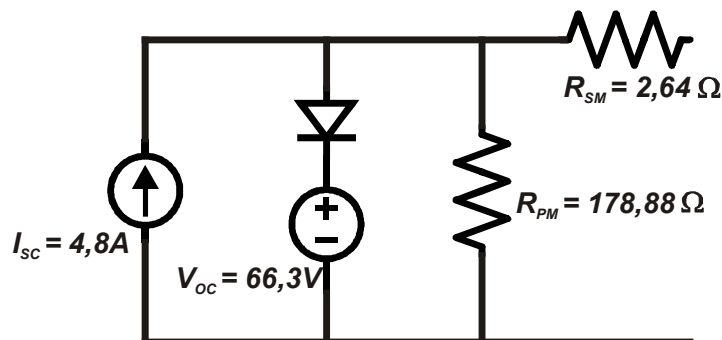


Figura 4.4 Modelo arranjo fotovoltaico @ 1000W/m^2 .

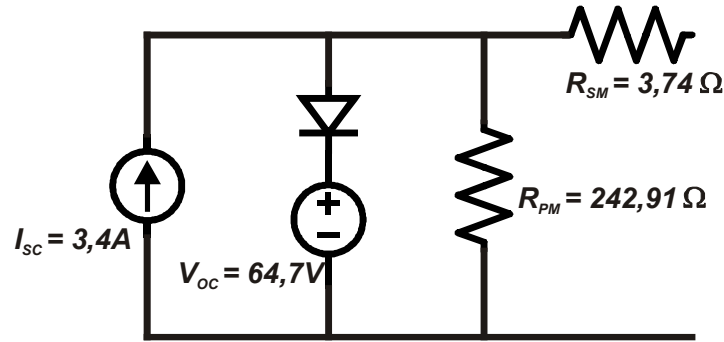


Figura 4.5 Modelo arranjo fotovoltaico @700W/m².

A Figura 4.6 apresenta a potência extraída do arranjo fotovoltaico quando a radiação solar alterna de 700W/m² para 1000W/m² e o algoritmo implementado é o P&O com passo fixo.

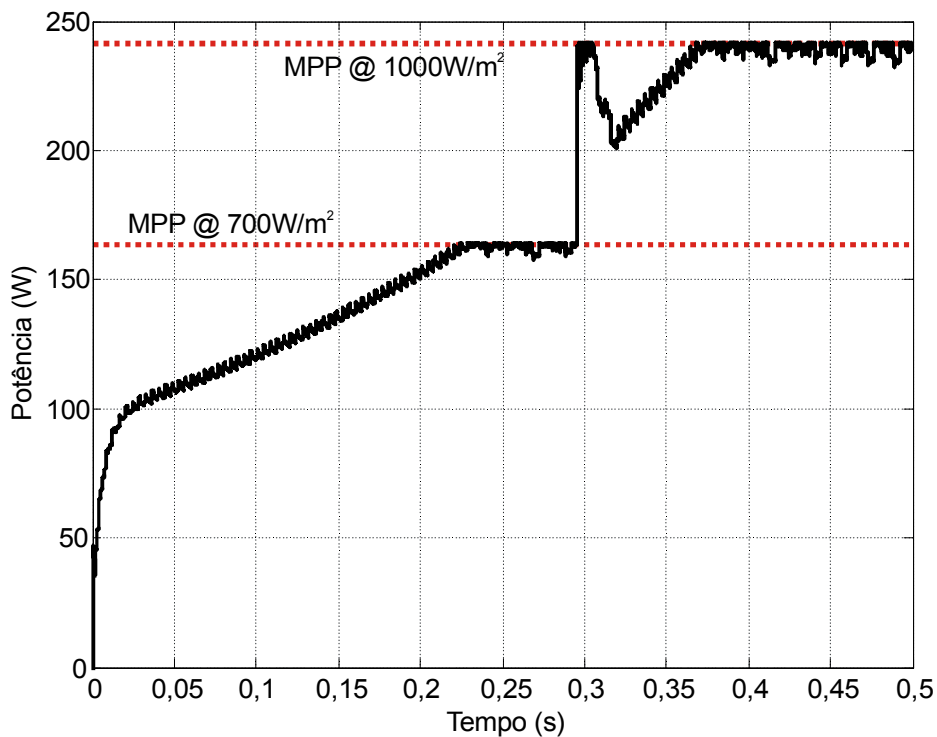


Figura 4.6 Potência fotovoltaica com P&O convencional.

Com base na Figura 4.6 percebe-se que o conversor quando controlado com o algoritmo P&O convencional, o qual implementa um passo de variação de razão cíclica fixo, leva um tempo de aproximadamente 0,25 segundos até levar o conversor a extrair toda potência disponibilizada pelos painéis. Já quando submetido a uma variação no nível de radiação leva um tempo menor para rastrear o novo ponto de operação uma vez que são pontos próximos. A análise do gráfico também deixa claro que após o rastreamento do MPP

uma oscilação em torno do ponto de máxima potência faz com que a potência extraída dos painéis não seja a máxima durante todo o tempo, característica intrínseca deste tipo de algoritmo. O tempo de rastreamento poderia ser reduzido se o passo escolhido fosse maior, porém aumentaria a oscilação de regime permanente.

A Figura 4.7 apresenta a potência extraída do arranjo fotovoltaico quando a radiação solar alterna de 700W/m^2 para 1000W/m^2 e o algoritmo implementado é o P&O modificado com passo variável.

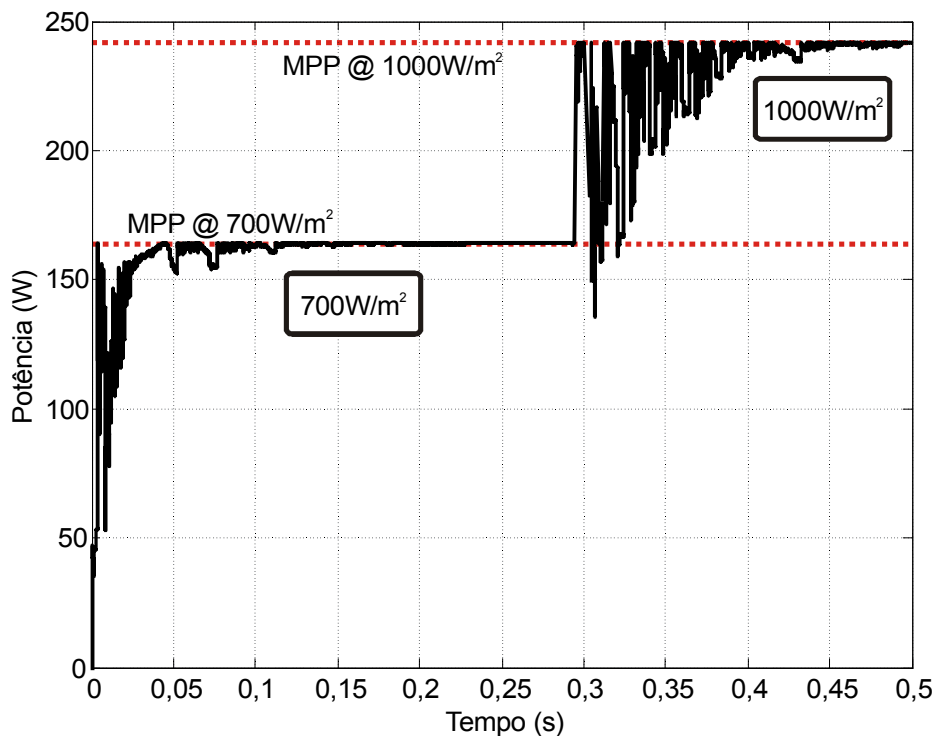


Figura 4.7 Potência fotovoltaica com P&O modificado.

A Figura 4.7 confirma que o tempo de rastreamento do ponto de máxima potência quando o algoritmo P&O modificado é utilizado fica reduzido a 0,05 segundos durante o primeiro rastreamento e é praticamente instantâneo no momento da variação do nível de radiação.

Outra conclusão importante que se retira da Figura 4.7 é que com a implementação do algoritmo modificado também se observa oscilações em torno do ponto de máxima potência, porém estas oscilações tendem a diminuir à medida que o sistema entra em regime. Quando se considera que as mudanças nas condições do ambiente são lentas, ou seja, as variações na potência são lentas, é bem possível que em situações reais de funcionamento as oscilações de

potência durante uma variação na radiação sejam bem menores quando comparadas com as apresentadas nos resultados de simulação.

Desta forma, percebe-se que o algoritmo P&O com passo variável apresenta um rápido rastreamento, além de manter-se no MPP quando em regime permanente para diferentes níveis de radiação solar.

4.3 Malha de tensão do barramento CC – DCBR

No capítulo anterior foram apresentados todos os modos de operação em que o sistema descentralizado isolado pode operar. Entre os sete modos apresentados, quatro deles, modos 4 ao 7, utilizam-se do recurso da capacidade de regulação do barramento CC através dos conversores *Boost* de entrada de forma a garantir o balanço de potência do sistema. Quando um dos modos de operação citados estiver ativo, o conversor de entrada em questão, escravo ou mestre, desabilita o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência e passa a operar no modo de regulação do barramento CC, DCBR.

Nesses casos, um compensador do tipo PI+*Feedforward* controlando a tensão sobre o capacitor do barramento CC é utilizado para realizar a função.

4.3.1 Modelo do conversor *Boost* de entrada em condução contínua

De forma a realizar o controle das variáveis de interesse, se faz necessário encontrar o modelo, função de transferência, o qual relaciona as variações na variável que se deseja controlar com as variações na razão cíclica da planta, para cada conversor.

A função de transferência saída/controle para o conversor *Boost* operando em modo de condução contínua que relaciona a tensão de saída $V_{CC}(s)$ com a razão cíclica $d(s)$ é mostrada na equação (4.1) [43]. De forma a tornar o projeto da malha de controle mais preciso, o modelo utilizado para o conversor *Boost* leva em consideração as resistências equivalentes do indutor e do capacitor.

$$G_{Boost_DCBR}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = k_d \frac{(1 + s/s_{Z1})(1 - s/s_{Z2})}{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2} \quad (4.1)$$

Onde os valores para d' e d são encontrados pelas relações (4.2) e (4.3).

$$d' = \frac{V_{PV}}{V_{out}} \quad (4.2)$$

$$d = 1 - d' \quad (4.3)$$

De forma que V_{PV} e V_{out} são definidos como a tensão de entrada do conversor e a parcela de tensão de cada conversor na tensão do barramento CC, respectivamente.

O ganho estático da função de transferência do conversor *Boost* é definido pela equação (4.4).

$$k_d = \frac{V_{PV}}{d'^2} \quad (4.4)$$

As constantes s_{Z1} e s_{Z2} são definidas de acordo com as relações (4.5) e (4.6).

$$s_{Z1} = \frac{1}{R_{Ccc} \cdot C_{CC}} \quad (4.5)$$

$$s_{Z2} = \frac{d'^2}{L} \cdot (R_o - R_e) - \frac{R_L}{L} \quad (4.6)$$

Onde R_e é definido como (4.7):

$$r_e = r_c \parallel R \quad (4.7)$$

O valor da frequência natural do modelo de condução contínua do conversor *Boost* e o fator de qualidade são determinados por meio das equações (4.8) e (4.9).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{CC}}} \cdot \sqrt{\frac{R_L + d \cdot d' \cdot R_e + R_o \cdot d'^2}{R_{Cout} + R_o}} \quad (4.8)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{\frac{R_L + R_e \cdot d'}{L} + \frac{1}{C_{CC} \cdot (R_{Cout} + R_o)}} \quad (4.9)$$

Na Figura 4.8 é apresentado o diagrama de *Bode* da função de transferência da planta $G_{\text{Boost_DCBR}}(s)$, o qual apresenta uma margem de fase de aproximadamente 25° . Para a obtenção do diagrama de Bode do modelo do conversor *Boost*, foram utilizadas as especificações contidas na Tabela 4.2.

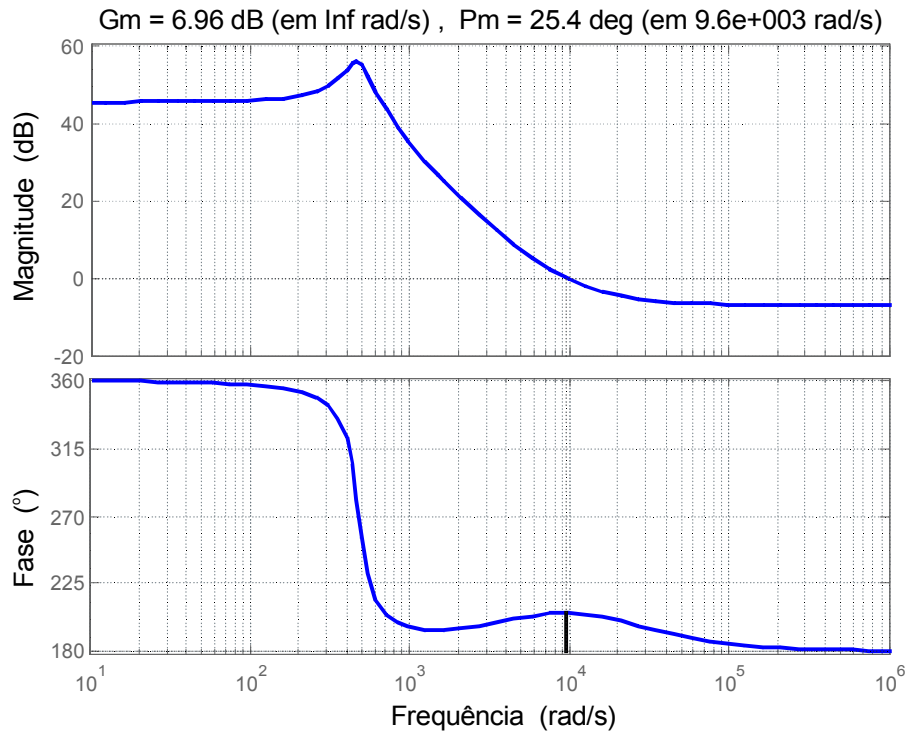


Figura 4.8 Diagrama de Bode de $G(s)$

Tabela 4.2 Especificações da planta do conversor *Boost* de entrada.

Especificações	Valor
Tensão de entrada	$V_{PV} = 54V$
Tensão de saída	$V_{out} = 100V$
Frequência de comutação	$f_s = 30kHz$
Capacitor do barramento CC	$C_{CC} = 1,6mF$
Indutor Boost	$L_{1,2} = 800uH$
Resistência série do capacitor	$R_{Ccc} = 100u\Omega$
Resistência série do indutor	$R_{L1,L2} = 50u\Omega$
Resistência de carga	$R_o = 41,7\Omega$

4.3.2 Projeto compensador PI+*Feedforward*

Um compensador do tipo PI acrescido de uma ação *Feedforward* foi a escolha para o controle da tensão do barramento CC através dos conversores *Boost* do estágio de entrada do sistema implementado.

Além da eliminação do erro de regime permanente para uma entrada do tipo degrau e resposta rápida, características de um compensador do tipo PI, a inclusão de uma ação *Feedforward* adiciona o valor de referência diretamente à saída no compensador levando o sistema a convergir mais rápido para o valor desejado.

A função de transferência de um compensador do tipo PI é apresentada na equação (4.10).

$$C_{PI_DCBR}(s) = \frac{K_0(s - z_0)}{s} \quad (4.10)$$

Onde os ganhos proporcional e integral contínuos são definidos como:

$$K_p = K_0 \quad (4.11)$$

$$K_I = -K_0 \cdot z_0 \quad (4.12)$$

A Figura 4.9 representa o diagrama de blocos da malha de controle com um compensador do tipo PI+ *Feedforward*, onde $M(s)$ representa o ganho inserido pelo modulador.

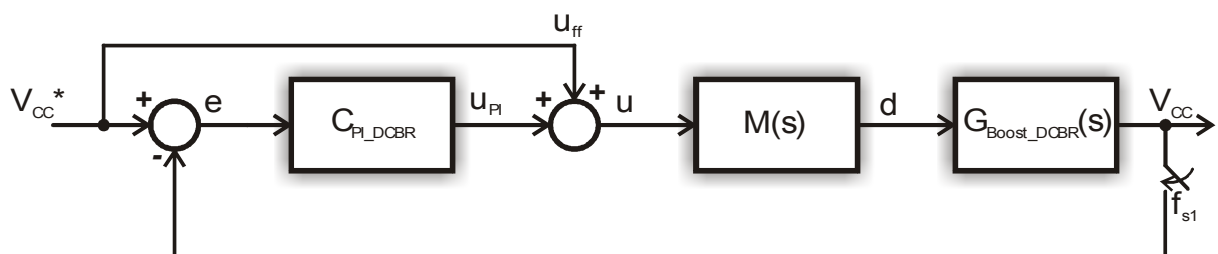


Figura 4.9 Diagrama de blocos PI+*Feedforward*.

O projeto de um compensador normalmente é norteado por especificações relacionadas ao tempo de resposta do sistema em malha fechada ou o máximo erro de regime permanente com relação ao sinal de referência. Estes parâmetros de projeto podem ser

diretamente relacionados com largura de banda e margem de fase do sistema em malha aberta, desta forma determina-se os ganhos do compensador, K_P e K_I , de forma a satisfazer as especificações de desempenho do sistema [44].

De maneira a realizar o projeto dos compensadores de forma mais dinâmica, durante todos os projetos é utilizada a ferramenta *Sisotool* do *software* MatLab®. Essa ferramenta permite que a partir dos dados da planta a ser controlada e do tipo de compensador escolhido o projeto seja realizado de forma gráfica, alterando diretamente o gráfico de Bode de forma a obter a resposta desejada e a verificação da estabilidade do sistema compensado.

Para o projeto do compensador, é necessário, primeiramente, definir os parâmetros da planta. A Tabela 4.2 reúne as especificações da planta do conversor *Boost*.

O projeto do compensador PI aplicado à planta do conversor *Boost* leva em consideração que a banda passante do sistema não pode ser muito larga, no mínimo uma década abaixo da frequência de comutação do conversor, levando a uma frequência de corte máxima de 3kHz. Essa restrição de banda passante garante que a malha de controle não perceba as oscilações ocasionadas pela comutação do conversor, de modo a evitar que o controle tente compensar tais oscilações, o que poderia levar o sistema a instabilidade. Porém, devido às características do sistema em questão, após a inclusão do compensador PI a frequência de corte do sistema em malha aberta precisa ser reduzida significativamente, uma vez que com a inclusão do inversor, uma ondulação na frequência de 120Hz surge no barramento CC, e esta oscilação também não pode ser percebida pela malha de controle.

Desta forma os ganhos contínuos para o compensador PI de forma a satisfazer os parâmetros de projeto são apresentados a seguir:

$$K_{Pc} = 0,0096 \quad (4.13)$$

$$K_{Ic} = 37,1026 \quad (4.14)$$

A implementação das malhas de controle de todo o sistema foi realizada por uma FPGA. Desta forma surge a necessidade de realizar o projeto discreto das malhas de controle ou desenvolver o projeto de forma tradicional e realizar a discretização dos ganhos encontrados. A relação entre os ganhos proporcional e integral contínuos e os respectivos ganhos discretos é apresentada em (4.15) e (4.16).

$$K_{Pd} = K_{Pc} \quad (4.15)$$

$$K_{ld} = K_{lc} \cdot T_s \quad (4.16)$$

Onde os sub-índices “c” representam os ganhos contínuos e os sub-índices “d” os discretos. T_s é o período de amostragem da variável a ser controlada que normalmente, e na aplicação em questão, é igual à frequência de comutação do conversor.

A Figura 4.10 apresenta o diagrama de bode em malha aberta do sistema compensado onde se observa que a margem de fase é de aproximadamente $+90^\circ$ e a frequência de corte é de 27,6 rad/s ou 4,4Hz. Esses resultados demonstram que, embora a malha de controle apresente uma resposta dinâmica lenta, as especificações de frequência de corte abaixo dos 120Hz foi atendida. De maneira a melhorar a resposta dinâmica do sistema compensado, uma ação *feedforward* foi adicionada à malha de controle.

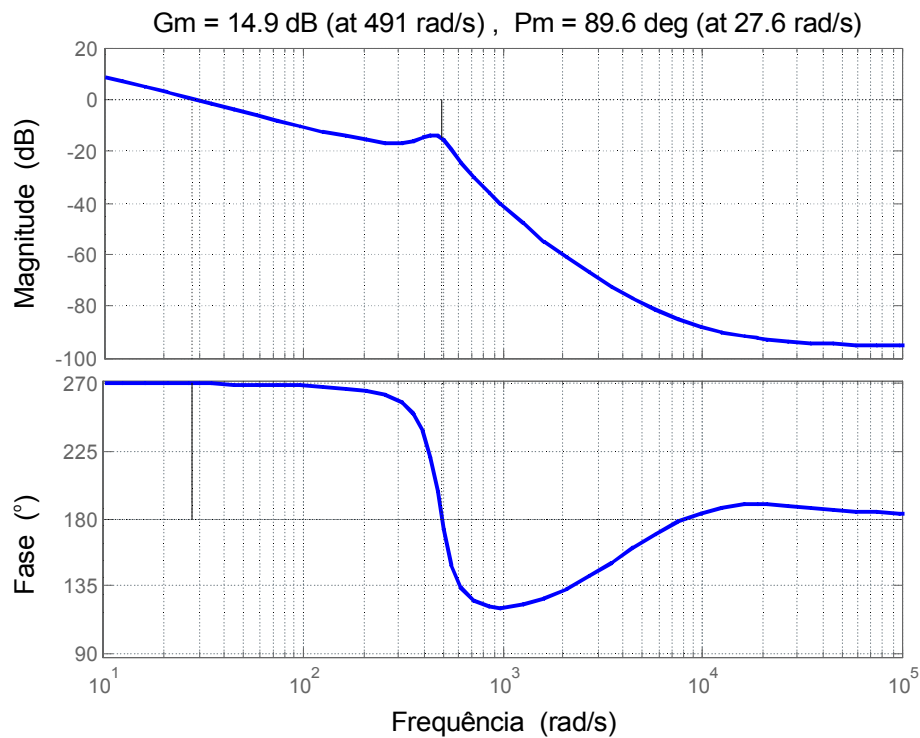


Figura 4.10 Diagrama de Bode do sistema compensado.

4.3.3 Resultados de simulação

A Figura 4.11 apresenta o estágio de entrada do sistema descentralizado onde dois conversores *Boost* conectados em série extraem energia dos painéis fotovoltaicos. Os pontos de medida das variáveis de interesse do sistema, necessárias para a realização do algoritmo MPPT e do modo regulação DCBR também estão explicitados na Figura 4.11.

Uma vez que o algoritmo MPPT é independente para cada conversor, existe a necessidade de medição da tensão e corrente de cada arranjo fotovoltaico, enquanto que para a execução do modo DCBR somente a medida da tensão do barramento CC é necessária.

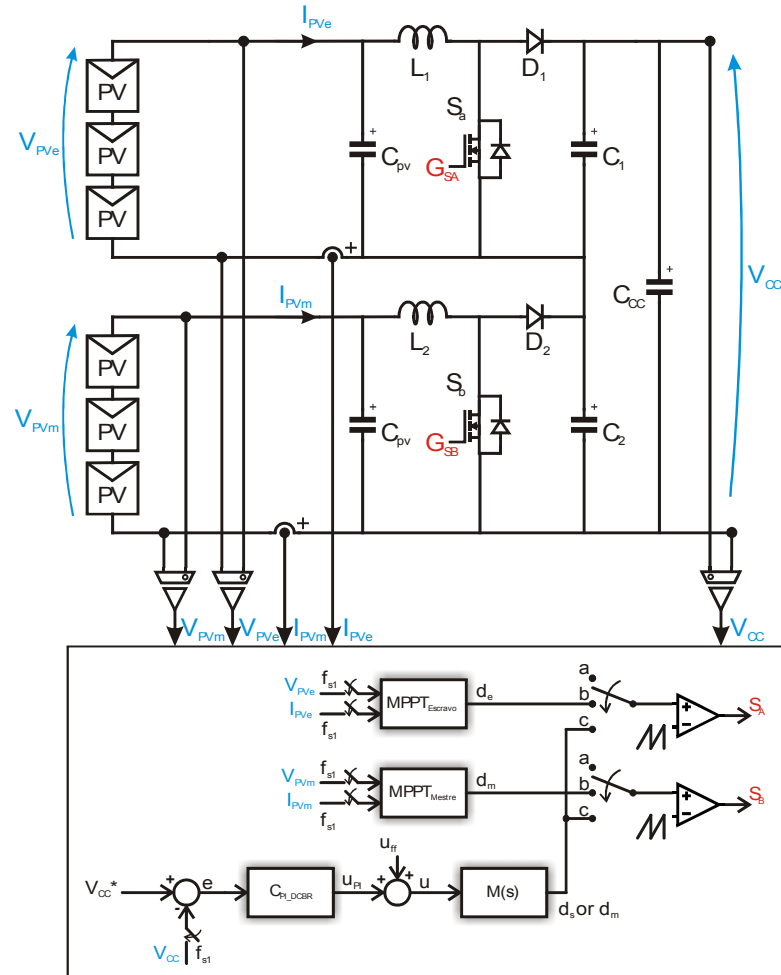


Figura 4.11 Circuito e controle do estágio de entrada.

De maneira a validar o projeto da malha de tensão do modo regulação a configuração da Figura 4.11 foi simulada no *Software* PSIM®, na simulação em questão, os dois arranjos de painéis fotovoltaicos estão submetidos a uma radiação de $1000\text{W}/\text{m}^2$, totalizando uma potência disponível total de 480W quando os conversores operam no ponto de máxima potência. Uma vez que para os modos de operação 4 ao 7 a potência demandada pela carga é menor que a potência extraída dos painéis, a tensão do capacitor do barramento CC aumenta em uma taxa proporcional a diferença entre a energia gerada e consumida, o que pode levar a danos no sistema. De maneira a evitar que isso aconteça o conversor escravo desabilita a função de rastreamento do ponto de máxima potência e passa a regular o barramento CC levando a tensão do capacitor C_{cc} para o valor nominal.

A Figura 4.13 apresenta a potência total extraída dos arranjos fotovoltaicos, no momento em que a malha de tensão de controle do barramento CC ativa-se fazendo com que a potência gerada seja igual à potência consumida pela carga.

Como resultado da redução da potência extraída pelos conversores de entrada a tensão sobre o capacitor C_{CC} permanece constante e regulada no valor nominal determinado para o sistema como se percebe na Figura 4.12.

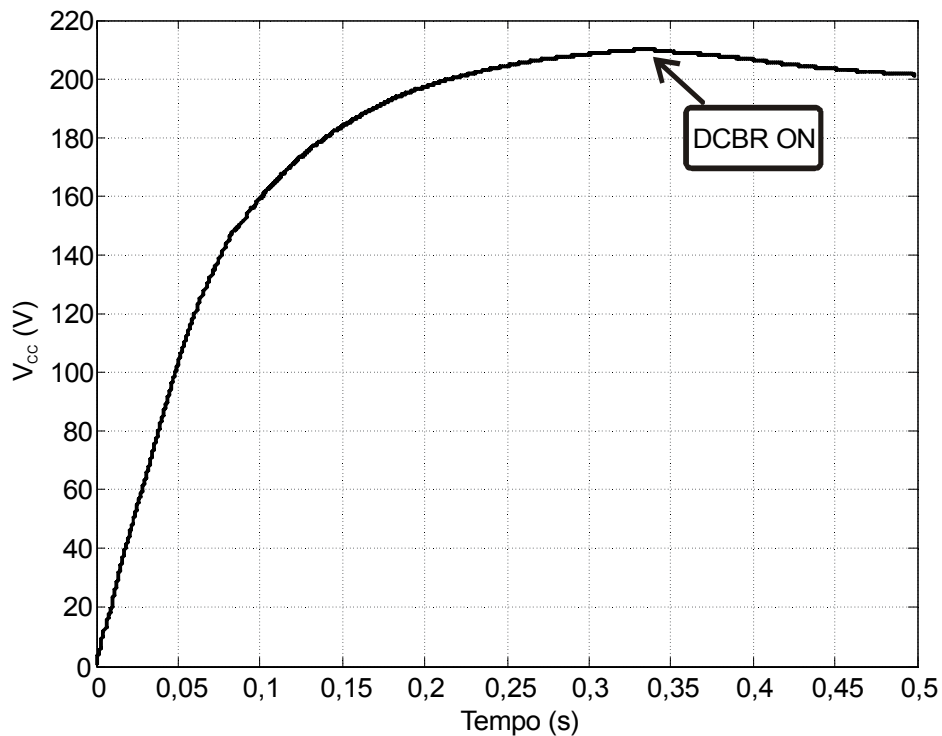


Figura 4.12 Tensão barramento CC.

A Figura 4.13 e Figura 4.14 confirmam que de fato somente um dos conversores *Boost*, conversor escravo no exemplo, altera o ponto de operação do seu respectivo arranjo fotovoltaico fazendo com que menos potência seja gerada, enquanto que o conversor mestre continua a extrair a máxima potência do arranjo conectado a ele.

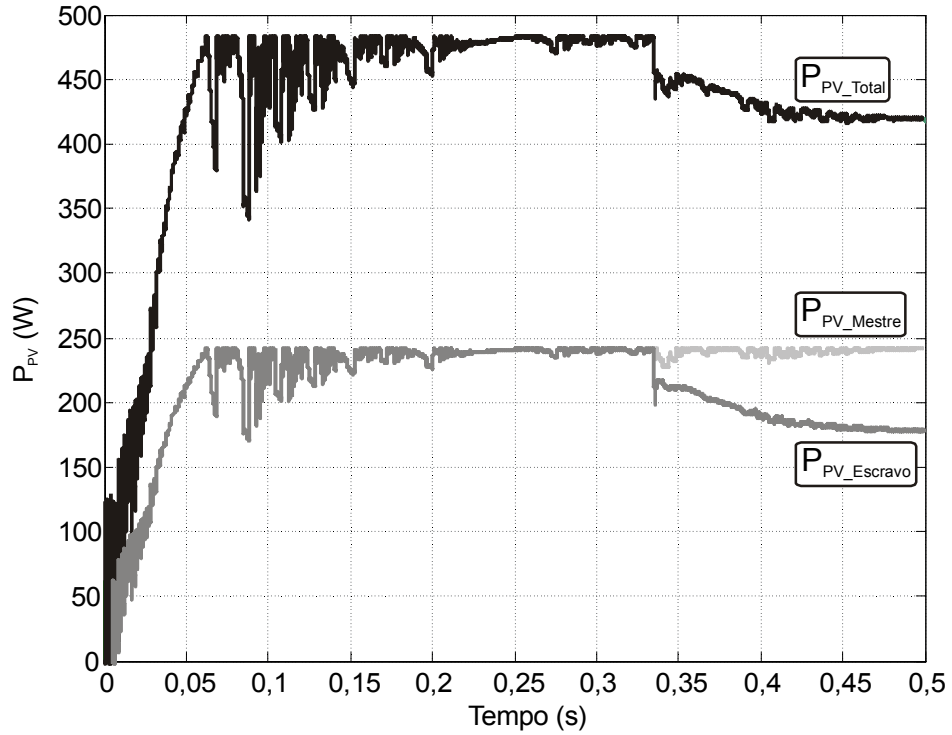


Figura 4.13 Potência fotovoltaica.

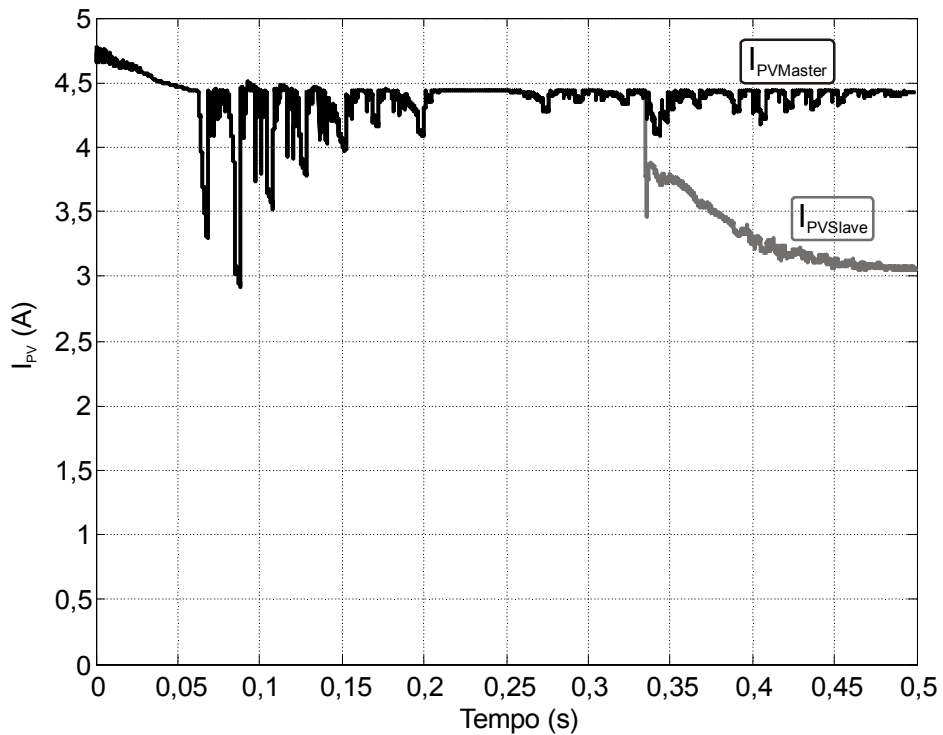


Figura 4.14 Corrente extraída dos arranjos fotovoltaicos.

4.4 Malha de tensão conversor *Boost* bidirecional

Em situações em que a potência gerada pelos painéis é menor que a potência que a carga demanda, o banco de baterias, se possuir carga suficiente, deve suprir a diferença de energia de maneira a garantir o balanço de energia apresentado em (3.1).

Uma vez que a potência extraída do banco de baterias não é constante, e depende das condições de radiação solar incidente nos painéis e da carga conectada ao sistema, os quais são lentamente variáveis, optou-se por controlar diretamente a tensão do barramento CC.

O compensador utilizado para realizar a função é um compensador do tipo PI, pelas mesmas características citadas no projeto da malha de tensão DCBR.

A Figura 4.15 apresenta o circuito do conversor bidirecional implementado, abordado anteriormente, e todas as possibilidades de controle deste conversor. A frequência f_{s1} representa a frequência de amostragem de todas as variáveis necessárias ao controle do conversor. No caso, f_{s1} é a frequência de comutação do conversor bidirecional quando operando como *Buck*, por ser a mais elevada no sistema. Já f_{s2} é a frequência de comutação do conversor bidirecional quando operando como *Boost*.

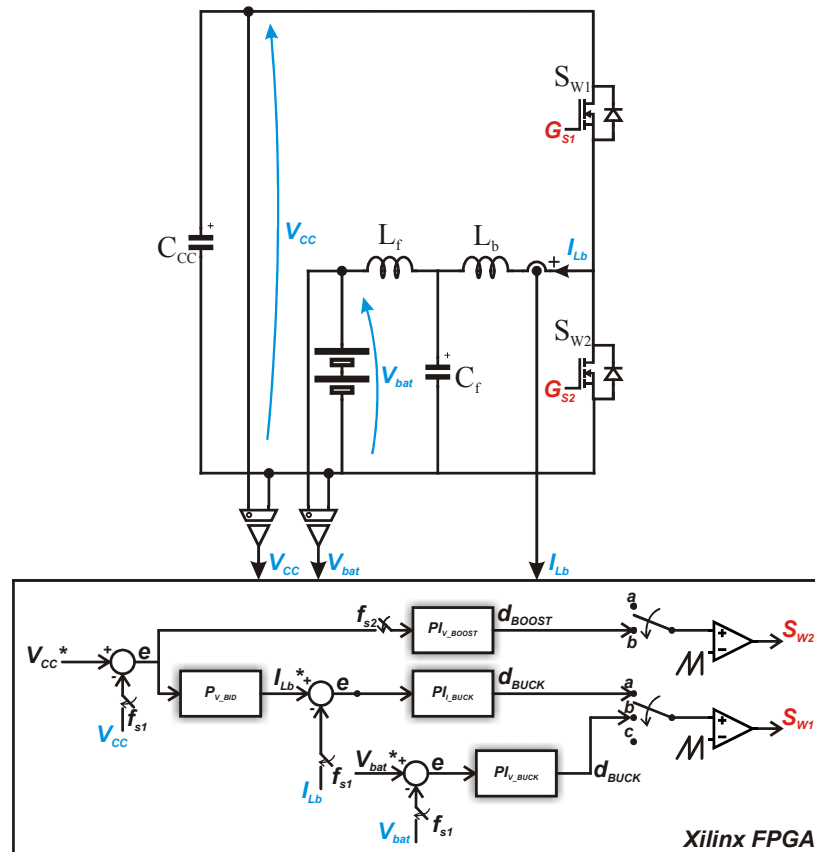


Figura 4.15 Circuito e controle do conversor bidirecional.

4.4.1 Modelo conversor *Boost* bidirecional em condução contínua

A função de transferência que descreve o comportamento da tensão de saída $V_o(s)$ perante variações na razão cíclica do conversor $d(s)$ [29] é apresentada na equação (4.17).

$$G_{Boost_V}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{Bat} \cdot R_o}{(R_{eq} + R_o) \cdot d'^2} \cdot \frac{-\frac{L_{eq}}{R_o} \cdot s + \left(1 - \frac{R_{eq}}{R_o}\right)}{L_{eq} \cdot C_{CC} \cdot s^2 - \left(\frac{L_{eq}}{R_o} + R_{eq} \cdot C_{CC}\right) \cdot s + \left(1 - \frac{R_{eq}}{R_o}\right)} \quad (4.17)$$

Sendo:

$$L_{eq} = \frac{L_b}{d'^2} \quad (4.18)$$

$$R_{eq} = \frac{R_s}{d'^2} \quad (4.19)$$

e

$$d' = \frac{V_{Bat}}{V_o} \quad (4.20)$$

Convêm salientar que na planta em questão o banco de baterias, o indutor L_f e o capacitor C_f , ambos do filtro T, foram substituídos por uma fonte de tensão ideal, essa aproximação é válida e foi apresentada em [29].

A resistência série do banco de baterias somada a resistência série do indutor *Boost*, R_s , foram incluídas na função de transferência do conversor, uma vez que esse valor de resistência tem um papel importante na estabilidade do sistema em questão.

A Figura 4.16 apresenta o diagrama de bode da função de transferência $G_{Boost_V}(s)$ do conversor *Boost* bidirecional onde se percebe que o sistema apresenta uma margem de fase de $-18,7^\circ$ e uma frequência de corte de aproximadamente 2,3kHz. Embora a frequência de corte esteja dentro das especificações, dez vezes menor que a frequência de comutação, a margem de fase negativa torna o sistema instável. Portanto, objetiva-se com a inclusão do compensado, melhorar a margem de fase do sistema compensado sem prejudicar a restrição relacionada à frequência de corte máxima.

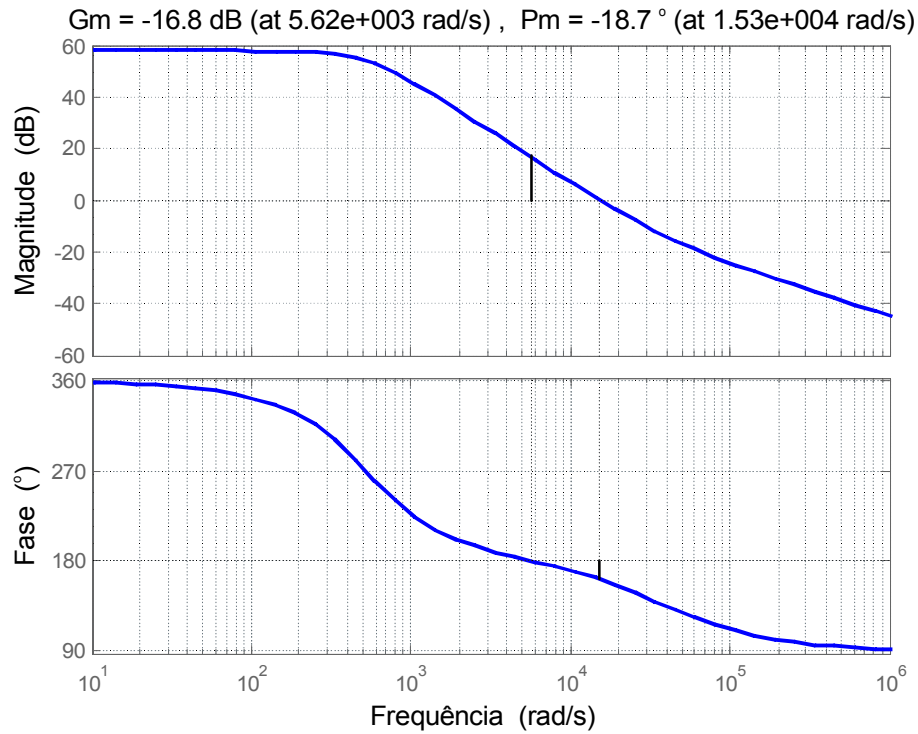


Figura 4.16 Diagrama de Bode de $G(s)$.

4.4.2 Projeto do compensador PI

Da mesma forma que anteriormente um compensador do tipo PI foi o escolhido para a implementação do controle da tensão do capacitor do barramento CC através do conversor bidirecional operando no modo *Boost*.

A função de transferência $C(s)$ do compensador PI é a mesma apresentada na equação (4.10).

A Figura 4.17 apresenta a malha de controle do conversor bidirecional operando no modo *Boost* com o compensador PI.

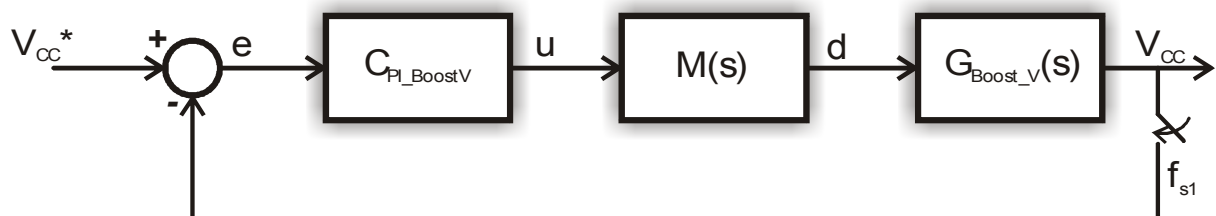


Figura 4.17 Malha de controle conversor *Boost* bidirecional.

Para o projeto do compensador, é necessário, primeiramente, definir os parâmetros da planta. A tabela abaixo reúne as especificações do conversor bidirecional quando opera no modo *Boost*.

Tabela 4.3 Especificações da planta do conversor *Boost* bidirecional.

Especificação	Valor
Tensão de entrada	$V_{Bat} = 48V$
Tensão de saída	$V_{CC} = 200V$
Frequência de comutação	$f_{s2} = 40kHz$
Capacitor do barramento CC	$C_{CC} = 1.6mH$
Indutor Boost	$L_b = 246.5\mu H$
Resistência série do indutor e baterias	$R_S = 200m\Omega$

Para o projeto do compensador PI aplicado a planta em questão considera que a frequência de corte do sistema deve estar no mínimo uma década abaixo da frequência de comutação do conversor, levando a uma frequência de corte máxima de 4kHz, e a margem de fase do sistema compensado deve ficar em torno de 50° .

Desta forma os ganhos contínuos para o compensador PI de forma a satisfazer os parâmetros de projeto são apresentados a seguir:

$$K_{pc} = 0,0048 \quad (4.21)$$

$$K_{ic} = 0,2526 \quad (4.22)$$

Discretizando os ganhos encontrados chegamos aos seguintes valores para os ganhos proporcional e integral discretos, respectivamente:

$$K_{pd} = 0,0048 \quad (4.23)$$

$$K_{ld} = 0,000006315 \quad (4.24)$$

A Figura 4.18 apresenta o diagrama de Bode em malha aberta do conversor bidirecional operando como *Boost* com a inclusão do compensador PI. Percebe-se na Figura 4.18 que a margem de fase é de aproximadamente 60° e a frequência de corte do sistema compensado de 96Hz, satisfazendo as restrições de projeto. Novamente, o sistema

compensado apresenta uma dinâmica relativamente lenta, porém o objetivo de estabilidade foi atingido.

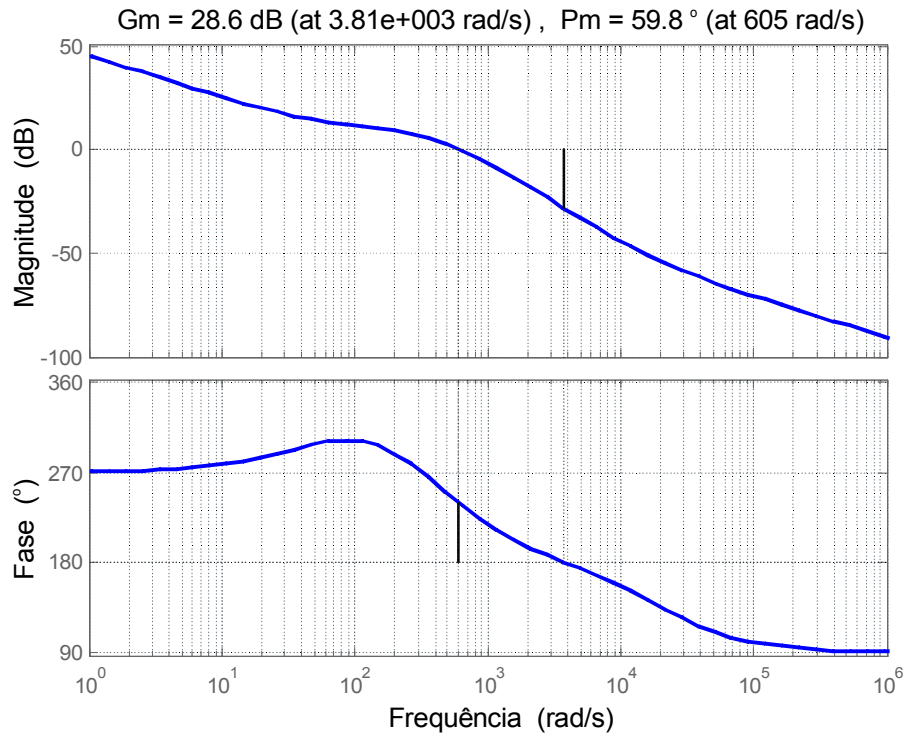


Figura 4.18 Diagrama de Bode do conversor *Boost* bidirecional compensado.

A Figura 4.19 apresenta o lugar das raízes da planta compensada, a intenção é apresentar a faixa de ganhos em que o sistema pode operar no qual a estabilidade é garantida. Vale ressaltar que sem a inclusão da resistência série do banco de baterias somada à resistência série do indutor a faixa de ganhos seria menor, e possivelmente uma malha de corrente interna deveria ser adicionada ao controle do sistema de forma a garantir a estabilidade.

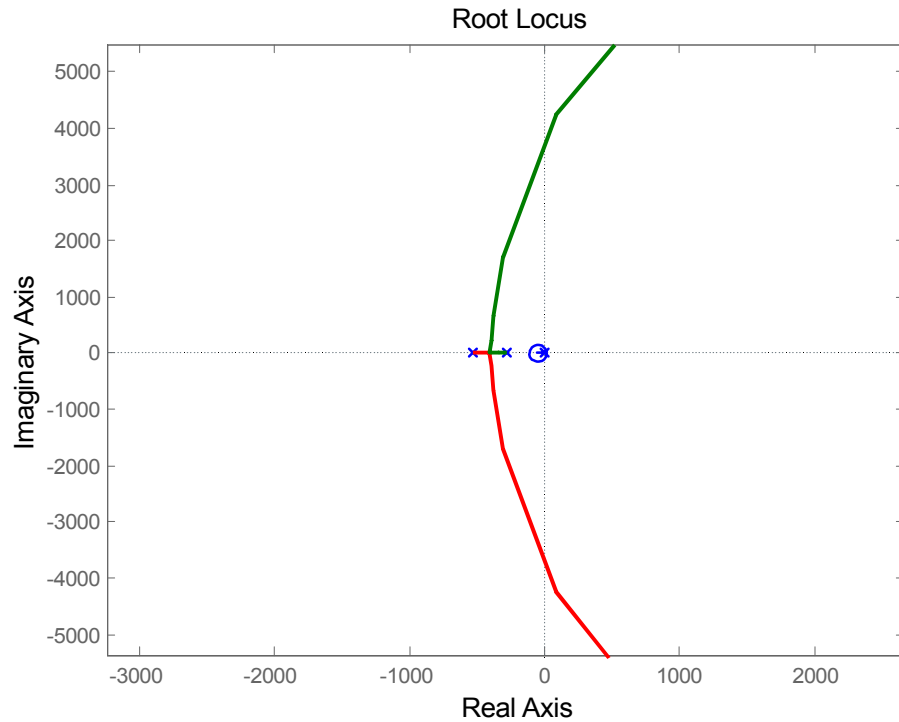


Figura 4.19 Lugar das raízes do sistema compensado.

4.4.3 Resultados de simulação

Os resultados de simulação referentes ao modo de operação 2 são apresentados nessa seção, este modo tem a função de controlar o barramento CC retirando energia do banco de baterias quando a energia gerada pelos arranjos fotovoltaicos é menor que a energia consumida pela carga. As simulações foram realizadas no *software* PSIM®.

Após o tempo determinado para o término do rastreamento do ponto de máxima potência, na situação a seguir, a tensão do barramento CC ficou abaixo de um valor aceitável, fazendo com que o sistema de supervisão entenda que o banco de baterias deve suprir a diferença de energia ativando o conversor bidirecional no modo *Boost*. Desta forma, a Figura 4.20 apresenta a tensão no capacitor do barramento CC no momento em que o conversor bidirecional é ativado, regulando assim a tensão do barramento no seu valor nominal.

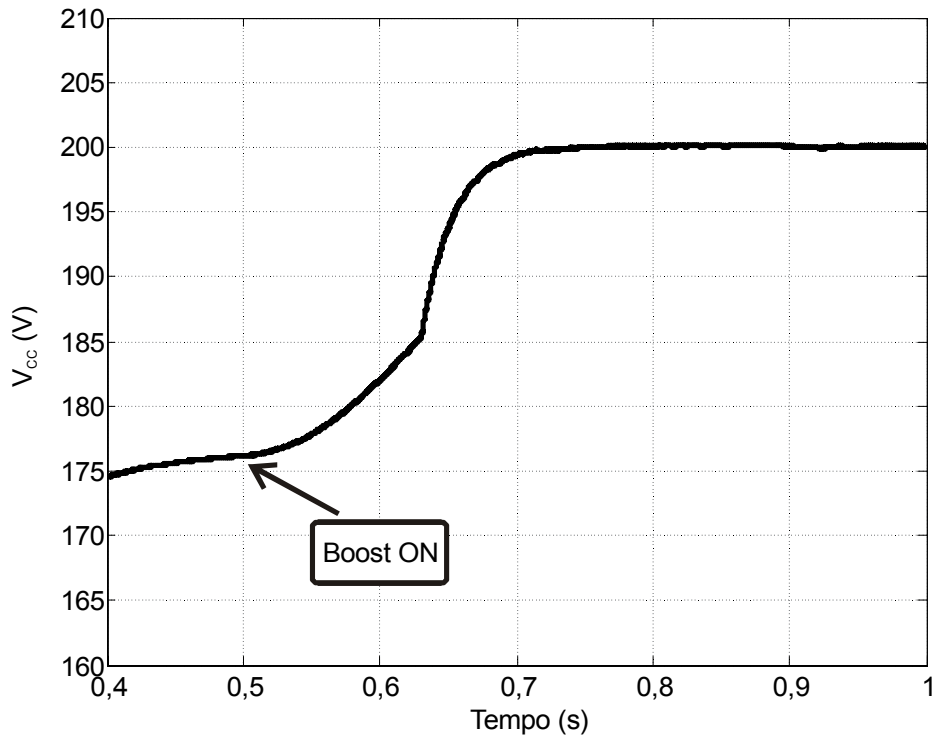


Figura 4.20 Tensão do barramento CC.

A Figura 4.21 apresenta a corrente extraída do banco de baterias quando o conversor bidirecional está funcionando como um conversor *Boost*. A corrente média extraída das baterias na situação simulada fica próxima de 3A e é tanto maior quanto maior for a diferença entre a potência gerada pelos painéis e a consumida pela carga, no exemplo simulado a potência extraída do banco de baterias é de aproximadamente 135W.

Obviamente este modo de operação está ativo enquanto o banco de baterias tiver autonomia.

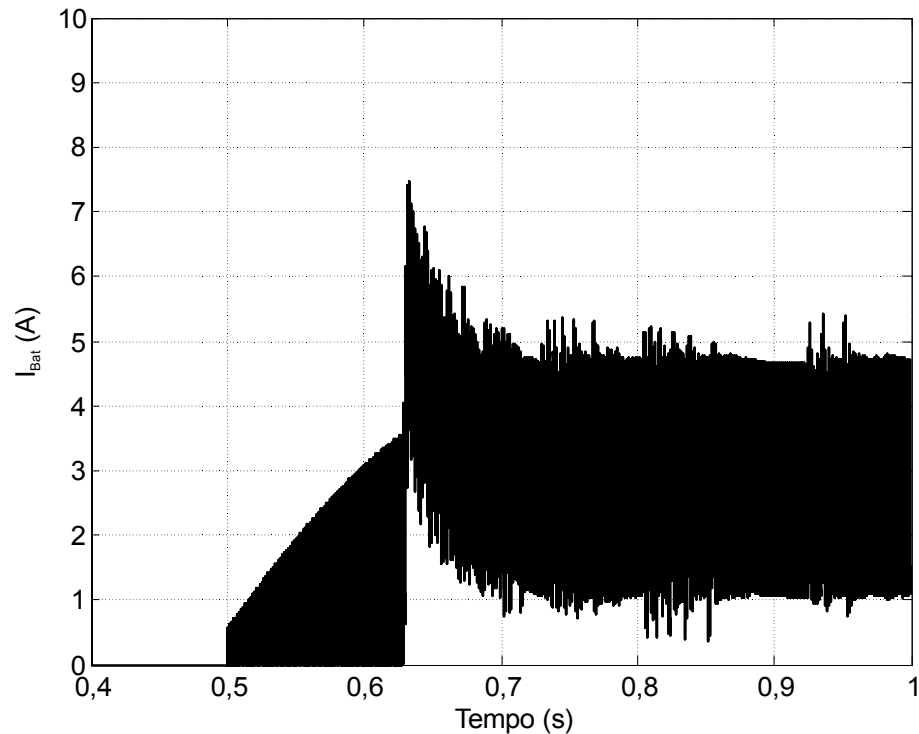


Figura 4.21 Corrente extraída do banco de baterias.

4.5 Malha de corrente do conversor *Buck* Bidirecional

Quando a energia gerada pelos arranjos fotovoltaicos for superior à energia consumida pela carga e o banco de baterias necessitar ser carregado, nos modos de operação 3, 6 e 7, o conversor bidirecional ativa-se no modo *Buck* e o excedente de energia é injetado no banco de baterias.

Uma vez que o banco de baterias representa uma grande parcela no custo inicial e de manutenção de um sistema fotovoltaico isolado, é imperativo escolher um método de carga para o mesmo que prolongue ao máximo a sua vida útil.

Diversos são os métodos de carga encontrados na literatura e empregados industrialmente, entre eles cita-se:

- Método de recarga a um nível de tensão;
- Método a dois níveis de tensão;
- Método a um nível de corrente;
- Método a dois níveis de corrente;
- Método a dois níveis de corrente e um de tensão;
- Método a um nível de corrente e um de tensão;

- Método a corrente pulada e outro;

Cada método diferencia-se pela aplicação, do tipo e idade da bateria e do tempo disponível para carga [29]. O método escolhido como o mais adequado a aplicação é o método a um nível de corrente e um nível de tensão.

O método de carga a um nível de corrente e um nível de tensão aplica um nível de corrente controlado as baterias enquanto a tensão do banco é menor que um valor pré-definido, o qual indica o nível de carga das baterias, após a tensão do banco de baterias atingir este valor o método altera a estratégia de controle e impõe um nível de tensão constante as baterias, chamado de tensão de flutuação, com a intenção de compensar a auto-descarga natural do banco de baterias.

Duas malhas de controle são necessárias para implementar este método de carga, uma malha de corrente e uma malha de tensão. Quando a malha de corrente estiver ativa a corrente entregue ao banco de baterias depende do excesso de energia gerada pelos painéis, sendo limitado em um valor máximo igual a 10% da capacidade Ah das baterias. No sistema implementado o banco de baterias é formado por quatro baterias de 12V e 45Ah, com uma corrente máxima de carga limitada em 4,5A.

A Figura 4.22 representa o fluxograma do método de carga do banco de baterias utilizado, método IU. No início do processo de carga ativa-se a malha de corrente e o conversor *Buck* injeta no banco de baterias uma corrente controlada e proporcional à diferença entre a potência gerada e a consumida, regulando o barramento em seu valor nominal. Quando o banco de baterias atingir um nível de tensão superior a 2,45V por elemento (58,8 V), caracterizando a carga completa, o fluxograma altera a estratégia de controle e passa a controlar a tensão sobre o capacitor do filtro T, mantendo a tensão em 2,3V por elemento (55,2 V), que é a tensão de flutuação. Essa etapa tem por objetivo compensar a descarga natural do banco de baterias.

Enquanto a etapa de controle da tensão está ativa, a corrente de carga das baterias continua sendo monitorada com o intuito de impedir que um nível de corrente elevado danifique o banco de baterias. Desta forma, se o nível de corrente durante o modo tensão for maior que seis vezes o valor de I_{C20} , o modo de controle da corrente de carga volta a ficar ativo, mantendo esse valor em seu valor de saturação.

A constante I_{C20} é definida como a corrente de descarga das baterias para uma autonomia de 20 horas. Em outras palavras, para o banco de baterias utilizado na aplicação,

capacidade de 45Ah, serão necessárias 20 horas para a descarga das baterias, se delas for drenada uma corrente de 2,25A.

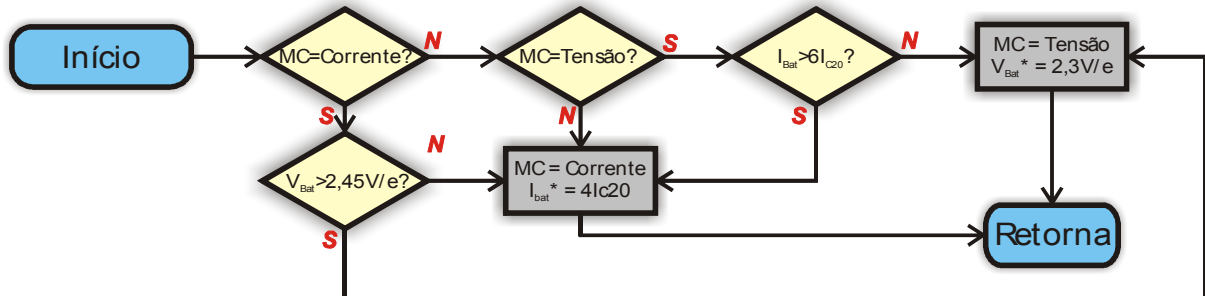


Figura 4.22 Fluxograma de carga do banco de baterias.

4.5.1 Modelo do conversor *Buck* bidirecional em condução contínua – Malha de corrente

Uma vez que o conversor bidirecional operando no modo *Buck* tem como carga um banco de baterias, se faz necessário definir o modelo utilizado para representar o comportamento das baterias. Como o objetivo é analisar o comportamento do conversor bidirecional operando como *Buck*, e não o comportamento dinâmico do banco de baterias, escolheu-se um modelo simplificado para simular a carga das baterias, o qual é apresentado na Figura 4.23:

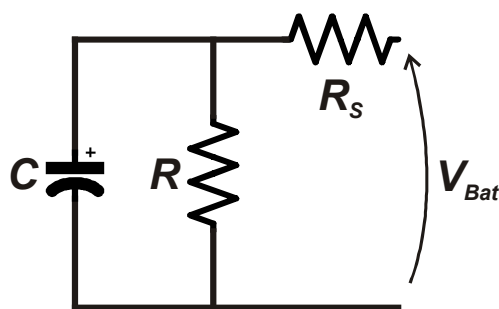


Figura 4.23 Modelo banco de baterias.

Onde R_s é a resistência série do banco de baterias, o qual pode ser encontrado no *datasheet* do fabricante e foi considerada igual a 200mΩ no projeto em questão. Os valores pra R e C são determinados com base na corrente de carga e no tempo máximo de carga do banco de baterias, na simulação do conversor os valores escolhidos são de 15KΩ e 2F, respectivamente.

A equação (4.25) apresenta a função de transferência que relaciona a corrente no indutor L_b da Figura 4.15 com a razão cíclica do conversor, o modelo utilizado no projeto do compensador é um modelo simplificado, pois assume que L_f e C_f são iguais à zero, e é válido tanto para pequenos como para grandes sinais [29].

$$G_{Buck_I}(s) = \frac{\hat{i}_{L_b}(s)}{\hat{d}(s)} = V_{CC} \cdot \frac{R \cdot C \cdot s + 1}{L_b \cdot R \cdot C \cdot s^2 + (R_s \cdot R \cdot C + L_b) \cdot s + (R + R_s)} \quad (4.25)$$

A Figura 4.24 apresenta o diagrama de bode da função de transferência $G_{Buck_I}(s)$ do conversor *Buck* bidirecional operando no modo corrente, onde se percebe que o sistema apresenta uma margem de fase de 90° e uma frequência de corte de aproximadamente 130kHz. Pelo já exposto, a frequência de corte do sistema compensado deve ser menor que 10kHz, dez vezes menor que a frequência de comutação, e, se possível, a margem de fase próxima de 50° , de forma a melhorar a resposta dinâmica.

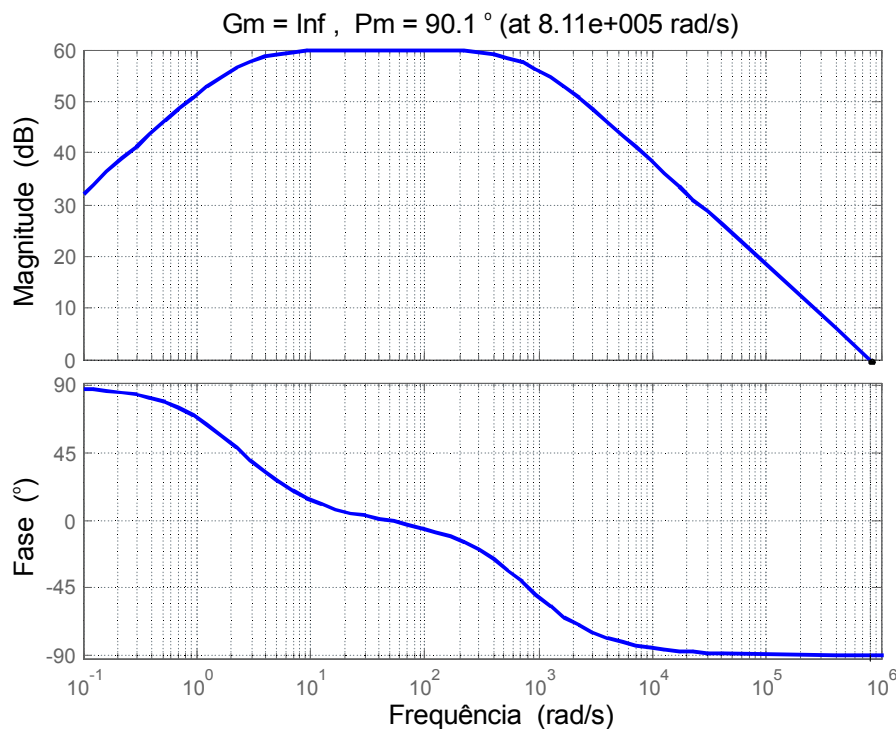


Figura 4.24 Diagrama de bode do modelo de controle de corrente do conversor *Buck* bidirecional.

4.5.2 Projeto do compensador PI

Da mesma maneira que os compensadores projetados anteriormente, um compensador do tipo PI é utilizado a fim de controlar a corrente de carga do banco de baterias por meio do conversor *Buck* bidirecional. Porém, a corrente de carga de referência não é um valor constante, dependente da diferença entre a energia gerada e a consumida, desta forma, é utilizada uma malha externa de tensão o qual utiliza o erro da tensão do barramento CC na determinação da corrente de referência do conversor.

O diagrama de blocos do controle utilizado para o conversor bidirecional quando operando no *Buck* de controle de corrente.

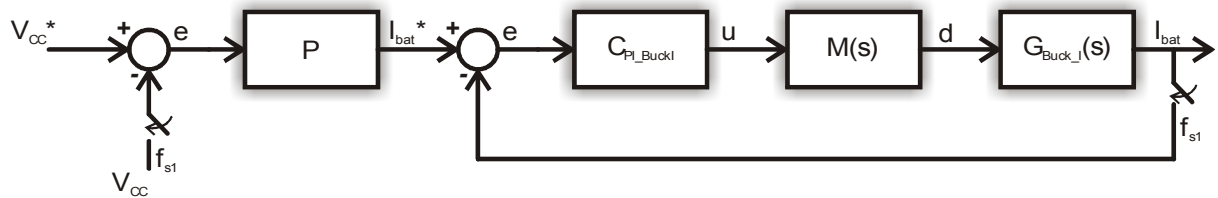


Figura 4.25 Malha de controle de corrente conversor *Buck* bidirecional.

Os parâmetros de projeto para o compensador PI em questão são os mesmos da tabela Tabela 4.3, sendo a frequência de comutação do conversor a única diferença de projeto. Para o conversor bidirecional operando como um conversor *Buck* a frequência de comutação e de amostragem é de 100kHz.

Pelo já exposto, os mesmos critérios de performance foram escolhidos, margem de fase de aproximadamente 50° e frequência de corte no mínimo dez vezes menor que a frequência de comutação.

Com base nas restrições acima os ganhos encontrados para o compensador PI de controle de corrente do conversor *Buck* bidirecional são os seguintes:

$$K_{pc} = 0,0033 \quad (4.26)$$

$$K_{ic} = 16,322 \quad (4.27)$$

Os ganhos discretos do compensador PI são:

$$K_{pd} = 0,0033 \quad (4.28)$$

$$K_{fd} = 0,00016322 \quad (4.29)$$

A Figura 4.26 apresenta o diagrama de bode do sistema em malha aberta compensado para o controle da corrente no indutor L_b do conversor bidirecional operando como *Buck*.

Nota-se pelo diagrama de bode apresentado na Figura 4.26, que os critérios de desempenho pré-definidos foram atingidos, margem de fase é de $50,9^\circ$ e a banda passante do sistema de aproximadamente 650Hz.

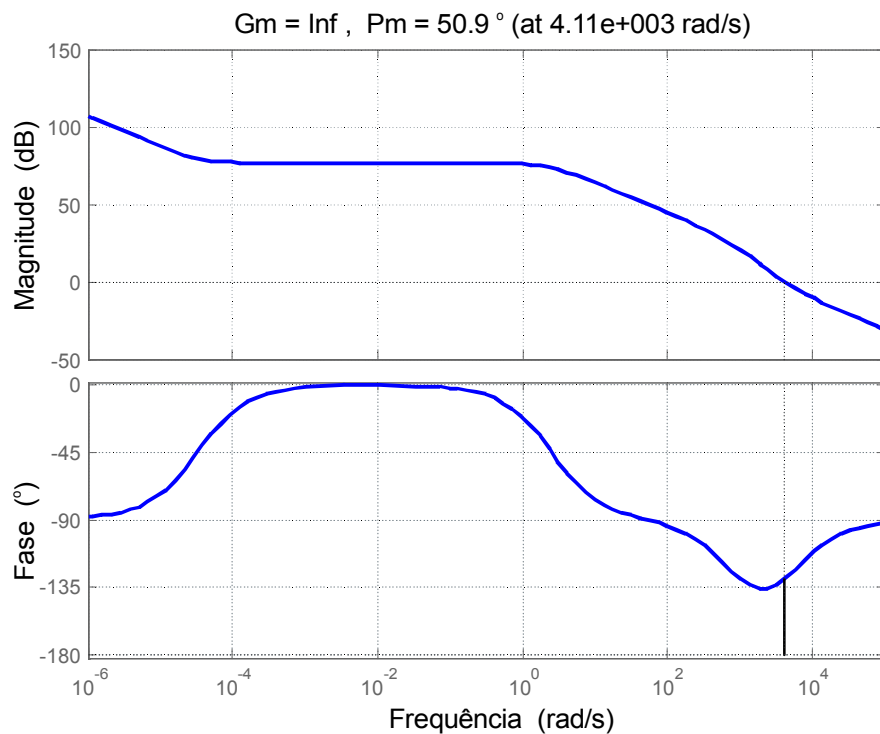


Figura 4.26 Diagrama de bode em malha aberta do sistema compensado.

A escolha do ganho P foi realizada através de tentativa e erro. O valor encontrado não é tão pequeno a ponto de deixar o sistema demasiadamente lento e nem tão grande a ponto de torná-lo oscilatório, e é apresentado na equação (4.30).

$$P = 0,0001 \quad (4.30)$$

4.5.3 Resultados de simulação

Esta seção apresenta os resultados de simulação para os modos de operação em que há um excesso de energia gerada pelos painéis e o banco de baterias está sendo carregado com o

excesso de energia, de forma a manter o balanço de energia do sistema. Salienta-se que os resultados de simulação compreendem os modos de operação 3, 6 e 7 quando o método de carga do banco de baterias determina que a malha de corrente deve estar ativa.

Uma vez transcorrido o tempo especificado para o rastreamento do ponto de máxima potência observa-se que a tensão do barramento CC é superior ao valor nominal pré-definido e o sistema de supervisão entende que há um excesso de energia e que a mesma deve ser disponibilizada para carregar o banco de baterias.

Uma vez que o valor de referência de corrente do compensador depende do erro da tensão do barramento e o compensador escolhido para definir a referência foi do tipo proporcional, a variação da referência de corrente é lenta e o nível de tensão do barramento CC atinge o valor nominal aproximadamente 0,4s após ter sido habilitado o processo de carga das baterias. Um valor maior de ganho proporcional tornaria a convergência mais rápida, porém oscilatória, o que poderia, dependendo da amplitude da oscilação levar o sistema a uma troca indesejada de modos de operação. A Figura 4.27 apresenta o comportamento da tensão V_{CC} quando o sistema carrega o banco de baterias com o controle da corrente de carga.

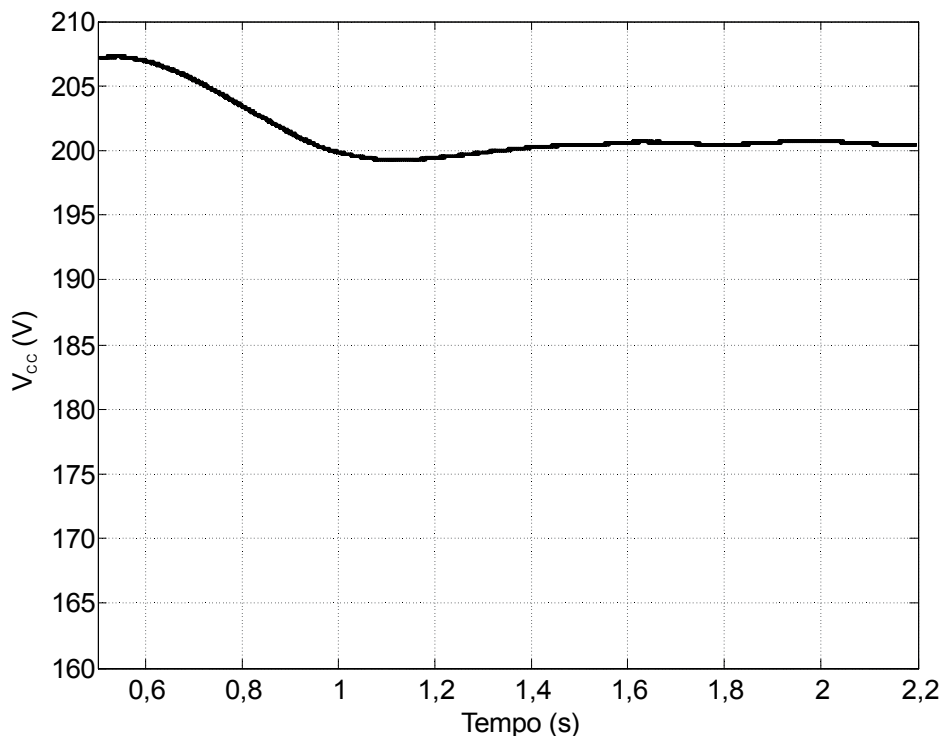


Figura 4.27 Tensão do barramento CC.

A Figura 4.28 apresenta a corrente injetada no banco de baterias no momento em que o sistema de supervisão ativa o processo de carga. A corrente de carga oscila durante o

período transitório e entra em regime em um valor inferior à máxima corrente de carga que é de 4,8A.

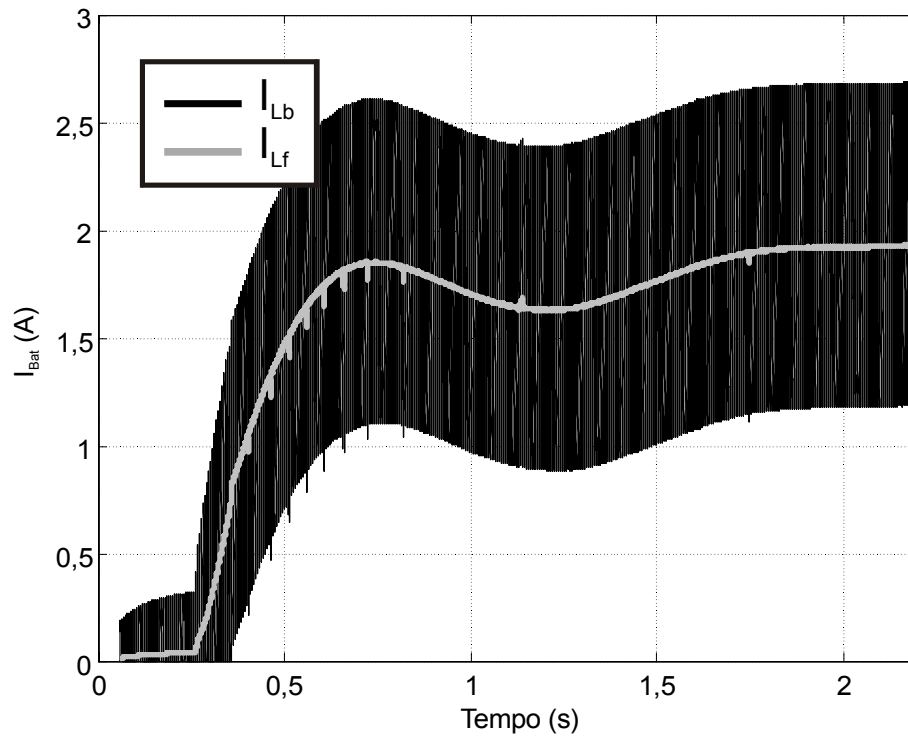


Figura 4.28 Corrente entregue ao banco de baterias.

4.6 Malha de tensão conversor *Buck* bidirecional

Após o término da etapa de corrente constante no processo de carga do banco de baterias, o qual ocorre quando a tensão das baterias atingir 2,45V por elemento como observado na Figura 4.22, o conversor *Buck* bidirecional altera a sua estratégia de controle e passa a monitorar a tensão sob o capacitor C_f .

Esta etapa do processo de carga tem por objetivo compensar a descarga natural inerente ao sistema armazenador de energia por meio de baterias.

4.6.1 Modelo conversor *Buck* bidirecional em condução contínua – Malha de tensão

A função de transferência que descreve o comportamento da tensão $V_{cf}(s)$ com relação à alterações na razão cíclica $d(s)$ é apresenta a seguir.

$$G_{Buck_V}(s) = \frac{\hat{v}_{cf}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{B_0 \cdot s^2 + B_1 \cdot s + B_2}{A_0 \cdot s^4 + A_1 \cdot s^3 + A_2 \cdot s^2 + A_3 \cdot s + A_4} \quad (4.31)$$

Onde os coeficientes do denominador da equação são apresentados abaixo.

$$A_0 = L_f \cdot C_f \cdot L_b \cdot R \cdot C \quad (4.32)$$

$$A_1 = C_f \cdot L_f \cdot L_b + C_f \cdot R_s \cdot L_b \cdot R \cdot C \quad (4.33)$$

$$A_2 = C_f \cdot L_b \cdot R + C_f \cdot L_b \cdot R_s + C \cdot L_b \cdot R + L_f \cdot C \cdot R \quad (4.34)$$

$$A_3 = R_s \cdot R \cdot C + L_b + L_f \quad (4.35)$$

$$A_4 = R + R_s \quad (4.36)$$

E os do numerador são apresentados a seguir.

$$B_0 = L_f \cdot C \cdot R \quad (4.37)$$

$$B_1 = L_f + R_s \cdot R \cdot C \quad (4.38)$$

$$B_2 = R + R_s \quad (4.39)$$

A função de transferência apresentada é válida tanto para pequenos quanto para grandes sinais. A Figura 4.29 apresenta o diagrama de bode da função de transferência $G_{\text{Buck}_V}(s)$ a qual relaciona a tensão de saída do conversor *Buck* bidirecional com a razão cíclica do conversor, onde se percebe que o sistema apresenta uma margem de fase de aproximadamente 20° e uma frequência de corte de aproximadamente 2,2kHz.

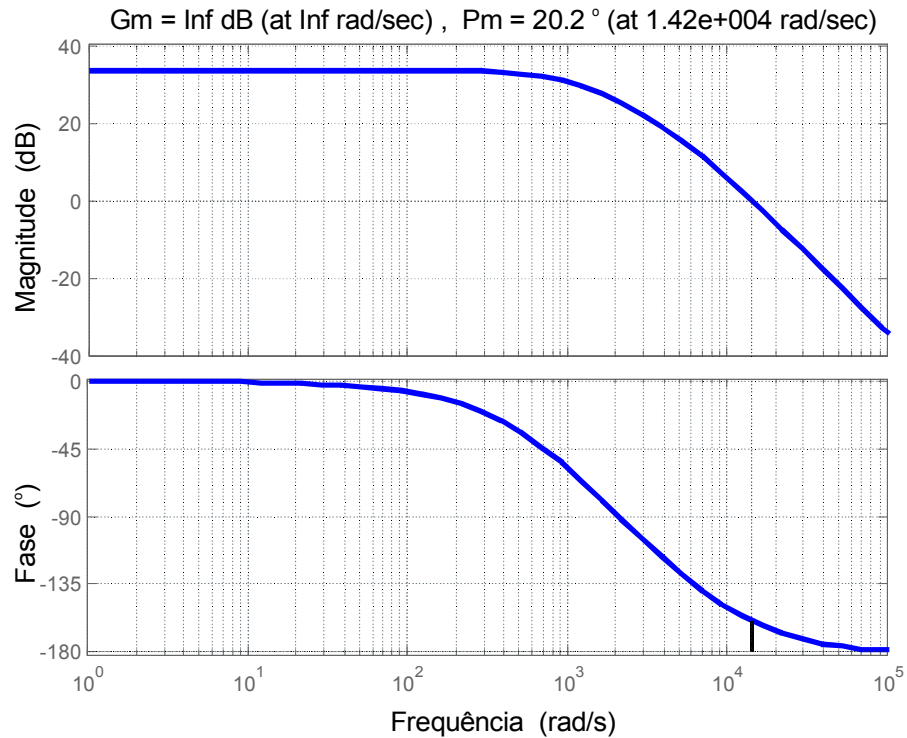


Figura 4.29 Diagrama de bode do modelo de controle de tensão do conversor *Buck* bidirecional.

4.6.2 Projeto do compensador PI

Um compensador do tipo proporcional integral foi o escolhido para regular a tensão no capacitor C_f quando o modo tensão estiver ativo durante a carga do banco de baterias. Com este compensador garante-se a tensão de flutuação das baterias com um erro dentro das especificações de projeto, apresentadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 Especificações de projeto do compensador proporcional.

Especificação	Valor
Tensão de entrada	$V_{CC} = 200V$
Máxima variação de V_{CC}	$R_5 = 5\%$
Tensão de flutuação	$V_f = 55.2V (2,3V/e)$
Máxima variação de V_f	$R_6 = 1\%$

O diagrama de blocos da malha de controle é apresentado na Figura 4.30, onde C_{PI_BuckV} é o compensador PI, $G_{Buck_v}(s)$ é a planta a ser controlada e $M(s)$ é o ganho inserido pelo modulador.

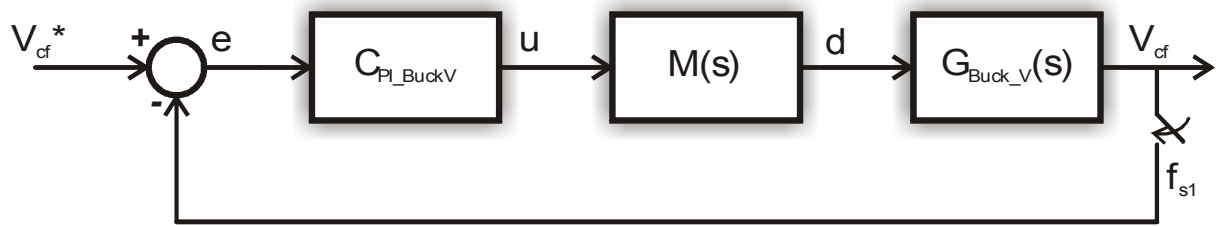


Figura 4.30 Malha de controle de tensão do conversor *Buck* bidirecional.

Os mesmos critérios de desempenho foram escolhidos, margem de fase de aproximadamente 50° e frequência de corte no mínimo dez vezes menor que a frequência de comutação.

Com base nas restrições acima os ganhos encontrados para o compensador PI de controle de tensão do conversor *Buck* bidirecional são os seguintes:

$$K_{pc} = 0,0254 \quad (4.40)$$

$$K_{ic} = 66,776 \quad (4.41)$$

Os ganhos discretos do compensador PI são:

$$K_{pd} = 0,0254 \quad (4.42)$$

$$K_{id} = 0,00066776 \quad (4.43)$$

O diagrama de bode da função de transferência em malha aberta do sistema compensado é apresentado na Figura 4.31. Para o projeto em questão, o sistema compensado apresenta uma margem de fase próxima aos 42° e uma frequência de corte de aproximadamente 280Hz, comprovando a estabilidade do sistema compensado.

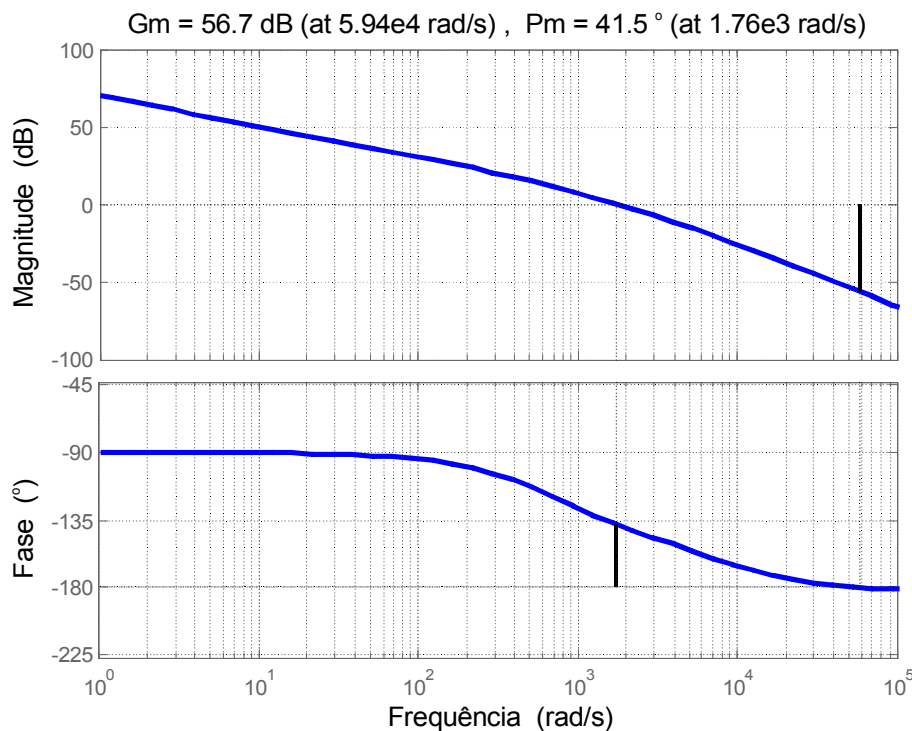


Figura 4.31 Digrama de Bode do sistema compensado em malha aberta.

4.6.3 Resultados de simulação

Os resultados de simulação referentes à segunda etapa do processo de carga do banco de baterias são apresentados nesta seção. Após o banco de baterias ser carregado com corrente constante e igual à diferença entre a potência gerada pelos painéis e a consumida pela carga, a malha de tensão é ativa e regula a tensão sobre o capacitor C_f do filtro T. A segunda etapa da técnica de carga IU é a responsável pela compensação da descarga natural do banco de baterias. Desta forma, o objetivo é manter a tensão sobre o capacitor do filtro igual a 2,3V por elemento, ou seja, 55,2V. Como apresentado anteriormente o sistema de supervisão identifica quando a carga das baterias está completa e conseqüentemente deve-se ativar a malha de tensão, através da tensão do banco de baterias, tal limite de tensão foi pré-definido igual a 58,8V.

A Figura 4.32 apresenta a tensão no banco de bateria no momento em que o processo de carga é finalizado, ou seja, a tensão alcança o valor de 58,8V, e ocorre a transição da malha de corrente para a malha de tensão, e a tensão regula-se em um valor próximo do estabelecido.

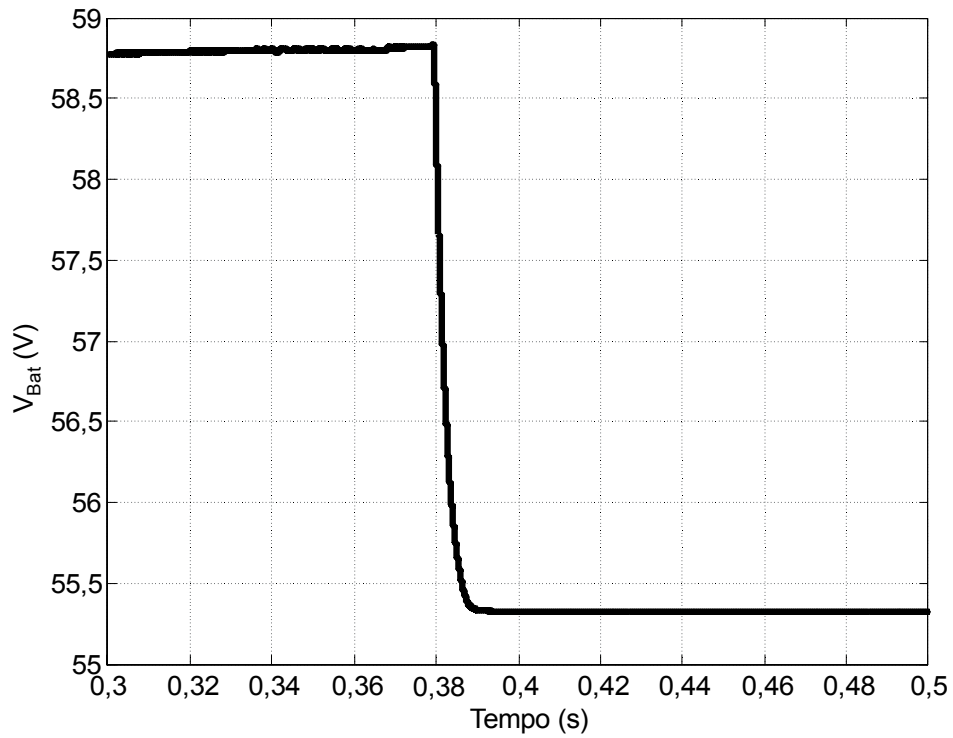


Figura 4.32 Tensão de bateria durante a transição dos modos.

A tensão de regime não se mantém regulada em exatamente 55,2V, porém está dentro o erro máximo estabelecido anteriormente de 1%, Figura 4.33.

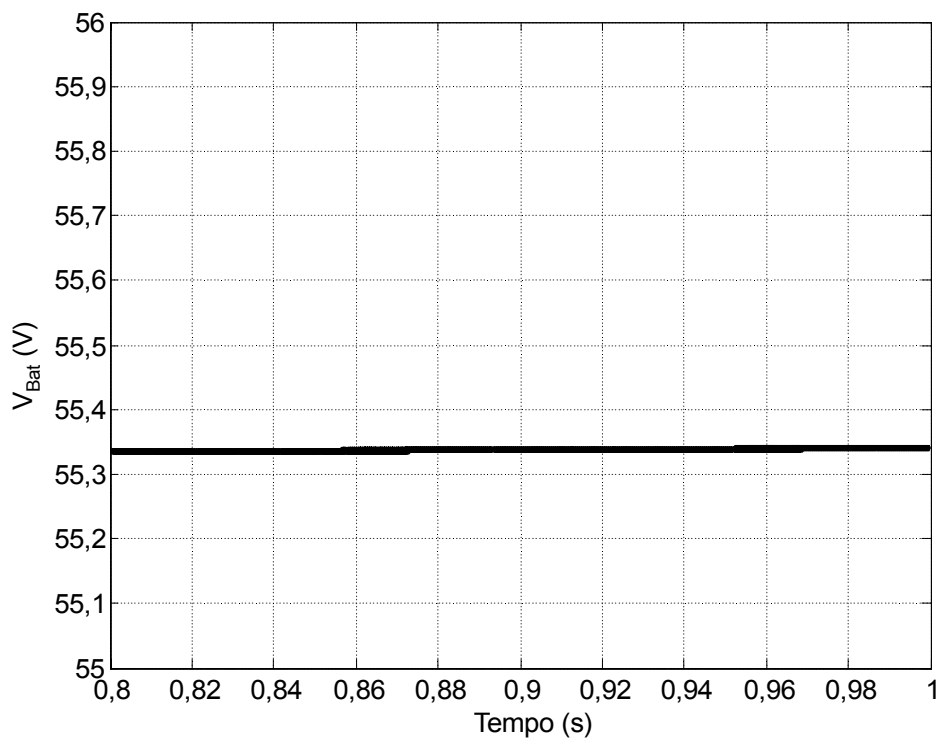


Figura 4.33 Tensão de bateria em regime permanente.

As próximas duas figuras apresentam a corrente no indutor L_b e a corrente nas baterias, indutor L_f . A Figura 4.34 apresenta a corrente em L_b e nas baterias no momento em que ocorre a transição entre os modos, observa-se que durante o modo corrente a corrente estava constante e igual a 1,25A e no momento em que o modo tensão é ativado o valor da corrente diminui e permanece regulada em um valor próximo de 0,25A, Figura 4.35.

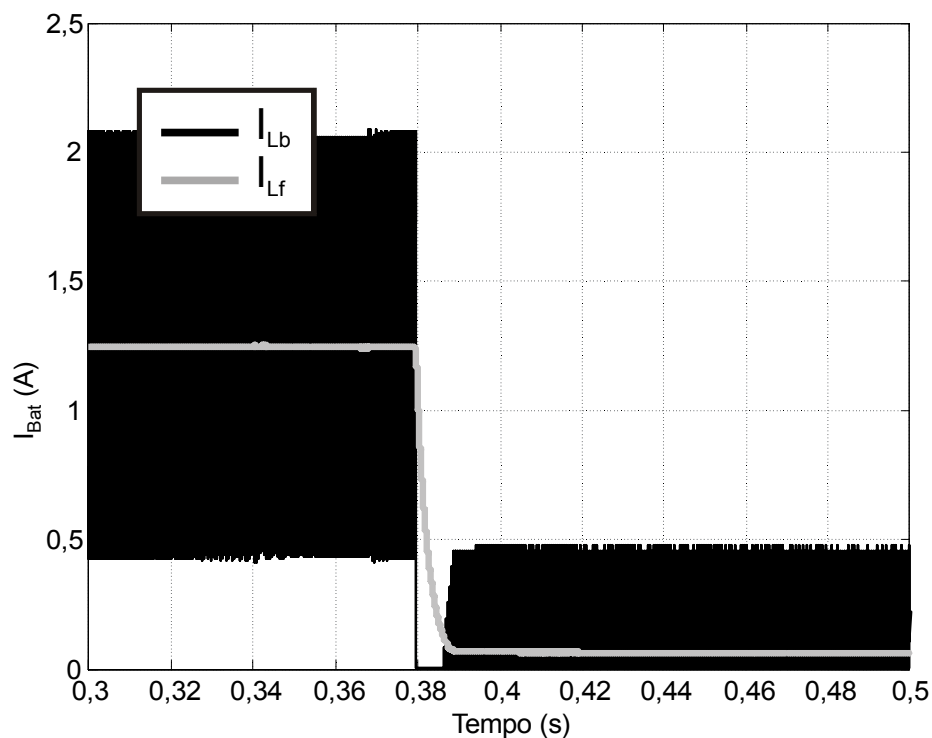


Figura 4.34 Corrente em L_b e nas baterias durante a transição dos modos.

Vale ressaltar que o valor de corrente injetada no banco de baterias durante o modo tensão pode oscilar e não é controlado, desta forma o circuito de supervisão continua observando os níveis de corrente no indutor L_b , e se o mesmo crescer a ponto de representar risco a integridade das baterias ou dos semicondutores do circuito, ocorre uma nova transição entre os modos e a corrente de carga passa novamente a ser controlada em um valor adequado.

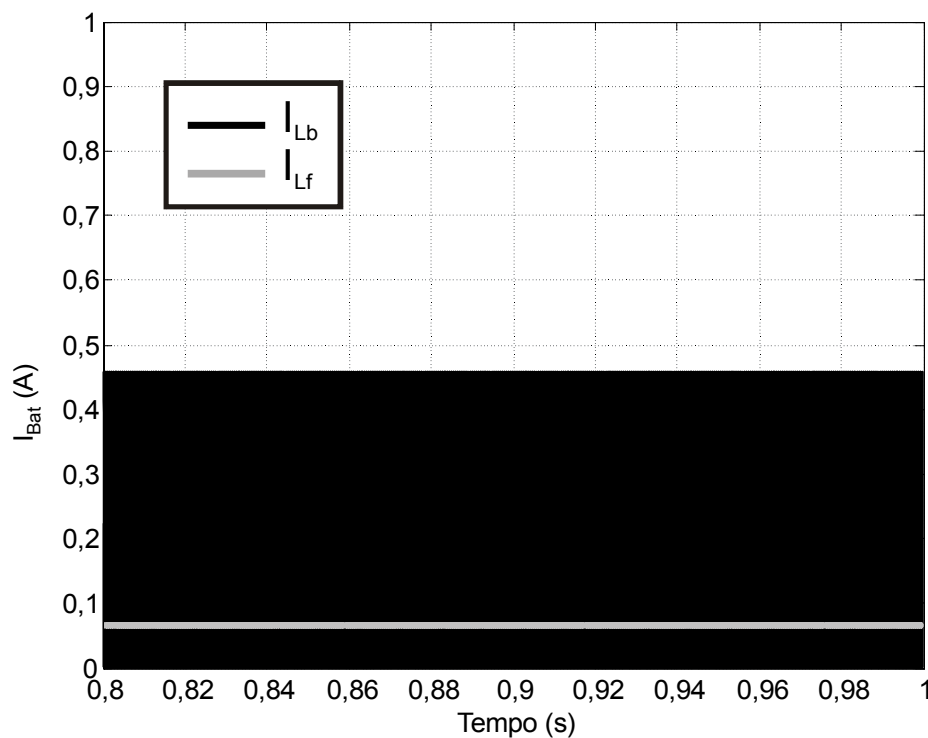


Figura 4.35 Corrente no indutor L_b e nas baterias em regime permanente.

4.7 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram apresentados os projetos dos compensadores que atuam regulando as variáveis do sistema proposto em todos os modos de operação apresentados anteriormente. De forma a validar o projeto das malhas de controle foram mostrados e discutidos os resultados de simulação para as situações em que cada malha está ativa.

A primeira preocupação quando a fonte primária de energia de um sistema gerador são painéis fotovoltaicos é aproveitar a totalidade da potência disponibilizada pelos painéis em qualquer situação de nível de radiação solar e temperatura dos painéis. Desta forma foi apresentada a influência destes parâmetros na potência gerada e definidas as características que um sistema rastreador do ponto de máxima potência deve possuir.

Entre os diversos algoritmos presentes na literatura, um algoritmo baseado na técnica P&O convencional com a diferença de possuir um passo de razão cíclica variável, foi o escolhido para realizar a função de encontrar o MPP independente das condições em que o painel é submetido. O algoritmo P&O modificado foi analisado e simulado, e o seu desempenho foi comparado com o do algoritmo convencional, tendo apresentado melhor resposta quando submetido a variações na radiação solar e melhor desempenho em regime

permanente uma vez que as oscilações são minimizadas com a implementação do passo variável.

Sempre que a potência disponibilizada pelos arranjos PV não poder ser plenamente aproveitada pelo sistema, seja alimentando a carga ou carregando o banco de baterias, o algoritmo de rastreamento deve ser desabilitado e, em seu lugar uma malha que controla a tensão no capacitor do barramento CC ativa-se retirando um dos arranjos do MPP e mantendo assim o balanço de energia do sistema.

O conversor bidirecional serve para realizar a interface entre o banco de baterias e o barramento CC, desta forma pode assumir duas configurações distintas, conversor *Buck* quando carregando o banco de baterias, e como *Boost* quando utilizando energia do banco de baterias para alimentar, completa ou parcialmente, as cargas conectadas ao sistema.

Este capítulo também apresenta o método de carga do banco de baterias utilizado na implementação do sistema. O método consiste em aplicar um nível de corrente constante e proporcional à diferença entre a energia gerada e a consumida enquanto a tensão do banco de baterias for menor que um valor pré-definido. Após atingir este valor, o método aplica um nível de tensão constante ao banco de baterias com a intenção de compensar o processo de descarga natural das baterias. O projeto e simulação das três malhas de controle presentes no conversor bidirecional, modo *Boost*, modo *Buck* corrente e modo *Buck* tensão, são apresentados neste capítulo.

Os projetos dos ganhos dos compensadores foram realizados com auxílio da ferramenta *Sisotool* presente no *software* MatLab® e as simulações das malhas de controle atuando no sistema fotovoltaico foram desenvolvidas no *software* PSIM®.

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Os resultados experimentais apresentados nesta seção foram obtidos a partir do protótipo de um sistema fotovoltaico isolado descentralizado, o qual foi implementado em laboratório sob as especificações contidas na Tabela 5.1.

A Figura 5.1 apresenta novamente o sistema implementado de forma a facilitar a relação com as tabelas apresentadas nesse capítulo.

Tabela 5.1 Especificações do sistema implementado.

Especificação	Valor
Potência nominal	$P_{\text{nom}} = 480\text{W}$
Potência de cada arranjo (@1000W/m ² e 25°C)	$P_{\text{PV}} = 240\text{W}$
Tensão do arranjo fotovoltaico	$V_{\text{PV}} = 54\text{V}$
Tensão de saída dos conversores <i>Boost</i> de entrada	$V_{\text{out}} = 100\text{V}$
Tensão barramento CC	$V_{\text{CC}} = 200\text{V}$
Tensão de bateria	$V_{\text{bat}} = 48\text{V}$
Tensão de saída do sistema	$V_{\text{L}} = 127\text{Vrms}$
Frequência de comutação – Inversor	$f_{\text{s}} = 30\text{kHz}$
Frequência de comutação – <i>Boost</i> de entrada	$f_{\text{s1}} = 30\text{kHz}$
Frequência de comutação – <i>Boost</i> bidirecional	$f_{\text{s2}} = 40\text{kHz}$
Frequência de comutação – <i>Buck</i> bidirecional	$f_{\text{s3}} = 100\text{kHz}$

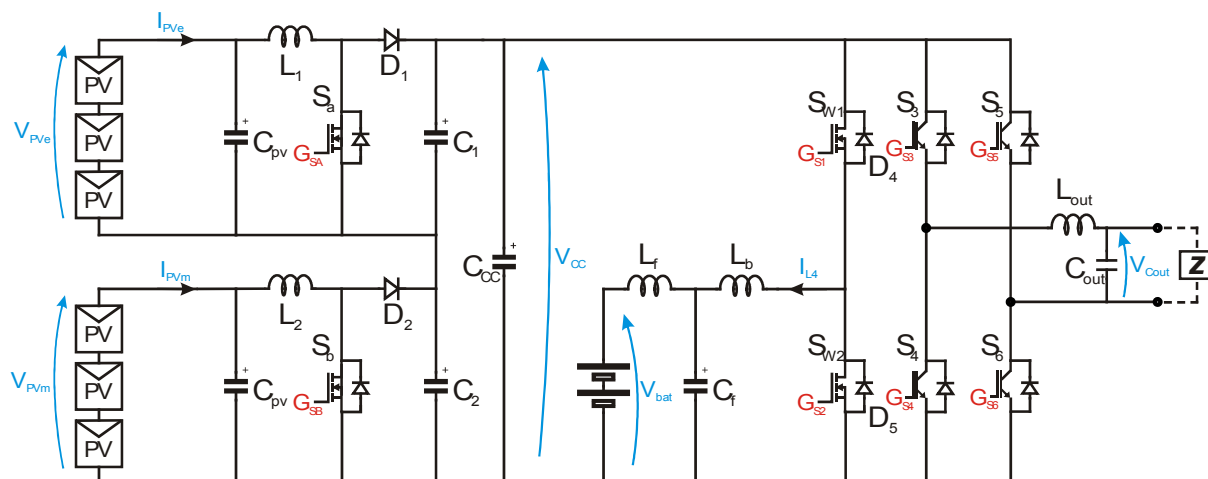


Figura 5.1 Sistema fotovoltaico descentralizado isolado.

A Tabela 5.2 apresenta os dispositivos semicondutores utilizados nos conversores *Boost* de entrada e no conversor bidirecional, além dos valores dos elementos passivos presentes no sistema. O projeto dos elementos passivos é apresentado no Anexo I desta dissertação. Os IGBT's utilizados na implementação do conversor bidirecional não possuem diodos em antiparalelo, desta forma utilizaram-se diodos discretos na implementação das chaves bidirecionais. A escolha de utilização de diodos discretos deve-se ao fato de que os diodos intrínsecos aos IGBT's normalmente não apresentam bom desempenho em altas frequências.

Tabela 5.2 Componentes do protótipo implementado.

Componente	Descrição
S_A, S_B	MOSFET IRFP360LC
$D_1, D_2 / D_4, D_5$	RHRP970/15ETH06
S_{W1}, S_{W2}	IGBT IRG4PC50W
S_3, S_4, S_5, S_6	IGBT G4PC40UD
L_1, L_2	800 μ H
C_{PV1}, C_{PV2}	68 μ F
C_1, C_2	100 μ F
L_f / L_b	3,4/246,5 μ H
C_f	1000 μ F
L_{Out}	596.5 μ H
C_{Out}	4 μ H

O banco de baterias contém 4 baterias EXF18PE (12v, 45Ah) conectadas em série. A medição das variáveis de controle, a supervisão do sistema e a implementação das malhas de controle foram realizadas por meio de uma *Xilinx* FPGA, modelo Spartan3E-500 FG320. Outras características do *kit* de desenvolvimento utilizado são, porta de alta velocidade USB2, 16Mbytes de RAM e ROM e disponibilidade de vários dispositivos I/O.

O arranjo fotovoltaico utilizado como fonte do sistema implementado foi emulado por meio do simulador de arranjos solares Agilent E4350B (*Solar Array Simulator*), considerando a conexão série de três painéis KC80. O simulador em questão tem capacidade de emular apenas um dos arranjos utilizados na implementação, desta forma todos os resultados obtidos com relação a desempenho de algoritmo MPPT e regulação do barramento CC, foram realizados com um dos conversores conectado ao simulador enquanto o outro é conectado a uma fonte CC comum, e ajustado manualmente no ponto de máxima potência.

5.2 Algoritmo MPPT

Como visto anteriormente, o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência escolhido é baseado na técnica de rastreamento P&O (*Perturbation & Observation*) com passo de alteração da razão cíclica variável, o que possibilita contornar os problemas comuns à técnica P&O, rastreamento lento do MPP e oscilações em torno do ponto de máxima potência.

A Figura 5.2 apresenta a potência extraída de um dos arranjos de painéis fotovoltaicos enquanto o algoritmo P&O convencional está ativo e rastreando o ponto de máxima potência. Através da figura observa-se o tempo necessário para levar o ponto de operação até o ponto de máxima potência e as oscilações na potência extraída do arranjo quando em regime permanente. A situação apresentada na Figura 5.2 ilustra o comportamento do algoritmo convencional quando o arranjo fotovoltaico está submetido a uma radiação de $1000\text{W}/\text{m}^2$, o que corresponde a uma potência nominal de aproximadamente 240W.

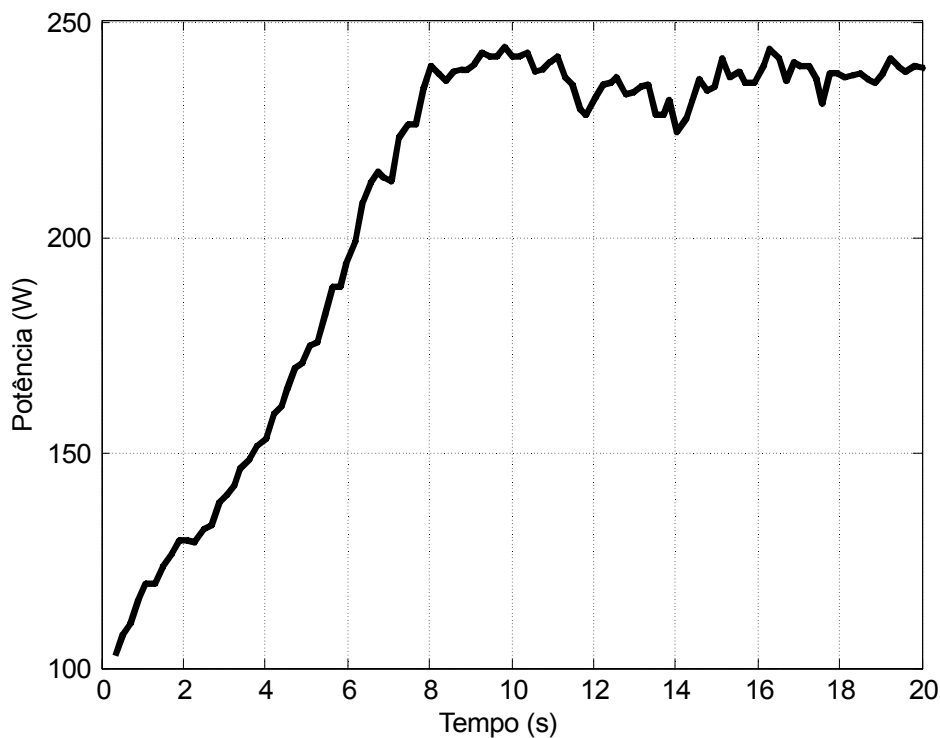


Figura 5.2 Potência extraída de um dos arranjos PV - P&O convencional (@1000W/m²).

A mesma situação é imposta ao arranjo fotovoltaico quando o conversor *Boost* de entrada é controlado pelo algoritmo P&O modificado, como apresentado na Figura 5.3.

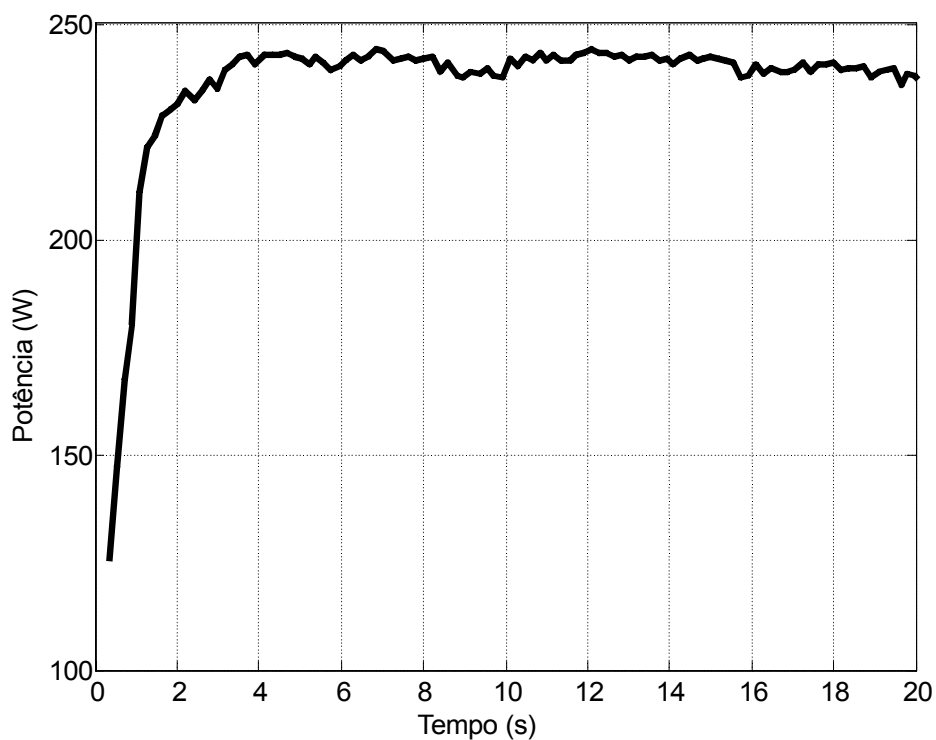


Figura 5.3 Potência extraída de um dos arranjos PV - P&O modificado (@1000W/m²).

Nota-se pelas Figura 5.2 e Figura 5.3, que o algoritmo modificado converge mais rapidamente para o ponto de operação onde a potência é máxima e apresenta oscilações menores em torno do mesmo ponto.

Ilustrando a mesma situação de teste, a Figura 5.4 e Figura 5.5 apresentam o comportamento da tensão do barramento CC para cada algoritmo, como para a realização dos testes, somente um dos conversores *Boost* de entrada está ativo, a tensão nominal do barramento CC para uma radiação de 1000W/m^2 é de 100V .

A Figura 5.4 se refere ao comportamento de V_{CC} quando o algoritmo P&O convencional está ativo.

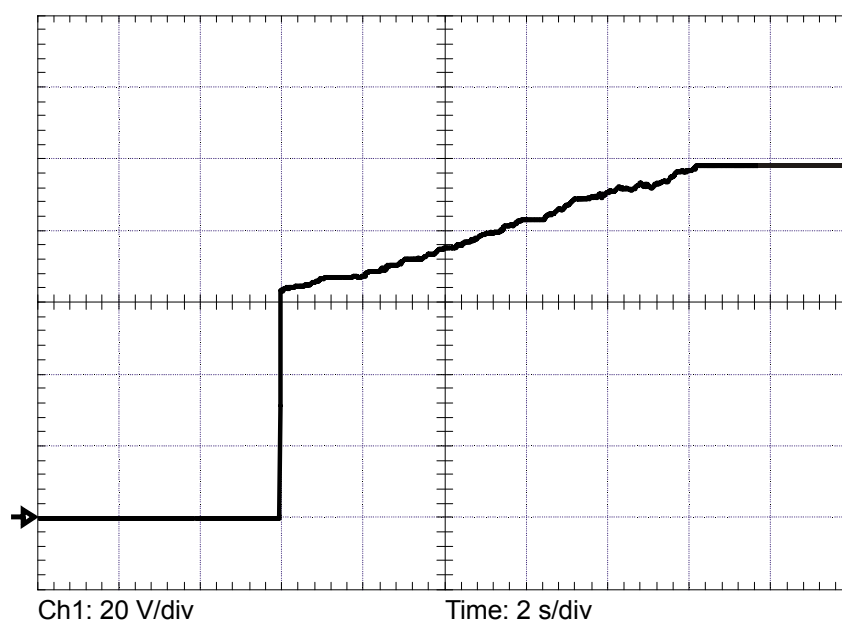


Figura 5.4 Comportamento de V_{CC} com algoritmo P&O convencional.

A Figura 5.5 demonstra o comportamento da tensão do barramento CC quando o algoritmo P&O modificado controla o conversor *Boost* de entrada. Nota-se que existe uma grande diferença no tempo em que a tensão do barramento CC entra em regime permanente e conseqüentemente no tempo em que o sistema fica pronto para operar.

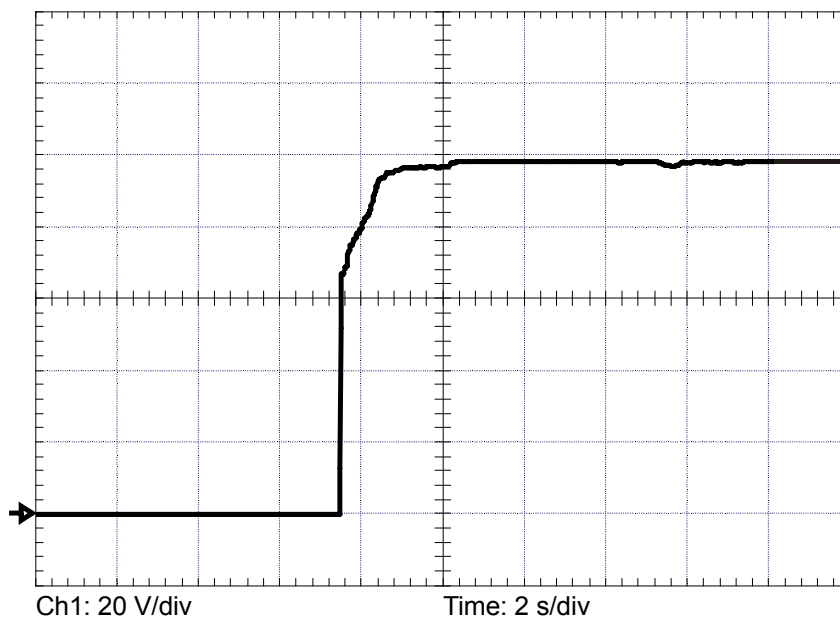


Figura 5.5 Comportamento de V_{CC} com algoritmo P&O modificado.

Uma segunda situação ainda foi testada de forma a comprovar as vantagens do algoritmo modificado, nesta situação a radiação inicial é de 700W/m^2 e depois de decorrido o tempo de rastreamento a radiação altera-se para 1000W/m^2 .

A Figura 5.6 e Figura 5.7 apresentam a potência extraída de um dos arranjos PV quando está ativo o algoritmo convencional e o então o modificado. Nota-se que durante uma transição de radiação a diferença nos tempos de rastreamento é sutil, e as grandes diferenças continuam sendo o tempo inicial de rastreamento e as oscilações em regime permanente, sempre a favor do algoritmo P&O modificado, comprovando os resultados de simulação encontrados no capítulo anterior.

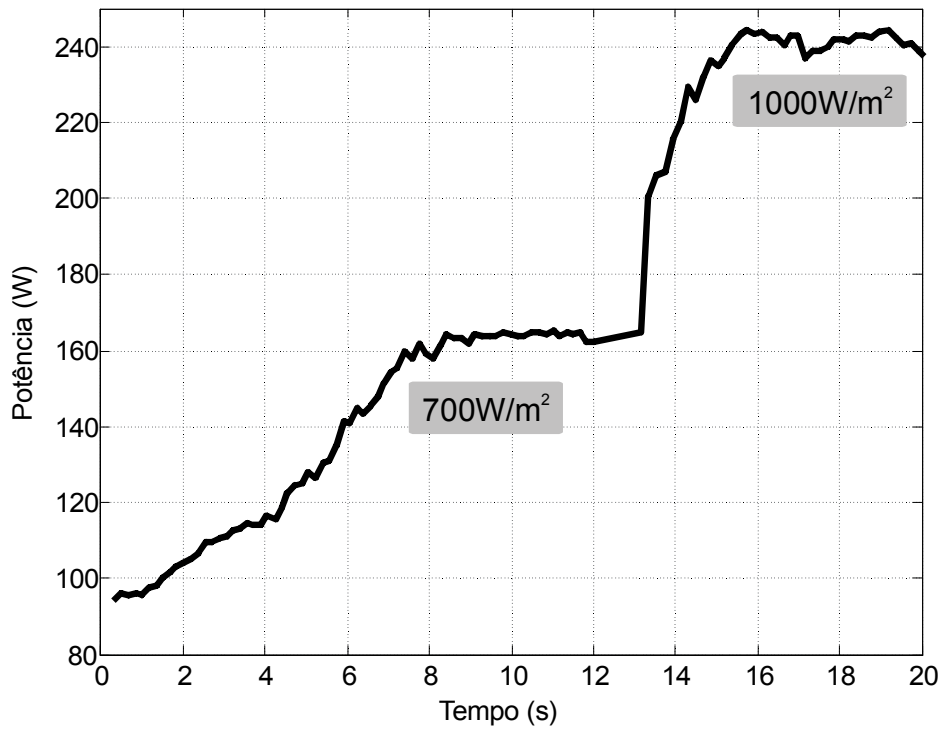


Figura 5.6 Potência extraída - P&O convencional ($700\text{W}/\text{m}^2$ para $1000\text{W}/\text{m}^2$).

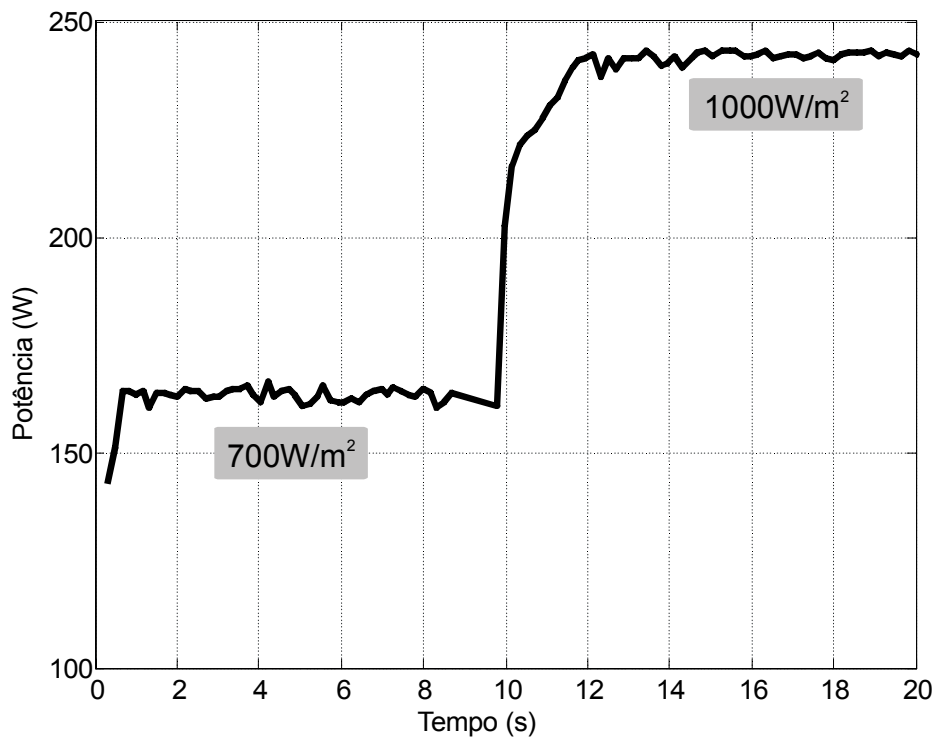


Figura 5.7 Potência extraída - P&O modificado ($700\text{W}/\text{m}^2$ para $1000\text{W}/\text{m}^2$).

Por último, a Figura 5.8 e a Figura 5.9 apresentam o comportamento da tensão do barramento CC quando os dois algoritmos comparados são submetidos à mesma variação de radiação, de $700\text{W}/\text{m}^2$ para $1000\text{W}/\text{m}^2$.

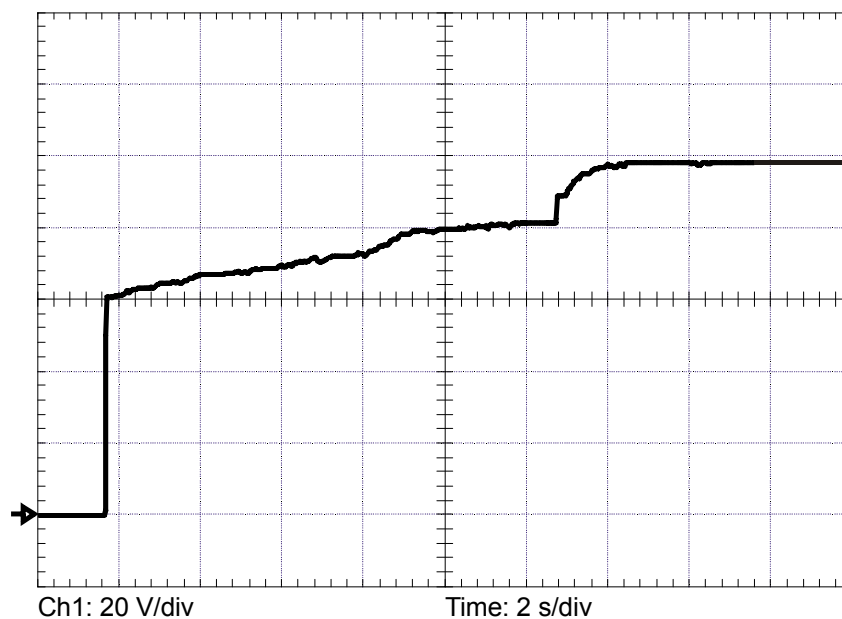


Figura 5.8 Comportamento de V_{CC} - Algoritmo P&O convencional ($700\text{W}/\text{m}^2$ para $1000\text{W}/\text{m}^2$).

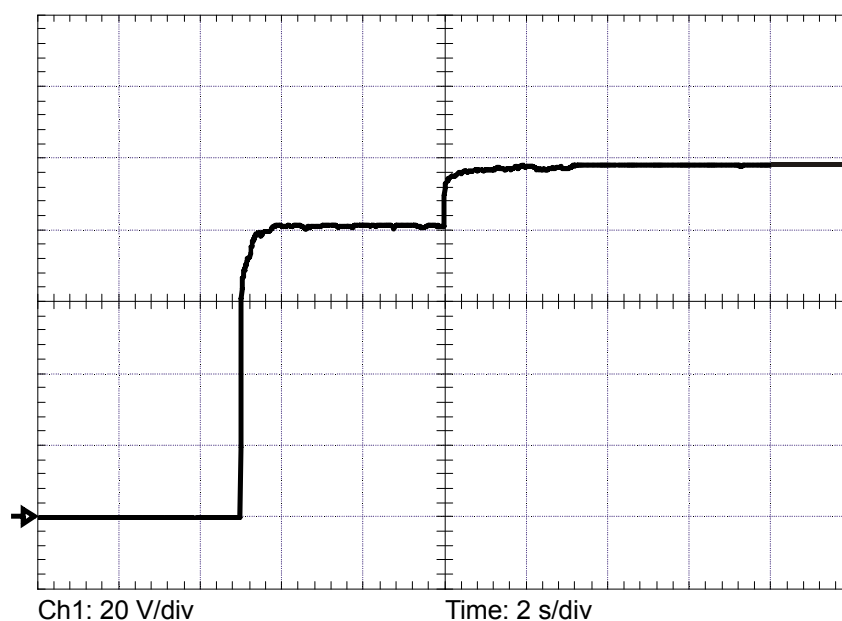


Figura 5.9 Comportamento de V_{CC} - Algoritmo P&O modificado ($700\text{W}/\text{m}^2$ para $1000\text{W}/\text{m}^2$).

Novamente, os resultados apresentados na Figura 5.8 e Figura 5.9, comprovam as vantagens alcançadas com a utilização de um algoritmo com a lógica do P&O convencional, porém com passo de variação da razão cíclica variável.

Vale ressaltar que o desempenho experimental do algoritmo P&O modificado ficou comprometido com relação aos resultados obtidos em simulação devido a restrições inerentes à FPGA, a qual não permite a divisão por números diferentes de potência de 2. Desta forma a

implementação do passo variável foi realizado com base em uma tabela, na qual um divisor adequado para cada nível de potência do arranjo PV foi estabelecido.

5.3 Malha de tensão do barramento CC – DCBR

A segunda função dos conversores *Boost* de entrada é assumir a condição de regulador do equilíbrio de energia quando o conversor bidirecional já perdeu esta capacidade, seja pelo banco de baterias estar plenamente carregado ou a corrente de carga estar limitada em seu valor máximo. Esta situação, representada pelos modos de operação 4, 5, 6 e 7, ocorre quando a energia gerada pelos arranjos é maior que a consumida pela carga e o banco de baterias já está carregado ou a corrente de carga está saturada no seu valor máximo.

Na situação representada na Figura 5.10 o banco de baterias já está plenamente carregado, e o sistema de supervisão entende que o conversor escravo deve alterar sua malha de controle, transferindo o ponto de operação, que antes estava no MPP, para um novo ponto no qual a potência extraída seja a necessária para satisfazer a condição de equilíbrio de potência.

Desta forma a tensão V_{CC} fica regulada no seu valor nominal. Se a diferença entre a energia gerada pelos arranjos e a consumida for muito elevada, o conversor escravo é totalmente desabilitado e o conversor mestre assume a função de regulação do barramento CC.

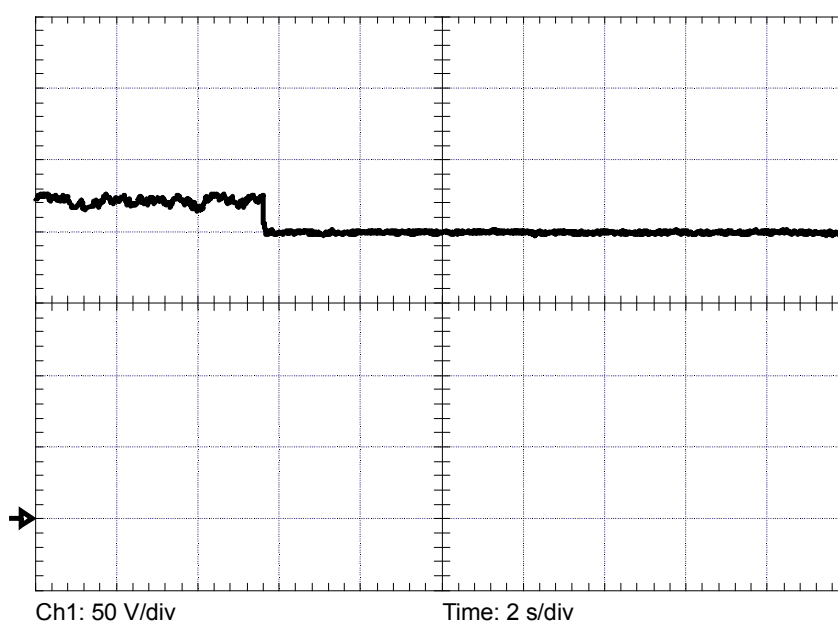


Figura 5.10 Tensão do barramento CC no momento da ativação da função DCBR.

A Figura 5.11 apresenta o gráfico de potência extraída do arranjo conectado ao conversor escravo, onde se percebe a potência diminuindo no momento em que a função DCBR ativa-se.

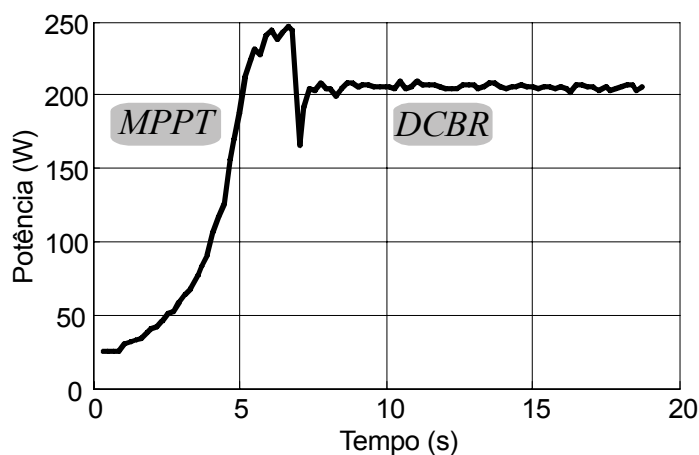


Figura 5.11 Potência extraída do arranjo PV.

5.4 Malha de tensão do conversor *Boost* bidirecional

Sempre que a energia gerada pela soma dos dois arranjos fotovoltaicos não for suficiente para satisfazer à demanda de energia imposta pela carga, o sistema supervisor percebe que a tensão do barramento CC está abaixo do valor mínimo aceitável e aciona o controle do interruptor S_{W2} , que junto com o diodo D_4 formam o conversor *Boost* bidirecional retirando energia do banco de baterias e compensando a falta de energia de maneira a manter o barramento CC regulado no valor nominal, modo de operação 2.

A Figura 5.12 apresenta a tensão V_{CC} sendo regulada no valor nominal do barramento no momento em que o conversor *Boost* bidirecional é acionado e a corrente extraída do banco de baterias.

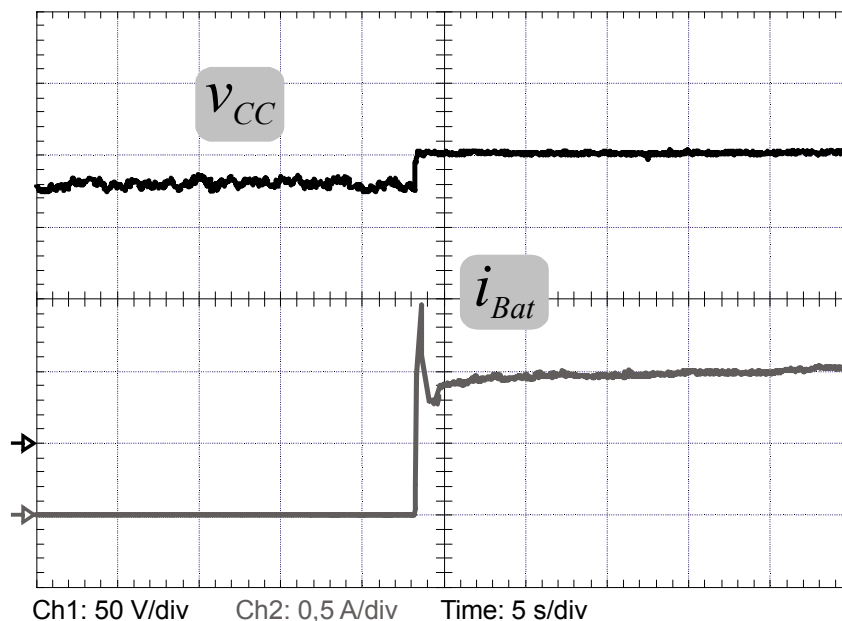


Figura 5.12 Tensão do barramento CC e corrente extraída do banco de baterias.

5.5 Malha de corrente conversor *Buck* bidirecional

O conversor bidirecional atua com as propriedades de um conversor *Buck*, interruptor S_{W1} e diodo D_5 , sempre que a potência extraída dos arranjos for maior que a consumida pela carga e o banco de baterias não estiver completamente carregado. Quando isso acontece o sistema de supervisão, que está monitorando a tensão V_{CC} , percebe que o nível de tensão atinge um valor máximo estipulado anteriormente e aciona o conversor bidirecional com a função *Buck*. Conforme o fluxograma apresentado na Figura 4.22, o valor da tensão do banco de baterias é utilizado na definição de qual malha de controle deve estar ativa, uma vez que a tensão V_{Bat} é menor do que 2,45V/e, ou 14,7V por bateria, a malha de corrente irá controlar o processo de carga das baterias.

Esta malha de corrente injeta no banco de baterias uma corrente proporcional ao excesso de energia gerada, atuando de forma a manter o equilíbrio de energia e regulando a tensão do barramento CC no valor nominal.

A Figura 5.13 apresenta a tensão V_{CC} sendo regulada no valor nominal do barramento CC e a corrente média injetada no banco de baterias a qual é somente a necessária para garantir o balanço de potência.

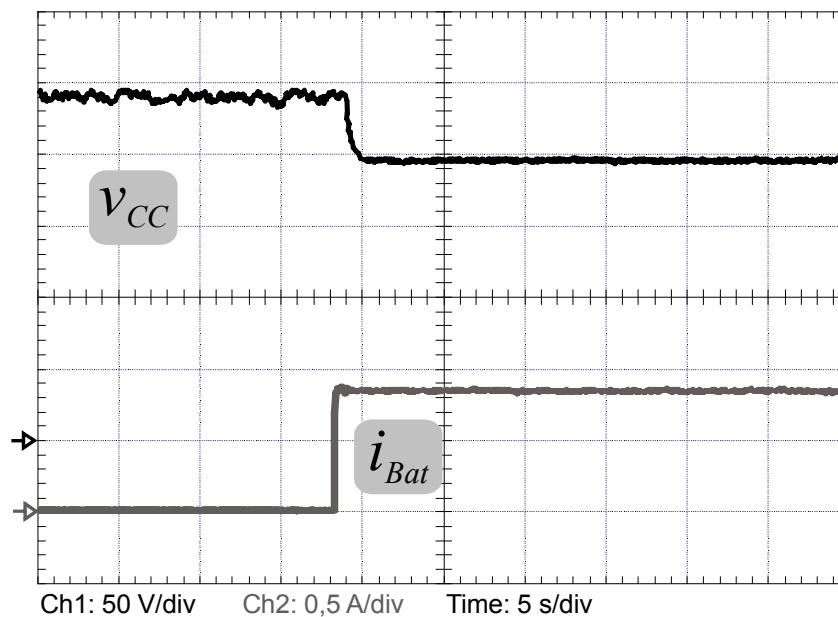


Figura 5.13 Corrente do barramento CC e corrente injetada no banco de baterias.

O detalhe da corrente injetada no banco de baterias durante o processo de carga com corrente constante e apresentado na Figura 5.14. Pela figura percebe-se a redução na ondulação da corrente entregue as baterias com a inclusão do filtro T. A corrente que realmente é injetada no banco de baterias, corrente em L_f , apresenta uma ondulação menor que a corrente que circula por L_b , essa redução significativa na ondulação da corrente maximiza a vida útil do banco de baterias.

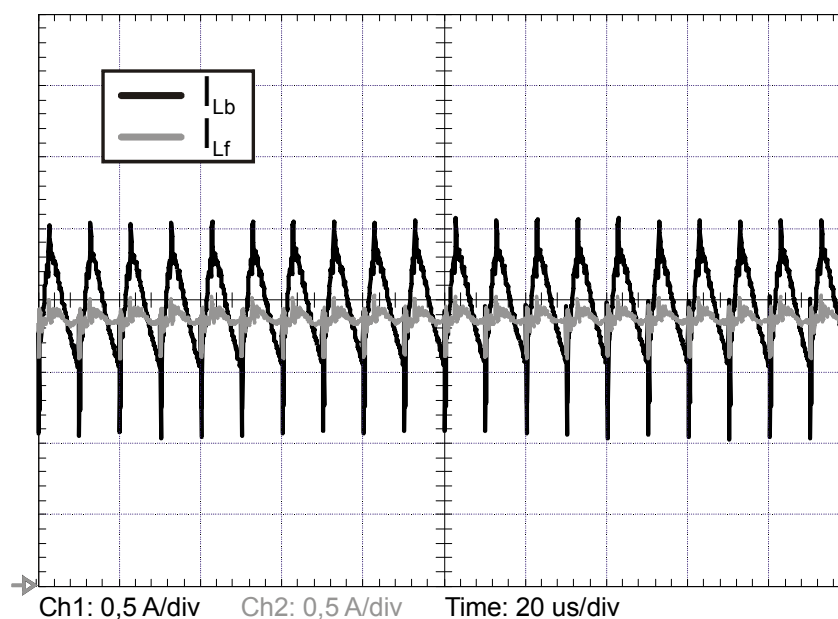


Figura 5.14 Corrente de carga do banco de baterias, medidas em L_B e L_F .

5.6 Malha de tensão conversor *Buck* bidirecional

A etapa final do processo de carga do banco de baterias ocorre quando a tensão do banco alcança o valor máximo de carga de 2,45V por elemento, ou 58,8V para o banco de baterias utilizado na implementação. Quando isso acontece, o sistema de supervisão, que está monitorando o valor de V_{Bat} percebe que o banco de baterias já está plenamente carregado e ativa a malha de tensão, a qual irá regular a tensão sobre o capacitor C_f em 2,3V por elemento, ou 55,2V de tensão total das baterias, de modo a apenas compensar o processo de descarga natural das mesmas.

A Figura 5.15 apresenta o momento da transição da malha de corrente para a malha de tensão do processo de carga das baterias. Na figura nota-se a corrente de carga das baterias constante enquanto a malha de corrente está ativa, e a corrente sendo regulada no valor necessário para regulação da tensão V_{Bat} em 55,2V quando a malha de tensão está ativa.

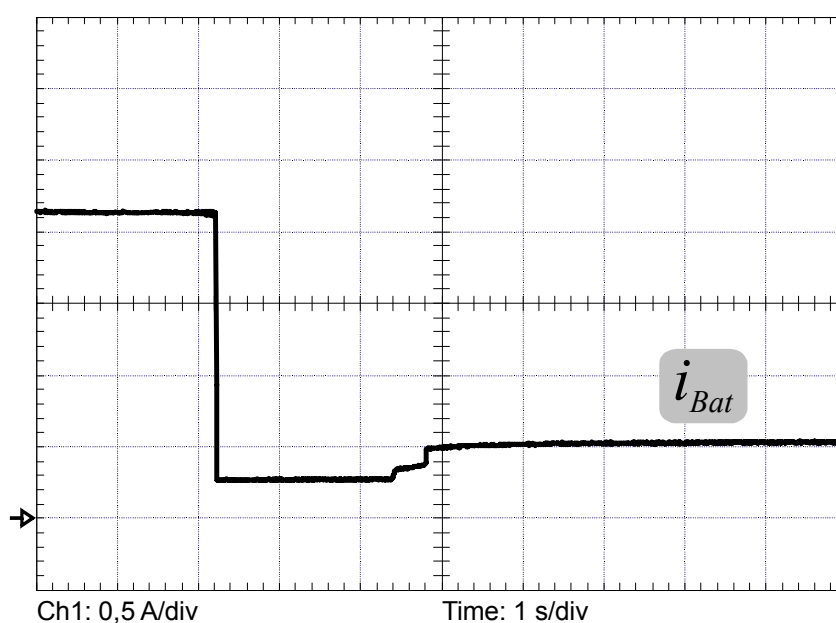


Figura 5.15 Transição entre o modo corrente e o modo tensão.

A Figura 5.16 apresenta a tensão do banco de baterias quando a malha de controle da tensão de flutuação está ativa, percebe-se pela figura que o valor da tensão do capacitor C_f em regime permanente fica muito próximo do valor de referência, aproximadamente 55V, e dentro do erro máximo estabelecido nas especificações de projeto.

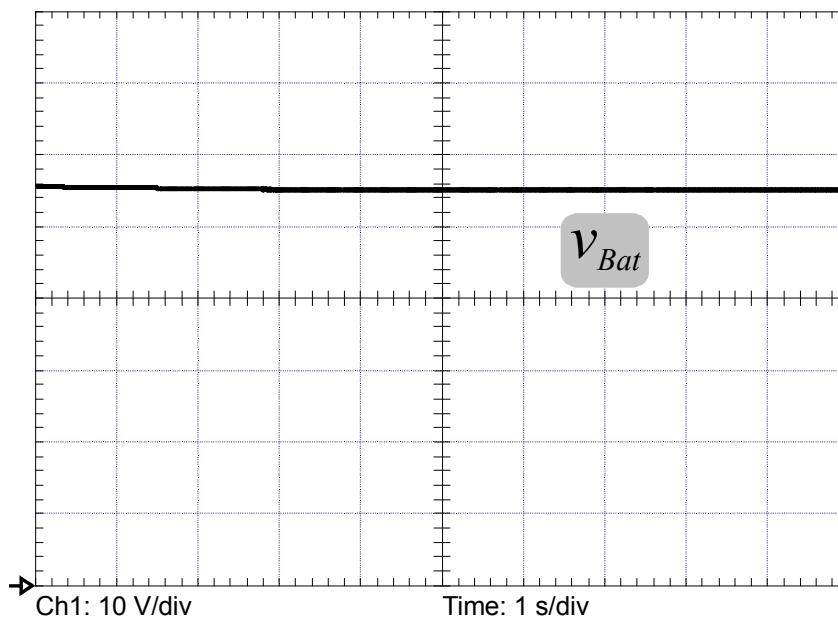


Figura 5.16 Tensão de bateria com modo tensão ativo.

5.7 Controle do inversor

O sistema inversor utilizado na implementação baseia-se na topologia *Full-Bridge*. Uma vez que o controle otimizado do inversor não se enquadra como um dos objetivos principais desta dissertação, o controle da tensão de saída entregue as cargas conectadas ao sistema foi realizado em malha aberta, com um índice de modulação em amplitude fixo e igual a 0,9. A síntese da forma de onda senoidal no inversor utilizado foi obtida com base em uma tabela de valores, os quais foram escolhidos de acordo com o índice de modulação correspondente para a obtenção dos sinais de saída na frequência e amplitude desejados.

De forma a comprovar o funcionamento do inversor, a Figura 5.17 apresenta a tensão e corrente entregue as cargas conectadas ao sistema PV.

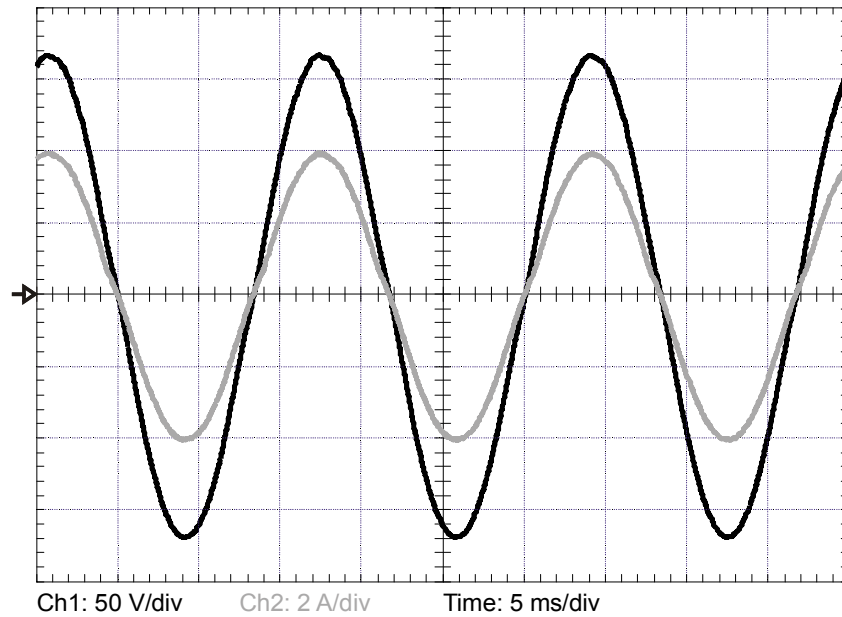


Figura 5.17 Tensão e corrente de carga.

A síntese da tensão senoidal no inversor do sistema PV foi realizada através da modulação PWM senoidal três níveis, por ser simples e de fácil implementação. A Figura 5.18 confirma a presença de três níveis de tensão no sinal medido na saída do inversor antes do filtro LC.

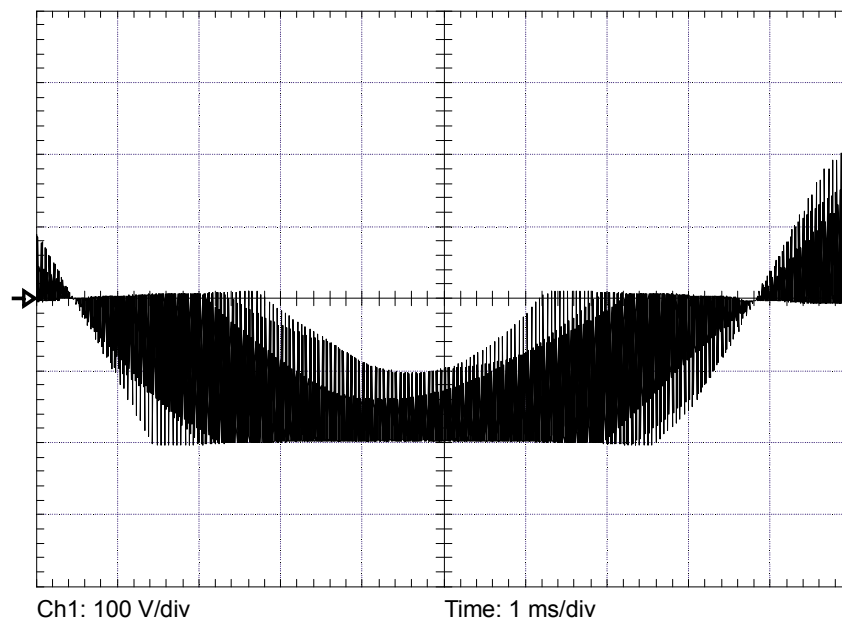


Figura 5.18 Tensão de saída do inversor antes do filtro LC.

Como citado em capítulos anteriores, uma das consequências da utilização de um sistema inversor é o surgimento de uma ondulação no barramento CC com o dobro da

frequência da forma de onda sintetizada pelo inversor. A Figura 5.19 apresenta esta característica de ondulação da tensão de entrada do inversor. Tal característica se apresenta como restrição de projeto para as malhas de controle dos outros conversores integrantes do sistema PV proposto, uma vez que não deve ser compensada por tais ações de controle evitando, assim, a instabilidade.

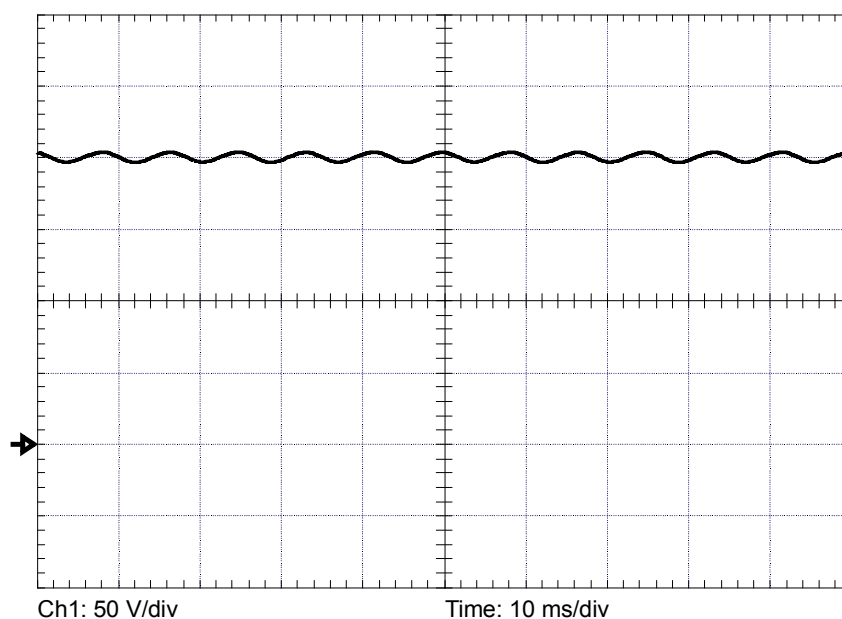


Figura 5.19 Ondulação de 120Hz na tensão do barramento CC.

5.8 Conclusão

Os resultados experimentais que demonstram o comportamento do sistema implementado para todos os modos de operação foram apresentados neste capítulo. Inicialmente foram abordadas todas as possibilidades de funcionamento dos conversores *Boost* de entrada, modo MPPT e modo DCBR, para o modo DCBR foram apresentados os resultados de uma breve comparação de desempenho entre dois algoritmos baseados na técnica de rastreamento P&O, o algoritmo convencional implementa um passo de variação de razão cíclica fixo e o algoritmo modificado utiliza um passo de variação de razão cíclica variável. Os resultados demonstram que o algoritmo modificado melhora o tempo de rastreamento do MPP e diminui as oscilações em torno do ponto de máxima potência quando em regime permanente.

A segunda possibilidade de controle dos conversores *Boost* de entrada é o modo DCBR, os resultados apresentam uma situação em que o conversor bidirecional não possui a

capacidade de regulação do barramento CC e desta forma um dos conversores de entrada altera a sua malha de controle de MPPT para DCBR deslocando o ponto de operação do conversor. O conceito de conversores mestre/escravo foi apresentado e os resultados comprovam que para uma demanda de energia maior que a energia gerada por um dos arranjos, somente o conversor escravo entra em DCBR e o conversor mestre continua com o algoritmo MPPT ativo.

Com relação ao conversor bidirecional, três são as possibilidades de controle. Os primeiros resultados apresentados referem-se a situações em que o conversor bidirecional utiliza a energia armazenada no banco de baterias de forma a complementar a energia gerada pelos arranjos PV e desta forma garantir o balanço de potência do sistema. As outras duas possibilidades de controle estão ligadas ao processo de carga do banco de baterias, malha de corrente e malha de tensão. Desta forma os resultados apresentados para o processo de carga comprovam que a corrente de carga das baterias permanece constante e proporcional ao excesso de energia gerada pelos painéis, quando a malha de corrente está ativa e a tensão sobre o capacitor do filtro T se mantém dentro das especificações se a malha de tensão estiver controlando o processo de carga.

Após a apresentação dos resultados referentes a cada modo de operação do sistema, foram apresentados os modelos de regulação equivalentes, ou seja, a representação do ponto de vista de controle de cada conversor do sistema para cada modo de operação. Sempre que um conversor, *Boost* de entrada ou bidirecional, estiver regulando o balanço de energia ele será representado por uma fonte de corrente controlada, por sua vez se os mesmos estiverem ativos, mas sem a capacidade de regular o barramento CC são representados por uma fonte de corrente não controlada.

CONCLUSÃO

A geração de energia elétrica explorando o potencial das energias renováveis tem se apresentado como uma das soluções para suprir a demanda crescente por energia em todo mundo e desacelerar o processo de aquecimento global o qual foi agravado durante décadas pela exploração e consumo desenfreados dos combustíveis fósseis disponíveis na natureza. A emissão de gases causadores do efeito estufa cresce na mesma proporção que o desenvolvimento da humanidade.

Nesse contexto, uma das alternativas para minimizar o paradoxo entre evoluir comprometendo as condições de existência humana no planeta, e estagnar o crescimento da economia e outros setores com o intuito de preservar o ambiente, pode estar na utilização de fontes renováveis de energia para produção de energia elétrica.

No nicho das fontes de energia renováveis, a energia solar fotovoltaica apresenta-se como uma das mais promissoras, devido às vantagens associadas a esta tecnologia, como os índices quase nulos de emissão de gases poluentes durante a geração de energia e recursos inesgotáveis de radiação solar.

As possíveis aplicações de sistemas solares fotovoltaicos podem, basicamente, ser divididas em: sistemas isolados (*Stand-Alone*) quando realiza o papel da rede pública de energia, e sistemas conectados a rede (*Grid-Connected*), quanto usados de forma complementar à rede gerando energia de forma a amortizar os picos de consumo. Das aplicações citadas, a que se propõe a fornecer energia para sistemas isolados, foi a escolhida para o desenvolvimento deste trabalho, por representar uma crescente fatia de mercado.

Entre os subsistemas que compõem um sistema fotovoltaico, os conversores estáticos realizam um papel indispensável para adequar e gerenciar a energia gerada pelos painéis durante as mais diversas situações a que são submetidos durante sua operação. A escolha dos conversores utilizados e sua disposição no sistema são muito importantes quando se quer um sistema eficaz e ao mesmo tempo eficiente. Topologias centralizadas e descentralizadas foram apresentadas e comparadas com o critério de custos envolvidos e eficiência de conversão que cada uma oferece. Desta forma a topologia Inversor *Multi-String* foi escolhida para a implementação proposta por apresentar uma melhor relação entre custo, desempenho e aproveitamento da energia primária em situações de sombreamento parcial. Porém, deve ser

observado que os sistemas PV com esta topologia exigem o uso de estratégias de controle e supervisão mais complexas.

O sistema fotovoltaico tem a peculiaridade de possuir uma fonte de energia intermitente, ou seja, o processo de geração não é constante ao longo de um dia e varia ainda mais com as estações do ano, desta forma um sistema fotovoltaico não conectado a rede elétrica deve possuir um sistema armazenador de energia com a função de compensar a irregularidade de geração e garantir o correto funcionamento do sistema. Vários modos de operação são observados ao longo de um dia e cada um possui uma estratégia para manter o balanço de energia e suprir adequadamente as necessidades da carga.

Portanto, de forma a definir qual modo de operação deve estar ativo em cada situação, foi proposta uma estratégia de controle e supervisão para o sistema implementado, o qual leva em consideração a geração de energia pelos painéis, a demanda de energia imposta pela carga e o estado de carga do banco de baterias. A técnica proposta maximiza a utilização da energia PV gerada, a vida útil do banco de baterias e garante o fornecimento contínuo de energia às cargas.

De forma a garantir as restrições citadas, a estratégia de controle se baseou no estado de funcionamento de cada conversor em cada um dos modos de operação, utilizando-se de malhas de controle individuais para cada conversor.

Diferentemente da estratégia de controle, a qual foi proposta de forma individualizada, a estratégia de supervisão centralizou as informações das variáveis de controle e estado de funcionamento dos conversores, gerenciando a transição entre os modos de operação e garantindo o balanço de energia do sistema PV.

Desta forma, foram apresentados os projetos dos compensadores utilizados no controle dos conversores bem como a escolha do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência escolhido para o sistema. Uma breve comparação entre algoritmos de rastreamento P&O mostra que o algoritmo convencional perde em eficiência se comparado ao mesmo algoritmo quando implementado com passo de perturbação variável. Resultados de simulação apresentam as variáveis do sistema quando cada modo de operação está ativo e comprovam como cada um desempenha a sua função de manter o equilíbrio de energia para uma situação específica.

A análise experimental confirma o funcionamento esperado de cada malha de controle dos conversores que compõem o sistema fotovoltaico. O conversor *Boost* de entrada quando rastreando o ponto de máxima potência, apresentou diferenças de desempenho quando o algoritmo baseado na lógica de controle P&O foi utilizado com passo de alteração na razão

cíclica variável. Uma vez que a implementação desta alteração no algoritmo não implica em acréscimo de elementos de *Hardware*, o algoritmo P&O modificado foi o escolhido para a implementação do MPPT, apresentando um tempo de rastreamento e oscilações em torno do MPP melhores quando comparado com o algoritmo convencional. Os resultados experimentais confirmaram a tendência de melhora de desempenho do algoritmo modificado perante o convencional. Porém esses resultados não coincidiram com os resultados obtidos por simulação. A razão para isso foram as restrições de divisão de variáveis, impostas pela plataforma de desenvolvimento, FPGA.

Os resultados experimentais referentes à malha de controle de tensão DCBR dos conversores *Boost* de entrada, comprovaram os resultados obtidos em simulação. Para a situação testada experimentalmente, somente um dos conversores, conversor escravo, desabilita a função de rastreamento e atinge o objetivo de regulação da tensão do barramento CC.

Com relação ao conversor bidirecional, todas as três malhas de controle foram testadas experimentalmente de forma a validar os resultados teóricos. Os resultados obtidos experimentalmente para o conversor bidirecional operando no modo *Boost* confirmaram as análises realizadas. O sistema apresentou desempenho plenamente satisfatório, com erro de regime permanente próximo de zero.

As análises experimentais referentes ao processo de carga do banco de baterias podem ser divididas em duas etapas, malha de corrente e malha de tensão. Os resultados referentes à etapa de carga com corrente constante foram satisfatórios, e comprovaram a eficácia da estratégia de controle diferenciada, a qual utiliza o erro da tensão V_{CC} no cálculo da corrente de referência da malha de corrente, atingindo assim a regulação da tensão do barramento CC dentro das especificações.

A segunda etapa no processo de carga do banco de baterias se propõe a compensar a descarga natural das baterias. Os resultados obtidos apresentaram o momento da transição entre a malha de corrente e a malha de tensão e o comportamento das variáveis, I_{Bat} e V_{Bat} , em regime permanente, validando os resultados de simulação. As análises experimentais do processo de carga das baterias, também comprovaram a redução na ondulação da corrente injetada nas baterias com a utilização de um filtro T.

Propostas para trabalhos futuros:

Alguns pontos ainda devem ser abordados no sistema fotovoltaico implementado apresentado nesta dissertação:

- Implementação do sistema PV trocando a fonte simuladora de arranjos fotovoltaicos por painéis reais, com o intuito de observar o comportamento das decisões tomadas pelo sistema de supervisão e dos conversores estáticos do sistema sob diferentes condições de radiação e carga.
- Até o momento os sete modos de operação do sistema estão implementados individualmente, desta forma se faz necessário analisar as condições de transição entre os modos de operação durante a operação normal do sistema, inicializando as variáveis necessárias de forma a garantir que as transições ocorram suavemente e sem comprometer o funcionamento do sistema.
- Aumentar o número de conversores *Boost* no estágio de entrada, tornando o sistema mais descentralizado e analisar os ganhos em eficiência em situações em que o sistema PV é submetido a sombreamento parcial dos módulos fotovoltaicos comparando com o custo adicional inerente deste processo de descentralização.
- Generalizar o conceito Mestre-Escravo para um número indefinido de conversores de entrada, aumentando a complexidade do sistema de supervisão de maneira a criar níveis de prioridade baseados na potência gerada pelos painéis e na curva de eficiência dos conversores para definir quais dos conversores de entrada irão ativar o modo DCBR primeiro quando necessário.
- Teste do impacto de novas tecnologias de semicondutores nos níveis de eficiência do sistema implementado.
- Análise das vantagens adquiridas com a inclusão de circuitos de auxílio a comutação nos conversores do sistema.
- Estudar a possibilidade de integração do conversor bidirecional com o sistema inversor, com o objetivo de diminuir o número de dispositivos ativos.

Artigos vinculados ao trabalho desenvolvido:

- Cândido, D. B., Zientarski, J. R. R., Beltrame, R.C., Pinheiro, J. R., Hey, H. L., “*Implementation of a Stand-Alone Photovoltaic System Based on Decentralized DC-*

DC Converters”, Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP, 2009, Bonito, Ms, Brasil.

- Cândido, D. B., Michels, L., Hey, H. L., “*Integrated Control of a Stand-Alone Photovoltaic System Based on Decentralized DC-DC Converters*”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, 2010, Bari, Italia.
- Cândido, D. B., Zientarski, J. R. R., Beltrame, R.C., Pinheiro, J. R., Hey, H. L., “*Implementation of a Stand-Alone Photovoltaic System Based on Decentralized DC-DC Converters*”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, 2009, Seoul, Korea. (Aceito)
- Cândido, D. B., Zientarski, J. R. R., Beltrame, R.C., Pinheiro, J. R., Hey, H. L., “*Implementation of a Stand-Alone Photovoltaic System Based on Decentralized DC-DC Converters*”, Eletrônica de Potência, SOBRAEP, 2010. (Submetido)

BIBLIOGRAFIA

- [1] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Supporting Solar Photovoltaic Electricity - An Argument for Feed-in Tariffs*, 2007.
- [2] International Energy Agency (IEA), *Key World Energy Statistics*, 2008.
- [3] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Photovoltaic Energy - Electricity from the Sun*, 2008.
- [4] Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito - CRESESB, *Energia Solar Princípios e Aplicações*, Cresesb, CEPEL: .
- [5] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Solar Generation*, 2004.
- [6] Ricardo Rütther, *Edifícios solares fotovoltaicos*, Florianópolis, Brasil: 2008.
- [7] ANEEL, *Atlas de energia elétrica no Brasil*, Brasília: 2004.
- [8] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Solar Generation V*, 2008.
- [9] J. Schonberger, "A single phase multi-string PV inverter with minimal bus capacitance," *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1 - 10.
- [10] C. Attaianese, M. Di Monaco, V. Nardi, e G. Tomasso, "Dual inverter for high efficiency PV systems," *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, Miami, F: 2009, pp. 818 - 825.
- [11] N. Abd Rahim e J. Selvaraj, "Multi-String Five-Level Inverter with Novel PWM Control Scheme for PV Application," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2009.
- [12] K. Wang nianchun Xu qingshan Shi bin Yukita, Y. Goto, e K. Ichiyanagi, "Research of Single-Phase Inverter for PV Modules with MPPT," *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, Wuhan: 2009, pp. 1 - 4.
- [13] L. Ma, T. Kerekes, R. Teodorescu, X. Jin, D. Florica, e M. Liserre, "The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology," *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Barcelona: 2009, pp. 1 - 10.
- [14] International Energy Agency (IEA), *Management of Storage Batteries used in Stand-Alone Photovoltaic Power Systems - Report IEA PVPS T3-10:2002*, 2002.
- [15] G. F. Rodrigues, *"Estudo Sobre Baterias para Aplicação em Sistemas Fotovoltaicos Isolados*, Relatório de Publicação Interna - GEPOC/UFSM, Universidade Federal de

- Santa Maria, 2005.
- [16] D.C. Martins, “Conversores Estáticos de Potência Utilizados no Processamento da Energia Solar Fotovoltaica,” *Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, vol. 2, 2000, pp. 67-77.
- [17] J. Enslin, M. Wolf, D. Snyman, e W. Swiegers, “Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, 1997, pp. 769-773.
- [18] J. Imhoff, “Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos,” Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, 2007.
- [19] CRESESB, *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*, Rio de Janeiro: 1999.
- [20] G. Velasco, F. Guinjoan, R. Pique, A. Conesa, e J. Negroni, “Inverter power sizing considerations in grid-connected PV systems,” *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [21] J. So, B. Yu, H. Hwang, J. Yoo, e G. Yu, “Comparison results of measured and simulated performance of PV module,” *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2009 34th IEEE*, Philadelphia, PA: 2009, pp. 22 - 25.
- [22] Y. Qiu, T. Betts, e R. Gottschalg, “Electrical mismatch within single junction amorphous silicon and micromorph tandem thin film PV modules,” *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2009 34th IEEE*, Philadelphia, PA: 2009, pp. 911 - 916.
- [23] F. Blaabjerg, Zhe Chen, e S. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, 2004, pp. 1184-1194.
- [24] J. Schonberger, “A single phase multi-string PV inverter with minimal bus capacitance,” *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1-10.
- [25] G. Walker e P. Sernia, “Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, 2004, pp. 1130-1139.
- [26] R. Wills, F. Hall, S. Strong, e J. Wohlgemuth, “The AC photovoltaic module,” *Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE*, 1996, pp. 1231-1234.
- [27] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, e V. Agelidis, “Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview,” *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1995-2000.

- [28] J. Myrzik e M. Calais, "String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review," *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, 2003, p. 8 pp. Vol.2.
- [29] L. Schuch, "Sistema CA/CC com um Conversor PWM Bidirecional para Interface entre o Barramento CC e o Banco de Baterias," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, 2001.
- [30] L. Schuch, C. Rech, H. Hey, H. Grundling, H. Pinheiro, e J. Pinheiro, "Analysis and Design of a New High-Efficiency Bidirecional Integrated ZVT PWM Converter for DC-Bus and Battery-Bank Interface," *Industry Applications, IEEE Transaction on*, vol. 42, 2006, pp. 1321 - 1332.
- [31] *HOMER - The Micropower Optimization Model*, USA: HOMER Energy, LLC, 2009.
- [32] L. Gao, R. Dougal, S. Liu, e A. Iotova, "Parallel-Connected Solar PV System to Address Partial and Rapidly Fluctuating Shadow Conditions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, 2009, pp. 1548 - 1556.
- [33] S. Mineiro, S. Daher, F. Antunes, e C. Cruz, "Photovoltaic system for supply public illumination in electrical energy demand peak," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 1501-1506 Vol.3.
- [34] GREENPRO, *Energia Fotovoltaica - manual sobre tecnologias, projeto e instalação*, Comissão Européia: 2004.
- [35] K. Tse, B. Ho, H. Chung, e S. Hui, "A comparative study of maximum-power-point trackers for photovoltaic panels using switching-frequency modulation scheme," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, 2004, pp. 410-418.
- [36] D. Hohm e M. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed," *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*, 2000, pp. 1699-1702.
- [37] T. Eswam e P. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, 2007, pp. 439-449.
- [38] A. Kar, "A New Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Modules under Partial Shading and Rapidly Varying Illumination," *India Conference (INDICON), 2009 Annual IEEE*, Gujarat: 2009, pp. 1 - 4.
- [39] J. Li e H. Wang, "A novel stand-alone PV generation system based on variable step size INC MPPT and SVPWM control," *Power Electronics and Motion Control Conference*,

2009. *IPEMC '09. IEEE 6th International*, Wuhan: 2009, pp. 2155 - 2160.
- [40] X. Wu, Z. Cheng, e X. Wei, "Maximum Power Point Tracking of Micro PV Systems under Non-Uniform Insolation," *Energy and Environment Technology, 2009. ICEET '09. International Conference on*, Guilin, Guangxi: 2009, pp. 164 - 167.
- [41] Chee Wei Tan, T. Green, e C. Hernandez-Aramburo, "Analysis of perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications," *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International*, 2008, pp. 237-242.
- [42] Chee Wei Tan, T. Green, e C. Hernandez-Aramburo, "An Improved Maximum Power Point Tracking Algorithm with Current-Mode Control for Photovoltaic Applications," *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005, pp. 489-494.
- [43] L. Michels, *Método da Chave PWM - Aplicação à Modelagem de Conversores Estáticos CC-CC em Modo de Condução Contínua*, Santa Maria, RS: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFSM, 2002.
- [44] P. Mattavelli e S. Buso, *Digital Control in Power Electronics*, USA: Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [45] I. Barbi e D.C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos não Isolados*, Florianópolis, Brasil: 2000.
- [46] Magnetics, "Powder Cores (Catálogo)," 2008.
- [47] L. Michels, R.F. de Camargo, F. Botterón, e H. Pinheiro, "Metodologia de Projeto de Filtros de Segunda Ordem para Inversores de Tensão com Modulação PWM Digital," *Revista Controle & Automação*, vol. 16, 2005, pp. 221-242.
- [48] L. Michels, "Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofásicas Empregando Controlados de Ação Repetitiva Auxiliar no Estágio de Saída," Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, 2006.

APÊNDICE A Projeto dos Conversores *Boost* de entrada

Este apêndice apresenta o projeto dos conversores elevadores utilizados no protótipo implementado em laboratório.

A Tabela A. 1 apresenta as principais especificações para projeto do conversor elevador para o sistema fotovoltaico descentralizado quando este estiver operando na situação mais crítica, com uma radiação incidente no arranjo de painéis fotovoltaicos de 1000W/m^2 e com uma temperatura de 45°C .

Tabela A. 1 Especificações do conversor *Boost* do protótipo descentralizado.

Especificação/Parâmetro	Valor
P_{Max}	249,4 W
V_{Max}	68,4 V
I_{Max}	4,8 A
ΔI_L	20 %
F	30 kHz
V_{Out}	100 V
ΔV_{Out}	1%

A partir destas especificações é possível determinar os parâmetros dos componentes a serem utilizados na implementação do sistema descentralizado.

A.1 Projeto dos elementos passivos

O conversor elevador, operando em condução contínua pode ser projetado, conforme [45], da seguinte forma:

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad (\text{A.1})$$

Onde:

D = Razão Cíclica;

V_i = Tensão de entrada (V);

V_o = Tensão de saída (V).

Assim,

$$D = \frac{100 - 68,4}{100} = 0,316 \quad (\text{A.2})$$

Indutor

$$L = \frac{V_i \times D}{f_s \times \Delta I} \quad (\text{A.3})$$

Onde:

L = Indutância do Conversor Elevador (H);

V_i = Tensão de entrada (V);

D = Razão Cíclica;

f_s = Frequência de chaveamento do Conversor (Hz);

ΔI = Ondulação de corrente no indutor (A).

Assim,

$$L = \frac{68,4 \times 0,316}{30 \times 10^3 \times 0,960} = 750,5 \mu H \quad (\text{A.4})$$

Capacitor de entrada:

$$C_e = \frac{L \times I \times \Delta I}{V_i \times \Delta V_i} \quad (\text{A.5})$$

Onde:

C_e = Capacitância de Entrada (F);

I = Corrente de Entrada (A);

ΔI = Ondulação de corrente no indutor (A).

V_i = Tensão de entrada (V);

ΔV_i = Variação na Tensão de entrada (V);

Assim,

$$C_e = \frac{0,7505 \times 10^{-3} \times 4,8 \times 0,960}{68,4 \times 0,684} = 73,9 \mu F \quad (\text{A.6})$$

Capacitor de Saída:

$$C_o = \frac{P_o / V_o \times D}{f_s \times \Delta V_o} \quad (\text{A.7})$$

onde:

C_o = Capacitância de Saída (F);

P_o = Potência de Saída (W);

V_o = Tensão de entrada (V);

D = Razão Cíclica;

f_s = Frequência de chaveamento do Conversor (Hz);

I = Corrente de Entrada (A);

ΔV_o = Variação na Tensão de Saída (V);

Assim,

$$C_o = \frac{244,3 / 100 \times 0,316}{30 \times 10^3 \times 1} = 25,75 \mu F \quad (\text{A.8})$$

A.2 Projeto Físico do Indutor do Conversor *Boost* de entrada

O projeto físico do elemento magnético do conversor Boost de entrada realizou-se com base no método do produtos das áreas $A_e \times A_w$ [29].

A determinação das dimensões do núcleo magnético, geralmente de ferrite, pode ser obtido através da equação:

$$A_e \times A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{máx} \cdot J_{máx}} \quad (\text{A.9})$$

Onde:

A_e = área efetiva da perna central do núcleo (cm²);

A_w = área da janela do carretel (onde é situado o núcleo) (cm²);

L = indutância (H);

ΔI_L = ondulação da corrente no indutor (A);

$I_{L\,eficaz}$ = corrente eficaz no indutor (A);

K_w = fator de utilização da área do enrolamento;

$B_{máx}$ = máxima densidade de fluxo magnético (T);

$J_{máx}$ = máxima densidade de corrente no condutor do indutor (A/cm²)

Assim,

$$A_e \times A_w = \frac{0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 5,28 \cdot 4,8 \cdot 10^4}{0,6 \cdot 0,3 \cdot 450} = 2,35 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.10})$$

Com o valor obtido em (A.10) e de acordo com a Tabela A. 2, deve-se escolher o núcleo EE-42/20, porém utilizando este núcleo o projeto não é executável. Desta maneira, optou-se por utilizar o núcleo EE-55/21, que é o próximo maior, disponível no laboratório.

Tabela A. 2 Núcleos de ferrite tipo EE.

Núcleo	$A_e \times A_w$ (cm ⁴)	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	l_e (cm)	l_t (cm)	V_n (cm ³)
EE-30/07	0,48	0,600	0,80	6,70	5,60	4,00
EE-30/14	1,02	1,200	0,85	6,70	6,70	8,00
EE-42/15	2,84	1,810	1,57	9,70	8,70	17,60
EE-42/20	3,77	2,400	1,57	9,70	10,50	23,30
EE-55/21	8,85	3,540	2,50	12,00	11,60	42,50
EE-65/13	9,84	2,660	3,70	14,70	14,80	39,10
EE-65/26	19,68	5,320	3,70	14,70	14,80	78,20
EE-65/39	29,53	7,980	3,70	14,70	14,80	117,30

Onde:

l_e = comprimento magnético;

l_t = comprimento médio de uma espira;

V_t = volume de ferrite.

O número de espiras do indutor é obtido através de:

$$N = \frac{L \cdot i_{L \text{ pico}} \cdot 10^4}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} \quad (\text{A.11})$$

Assim,

$$N = \frac{0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 5,28 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 37,28 \cong 38 \text{ espiras} \quad (\text{A.12})$$

O dimensionamento do condutor começa pela determinação da área total dos condutores, o qual é obtida pela equação (A.13).

$$S_T = \frac{I_{L\text{ eficaz}}}{J_{\text{máx}}} \quad (\text{A.13})$$

Assim,

$$S_T = \frac{4,8}{450} = 0,0106 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.14})$$

Para evitar o efeito pelicular (efeito *skin*) e minimizar o efeito de proximidade, provocada pela circulação de corrente alternada de alta frequência no enrolamento do indutor, devem-se associar fios em paralelo, formando o fio Litz. Nesse caso, o raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração Δ . Recomenda-se também, para minimizar o efeito de proximidade, o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento. Assim, o diâmetro máximo do condutor é obtido pela equação (A.15).

$$\phi_{\text{máx}} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_s}} \quad (\text{A.15})$$

Onde:

$\phi_{\text{máx}}$ = diâmetro máximo do condutor (cm);

Δ = profundidade de penetração da corrente no condutor (cm);

μ_0 = permeabilidade do ar ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H / m}$);

μ_r = permeabilidade relativa do condutor ($\mu_{r\text{ cobre}} = 1$);

ρ = resistividade do condutor ($\rho_{\text{cobre}} = 1,72 \cdot 10^{-4} \Omega \text{ cm}^2 / \text{ m}$);

f_s = frequência de chaveamento (Hz).

Assim,

$$\phi_{\text{máx}} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot \sqrt{\frac{1,72 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 30 \cdot 10^3}} = 0,0762 \text{ cm} \quad (\text{A.16})$$

Como o fio litz disponível no laboratório é formado por 63 condutores de bitola 37 AWG e, de acordo com a Tabela B. 2, o diâmetro do condutor 37 AWG é inferior ao diâmetro máximo encontrado em (A.16), optou-se por utilizar este fio Litz.

O número total de condutores que devem ser associados em paralelo é obtido pela equação (A.17).

$$n_f = \frac{S_T}{S_f} \quad (\text{A.17})$$

Onde:

n_f = número de condutores em paralelo;

S_T = área total dos condutores (cm²);

S_f = área da seção transversal do cobre obtida na Tabela B. 2 (cm²).

Assim,

$$n_f = \frac{0,0106}{63 \cdot 0,0001} = 1,68 \cong 2 \text{ condutores} \quad (\text{A.18})$$

A porcentagem da área da janela do carretel ocupada pelos condutores é dada pela equação (A.19).

$$S_{\%} = \frac{n_f \cdot N \cdot S_{fi} \cdot 100}{A_w} \quad (\text{A.19})$$

Onde:

$S_{\%}$ = percentual da área da janela ocupada;

S_{fi} = área do condutor (fio Litz) com isolamento (cm²).

Assim:

$$S_{\%} = \frac{2 \cdot 50 \cdot 0,011 \cdot 100}{3,7} = 29,73\% \quad (\text{A.20})$$

A determinação do entreferro é dada pela equação (A.21).

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (\text{A.21})$$

Onde: l_g = entreferro do núcleo (cm).

Assim,

$$l_g = \frac{50^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,5,32 \cdot 10^{-2}}{1,501 \cdot 10^{-3}} = 1,11 \text{ mm} \quad (\text{A.22})$$

Sendo o núcleo escolhido do tipo EE, pode-se dividir o entreferro em duas partes iguais. Com isto, a perna central (que tem seção transversal igual ao dobro das pernas laterais) fica com a metade do valor do entreferro, e as pernas laterais com a outra metade.

A última etapa no projeto físico de um indutor é verificar a possibilidade de execução, ou seja, verificar se é possível colocar os enrolamentos na janela do núcleo (A_w).

Para acondicionar o enrolamento calculado anteriormente é necessária uma janela mínima dada por:

$$A_{wmin} = \frac{N \cdot n_f \cdot S_{fi}}{K_w} \quad (\text{A.23})$$

Assim,

$$A_{wmin} = \frac{38 \cdot 2 \cdot 0,011}{0,6} = 1,39 \quad (\text{A.24})$$

A possibilidade de execução é definida como:

$$Exec = \frac{A_{wmin}}{A_{wnúcleo}} < 1 \quad (\text{A.25})$$

Uma vez que,

$$\frac{A_{wmin}}{A_{wnúcleo}} = \frac{1,39}{3,7} = 0,3766 < 1 \quad (\text{A.26})$$

Logo, o projeto é executável.

A.3 Escolha dos Semicondutores

A chave semicondutora deve ser escolhida em função da tensão e corrente máxima circulante pelo MOSFET.

A corrente e tensão máxima aplicada na chave é dada pelas equações, (A.27) e (A.28), respectivamente:

$$I_{SWmax} = I_i + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (\text{A.27})$$

$$V_{SW_{\max}} = V_{out} \quad (\text{A.28})$$

Assim, considerando o conversor operando na pior situação de radiação solar e temperatura, (A.29), tem-se:

$$\begin{aligned} I_{SW_{\max}} &= 5,28 A \\ V_{SW_{\max}} &= 100 V \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

O MOSFET IRFP360LC da International Rectifier® foi utilizado no protótipo implementado, por ser o MOSFET disponível no laboratório que atende os valores apresentados. A Tabela A. 3 apresenta as principais características da chave semicondutora escolhida.

Tabela A. 3 Característica do MOSFET IRFP360LC

IRFP360LC	
V_{DSS}	400 V
I_D	14 A
$R_{DS(ON)}$	0,20 Ω

A escolha do diodo é de acordo com a máxima tensão reversa aplicada a ele e a corrente média a ser conduzida, onde:

$$I_D = I_o \quad (\text{A.30})$$

$$V_D = V_{out} \quad (\text{A.31})$$

Assim, aplicando os valores apresentados na Tabela A. 1 nas equações (A.30) e (A.31) tem-se:

$$\begin{aligned} I_D &= 2,48 A \\ V_D &= 200 V \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

Assim, o diodo RHRP870 da International Rectifier® foi utilizado no protótipo implementado, por ser o diodo disponível no laboratório que atende os valores apresentados. A Tabela A. 4 apresenta as principais características do diodo escolhido.

Tabela A. 4 Característica do diodo RHRP870.

RHRP870	
V_R	700 V
$I_{F(AV)}$	8 A
T_{rr}	60 ns

APÊNDICE B – Projeto do conversor bidirecional

Este anexo abordará o projeto do conversor bidirecional usado na interface do barramento CC com o banco de baterias. Tal conversor atuará como um conversor *Buck* nas situações onde a potência gerada pelos painéis fotovoltaicos for maior que a potência exigida pela carga, usando o excesso de potência para carregar o banco de baterias, o banco de baterias utilizado é composto de quatro baterias conectadas em série totalizando uma tensão de 48V, e o método de carga escolhido foi o IU. De maneira semelhante o conversor bidirecional atuará como um conversor *Boost* em situações em que a potência gerada pelos painéis não for suficiente para alimentar as cargas, quando isso acontecer o banco de baterias suprirá a diferença das potências até alcançar o seu limite mínimo de descarga, fazendo com que a potência entregue as cargas fique limitada a potência gerada pelos painéis.

A Figura B. 1 apresenta o sistema fotovoltaico implementado com destaque ao conversor bidirecional utilizado na interface do barramento CC como o banco de baterias.

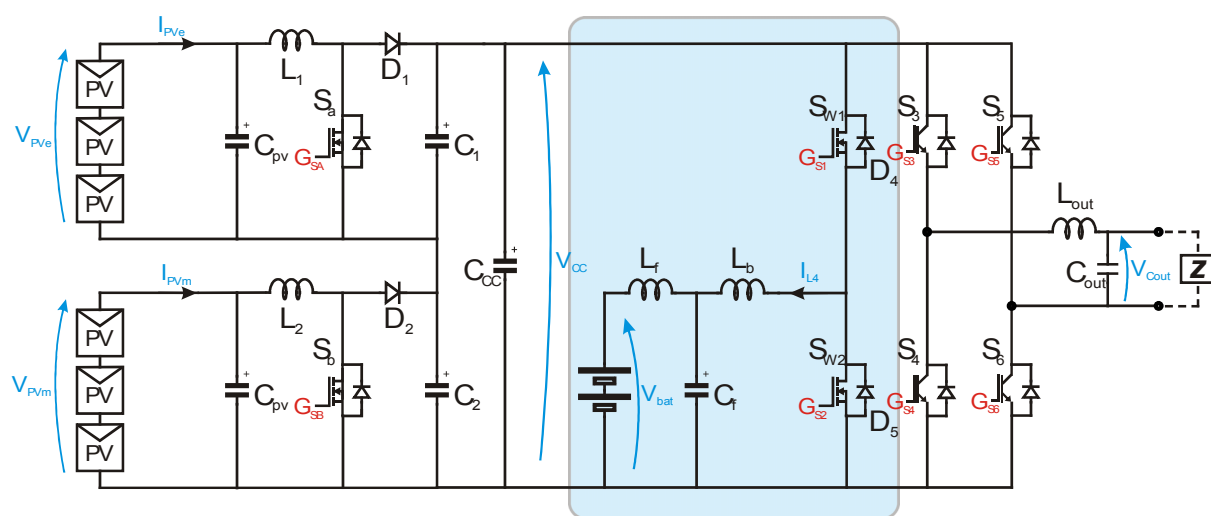


Figura B. 1 Sistema PV - Destaque conversor bidirecional.

As especificações necessárias para o projeto dos componentes do conversor bidirecional são apresentadas na Tabela B. 1.

Tabela B. 1 Especificações do conversor bidirecional.

Especificação	Valor
Potência de saída	$P_{Out} = 480W$
Tensão de saída, barramento CC	$V_{CC} = 200V$
Tensão do banco de baterias	$V_{Bat} = 48V$
Frequência de operação do <i>Boost</i> bidirecional	$f_{s2} = 40kHz$
Ondulação de corrente na bateria durante a recarga	$R_1 = 0,2\%$
Ondulação de corrente no indutor L_b	$R_2 = 30\%$
Corrente máxima de carga do banco de baterias	$I_{Bat_max} = 4,5A$

Percebe-se que o conversor bidirecional processa níveis de potência diferentes quando opera como *Boost* ou *Buck*, o que leva a conclusão de que as frequências de comutação sejam distintas para as chaves S_{W1} e S_{W2} , de forma a encontrar um equilíbrio entre perdas de comutação e volume do conversor.

Uma vez que durante o processo de carga das baterias o conversor bidirecional processa uma potência menor, aproximadamente 200W limitada pela corrente máxima de carga, a frequência de comutação de S_{W1} tende a ser maior que a de S_{W2} , aqui definida como 40kHz.

B.1 Conversor *Boost* bidirecional

De posse das especificações necessárias para o projeto dos componentes passivos do conversor bidirecional, inicialmente precisa-se determinar o valor do indutor L_b . O indutor L_b é o indutor principal do conversor bidirecional, dessa forma deve ser dimensionado para a pior situação possível. Tal situação ocorre quando o conversor bidirecional atua como *Boost* durante o processo de descarga do banco e baterias, pois pode ocorrer situações onde o banco de baterias irá suprir toda a energia necessária para o funcionamento do sistema. Para calcular-se o valor de L_b precisa-se do valor da razão cíclica de projeto, que para o conversor *Boost* é dado pela seguinte equação:

$$D = \frac{V_{CC} - V_{bat}}{V_{CC}} = \frac{200 - 48}{200} = 0,76 \quad (B.1)$$

O próximo passo é obter o valor da corrente média que circula pelo indutor L_b para a situação em que as cargas são alimentadas exclusivamente pela energia das baterias.

$$I_{in\ med} = \frac{P_{out}}{V_{Bat}} = \frac{480W}{48V} = 10A \quad (B.2)$$

E por último calcula-se a ondulação máxima de corrente no indutor, com base nas especificações da Tabela B. 1.

$$\Delta I = \frac{R_2}{100} \cdot I_{in\ med} = \frac{30}{100} \cdot 10 = 3A \quad (B.3)$$

De posse destas informações calcula-se o valor do indutor L_b , com valor determinado pela equação abaixo:

$$L_b = \frac{V_{bat} \cdot D}{\Delta I \cdot f_{S2}} = \frac{48,0,76}{3,40K} = 304\mu H \quad (B.4)$$

B.2 Conversor Buck bidirecional

A relação entre o indutor L_b e L_f que deve ser respeitada é mostrada abaixo:

$$50 \leq \frac{L_b}{L_f} \leq 150 \quad (B.5)$$

A relação (B.5) deve ser compreendida pelo fato de que quando o conversor bidirecional estiver operando no modo *Boost*, o filtro T não deve afetar a relação de transferência de energia do conversor.

Com o intuito de ter o menor indutor possível usar-se-á a relação em que o indutor L_b deve ser 150 vezes maior que o indutor L_f , dessa forma o indutor L_f será de:

$$L_f = 2,02\mu H \quad (B.6)$$

A fim de calcular o valor do capacitor C_f , precisa-se, primeiramente, definir a frequência de corte do filtro T. A banda passante do filtro T deve ser no mínimo uma década menor que a frequência de comutação do conversor *Boost* de saída. Desta forma o valor de f_{CT} será dada por (B.7):

$$f_{CT} \leq \frac{f_{S2}}{10} \leq \frac{40k}{10} \leq 4kHz \quad (B.7)$$

Com base nas informações dos indutores calculados e do valor da frequência de corte do filtro T calcula-se o valor do capacitor C_f de acordo com a equação abaixo:

$$C_f = \frac{L_b + L_f}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{CT}^2 \cdot L_f \cdot L_b} = \frac{304\mu + 2,02\mu}{4 \cdot \pi^2 \cdot 4k^2 \cdot 304\mu \cdot 2,02\mu} = 790\mu F \quad (B.8)$$

O ultimo parâmetro a ser determinado é a frequência de comutação do conversor *Buck*, ou seja, do dispositivo semiconductor S_{W1} . Tal valor é determinado através de um ábaco que relaciona a ondulação da corrente de carga da bateria com a frequência de comutação do interruptor S_{W1} . Este ábaco é construído com base na equação (B.9), [29]:

$$i_{ripple} (\%) = \left(\frac{i_{Lfpico} - i_{L_f}(0)}{i_{L_f}(0)} \right) \cdot 100 \quad (B.9)$$

Tal valor deve ser da ordem das dezenas de kHz. Valores práticos para este parâmetro que garantem a ondulação máxima R_1 apresentada na Tabela B. 1 variam entre 80kHz e 100kHz, o valor escolhido para a implementação será de 100kHz

B.3 Projeto físico dos indutores

Para a implementação dos indutores do conversor bidirecional e do indutor presente no filtro de saída do inversor optou-se por utilizar núcleos *Powder* toroidais do tipo Kool M μ ®, este tipo de material tem como principal característica a presença do *gap* distribuído ao longo do núcleo.

A metodologia do projeto físico dos elementos magnéticos implementados com este tipo de núcleo foi obtida através de material disponibilizado pelo fabricante [46], e será apresentado de forma resumida.

Somente dois parâmetros são necessários para a realização do projeto físico dos indutores, o valor da indutância do elemento magnético e a máxima corrente CC. O primeiro passo é calcular o valor da energia armazenada no indutor em mJ.

$$E = L.I_{pico}^2 . 10^3 \quad (B.10)$$

De posse do valor da máxima energia armazenada no indutor deve-se encontrar o menor núcleo possível entre os disponibilizados comercialmente para o uso na aplicação. A escolha do núcleo a ser utilizado é feita através do ábaco apresentado na Figura B. 2.

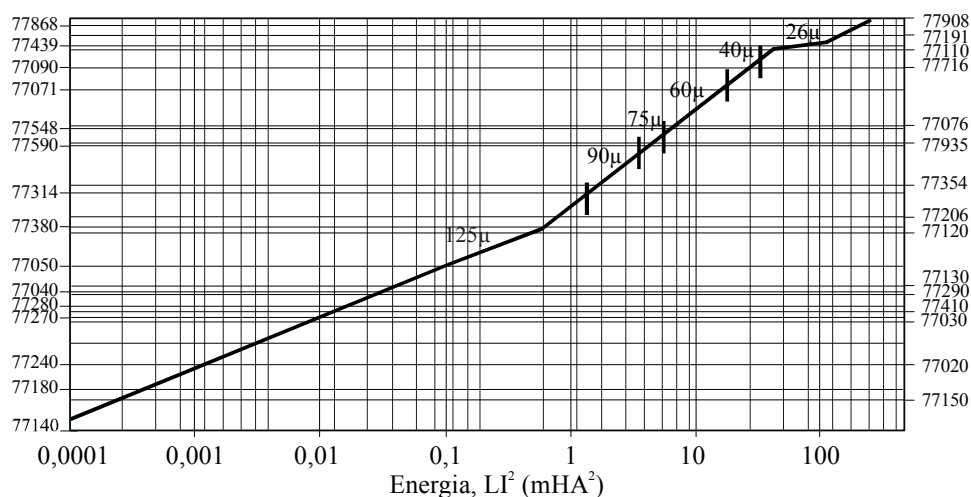


Figura B. 2 Ábaco de seleção do núcleo através da energia armazenada no indutor.

O ábaco também é dividido entre os valores padrões de permeabilidade disponíveis, desta forma de posse do valor de indutância, do núcleo a ser utilizado e da permeabilidade magnética, a próxima etapa é calcular o número necessário de espiras.

Para o cálculo do número de espiras deve-se lembrar que os núcleos *Powder* têm como característica uma saturação suave na curva BxH, desta forma observa-se uma variação no valor da indutância inicial do núcleo proporcional a corrente no indutor, uma vez que a permeabilidade magnética inicial do núcleo varia. Desta forma, se faz necessário compensar esta variação para que o indutor possua o valor nominal de projeto quando a corrente máxima estiver aplicada.

O processo da determinação do número de espiras é iterativo e leva em consideração a variação na indutância com a corrente aplicada ao indutor. O número de espiras é definido pela equação (B.11).

$$N(k) = \sqrt{\frac{L l_e 10^8}{0,4 \pi \mu(k) A_e}} \quad (\text{B.11})$$

Onde

l_e – Comprimento do caminho magnético (cm).

A_e – Área da seção transversal do núcleo (cm²).

$\mu(k)$ – Permeabilidade relativa inicial do núcleo selecionado.

Tais parâmetros são fornecidos no catálogo do fabricante e o valor de A_e será multiplicado se houver a necessidade de empilhamento de núcleos.

A próxima etapa consiste em determinar o valor da força magnetizante para a corrente máxima CC aplicada ao indutor. A intensidade da força magnetizante é determinada, normalizada para l_e , através da equação (B.12).

$$H = \frac{N(k) I_{\text{pico}}}{l_e} \quad (\text{B.12})$$

De posse da intensidade da força magnetizante, o ábaco da Figura B. 3 fornece o novo valor para a permeabilidade relativa do núcleo, e um novo número de espiras deve ser calculado até que o número de espiras de uma iteração seja igual ao da iteração anterior.

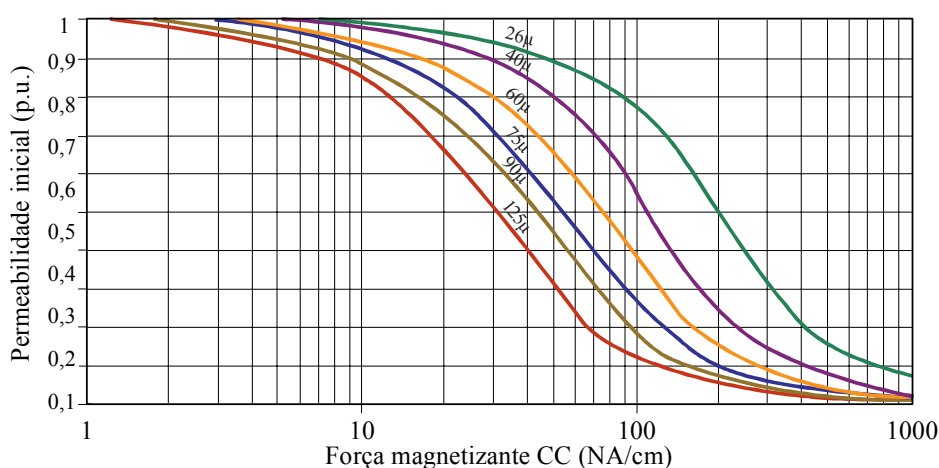


Figura B. 3 Variação da permeabilidade inicial do núcleo em função da força magnetizante.

Após a convergência do processo iterativo rearranjamos a equação (B.11) de forma a descobrir o valor inicial de indutância quando se observa nenhuma corrente sendo aplicada ao indutor, (B.13).

$$L = \frac{0,4 \pi \mu (k+1) A_e N (k+1)^2}{l_e 10^8} \quad (\text{B.13})$$

A última etapa do projeto físico do indutor é a determinação do condutor, para isso foi levado em consideração somente o valor médio de corrente aplicado ao indutor, para a aplicação em questão o valor médio utilizado foi o próprio valor da corrente máxima no indutor. De posse desta informação o condutor é escolhido com base na Tabela B. 2.

Tabela B. 2 Fios de cobre esmaltado.

AWG	Diâmetro do Cobre (cm)	Área do Cobre (cm ²)	Diâmetro com Isolamento (cm)	Área com Isolamento (cm ²)	Ω/cm (20 °C)	Ω/cm (100 °C)	Corrente para $J=450\text{A/cm}^2$ (A)
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465

A Tabela B. 3 sumariza o resultado dos projetos dos indutores L_b e L_f .

Tabela B. 3 Parâmetros dos indutores L_b e L_f .

	Indutor L_b	Indutor L_f
Núcleo Kool Mμ	77110A7	77206A7
Núcleos empilhados	3	1
Indutância nominal	246,5 μH	2,7 μH
Indutância inicial	462,5 μH	3,34 μH
Número de espiras	45	7
Condutor	20 AWG	20 AWG
Condutores em paralelo	4	1

APÊNDICE C – Projeto do filtro de saída

Pela presença de níveis elevados de distorção harmônica nas tensões de saída de inversores relacionadas às componentes harmônicas introduzidas pela modulação, é comum a utilização de filtros passa-baixa de segunda ordem na saída dos inversores. Para inversores estáticos com frequência de comutação na ordem de dezenas de kHz o parâmetro de projeto do filtro LC é a máxima THD aceitável nas tensões de saída.

A metodologia de projeto de filtros LC aplicados a inversores PWM apresentada em [47],[48], pode ser dividida em duas etapas, determinação da frequência natural do filtro e determinação da relação entre LC de forma a atender os valores máximos de THD na tensão de saída. Para inversores PWM monofásicos conectados a cargas lineares, toda distorção harmônica presente nas formas de onda entregues a carga pode ser atribuída as componentes harmônicas de alta frequência inerentes da modulação.

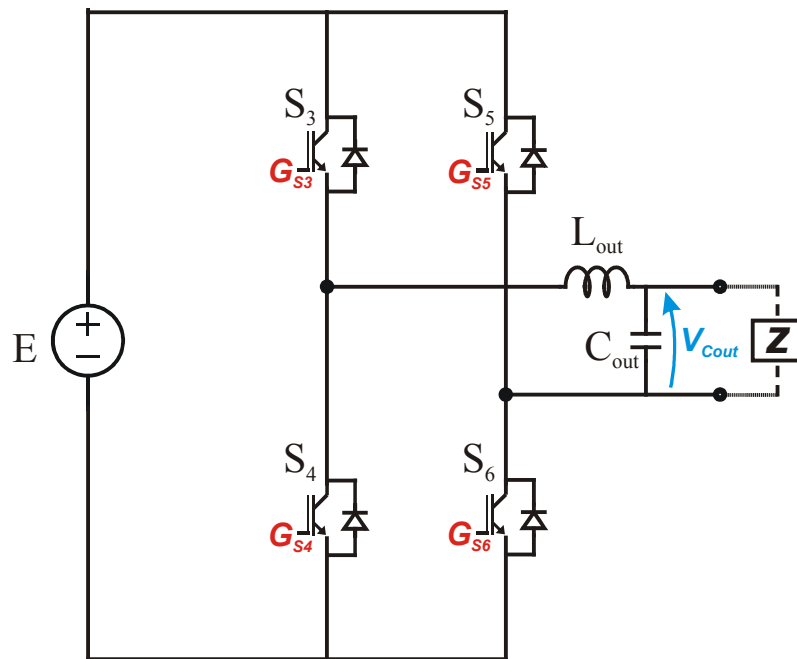


Figura C. 1 Inversor monofásico PWM.

Antes de começar o projeto do filtro de saída do inversor monofásico PWM, apresentado na Figura C. 1, se faz necessário definir as especificações necessárias para o projeto, apresentadas na Tabela C. 1.

Tabela C. 1 Especificações de projeto do filtro LC de saída.

Especificação	Valor
Frequência de comutação do inversor	$f_s = 30\text{kHz}$
Frequência fundamental da tensão de saída	$f_1 = 60\text{Hz}$
Valor mínimo do barramento CC	$V_{CC_min} = 190\text{V}$
Resistência de carga	$R = 33,6\Omega$
Fator relacionado à estratégia de modulação utilizada	$k_{sw} = 1$
Função não linear dependente do índice de modulação	$nDF2 = 0,6$
Taxa de distorção harmônica total desejada	$THD_v = 0,01$
Índice de modulação em frequência	$m_s = 500$
Índice de modulação em amplitude	$m_a = 0,9$
Corrente máxima devido a carga não linear	$I_{nl} = 5,31$
<i>Ripple</i> de alta frequência com relação à I_{nl}	$f_l = 0,25$

C.1 Determinação da frequência natural do filtro

A metodologia utilizada é aplicada a várias topologias de inversores, tanto monofásicos como polifásicos e até multiníveis. E várias são as considerações que devem ser observadas para a utilização da metodologia apresentada em [47], desde consideração da idealidade dos dispositivos semicondutores até que a frequência natural do filtro de saída é maior que a frequência da componente fundamental do sinal de referência e inferior a frequência do primeiro grupo de harmônicos resultantes do chaveamento.

Com todas as considerações observadas e de posse do valor máximo da distorção harmônica total desejada, utiliza-se a equação (C.1) para determinar a frequência natural do filtro LC de saída.

$$f_n = f_1 m_s \sqrt{\frac{THD_v}{nDF2(m)}} \quad (C.1)$$

A variável $nDF2$ é dependente do índice de modulação m do inversor, e pode ser determinada graficamente através do gráfico apresentado na Figura C. 2.

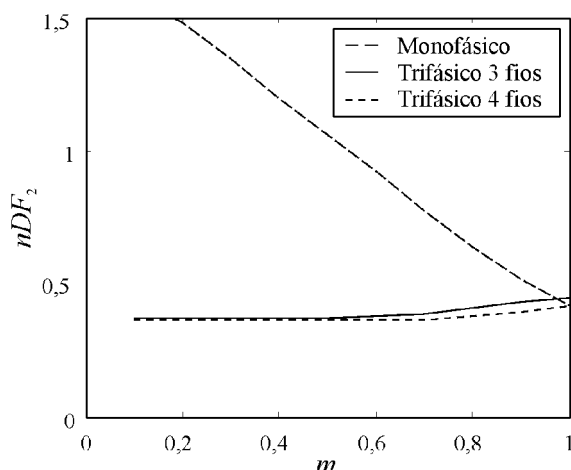


Figura C. 2 Curvas para taxa de distorção de segunda ordem [34].

C.2 Obtenção da relação entre L e C

De maneira a obter o valor da relação entre os componentes L e C do filtro de saída do inversor, basta utilizar a definição da frequência natural do sistema para um filtro de segunda ordem, apresenta na equação (C.2).

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{C.2})$$

Rearranjando a equação acima encontra-se a relação entre L e C de forma a garantir a frequência de corte natural do filtro de segunda ordem.

$$L.C = \frac{1}{(2\pi f_n)^2} \quad (\text{C.3})$$

C.3 Determinação de L e C

Até o momento somente foi determinada uma relação entre os componentes que compõem o filtro LC que garante a frequência de corte e o valor de máxima THD, desta forma precisa-se de outro critério o qual defina um dos componentes do filtro para que com o uso da relação de LC, determinada anteriormente, se possa encontrar o valor do outro componente do filtro.

O critério adicional escolhido para a determinação do valor mínimo do indutor do filtro será do máximo *Ripple* de corrente no indutor, retirada de [48], é apresentada em (C.4).

$$L = \frac{V_{CC_min} k_{sw}}{8 f_s I_{nl} f_l} \quad (C.4)$$

O próximo passo é determinar o valor de C através de (C.3).

C.4 Projeto físico do indutor L

Baseado na metodologia de projeto apresentada anteriormente chega-se os seguintes valores para os componentes L e C do filtro de saída do inversor PWM.

- $L_{out} = 596,5 \mu\text{H}$;
- $C_{out} = 2,83 \mu\text{F}$;

O capacitor disponível comercialmente mais próximo do valor determinado pelo projeto e utilizado na implementação foi de $4 \mu\text{F}$.

O projeto físico do indutor do filtro LC foi determinado pela mesma metodologia apresentada no anexo A, onde se utiliza núcleos toroidais *Powder* do tipo Kool M μ , desta forma a Tabela C. 2 sumariza os parâmetros do projeto físico do indutor L.

Tabela C. 2 Parâmetros do indutor L.

Parâmetro	Valor
Núcleo Kool Mμ	77071
Núcleos empilhados	3
Indutância nominal	596.5 μH
Indutância inicial	893.2 μH
Número de espiras	70
Condutor	20 AWG
Condutores em paralelo	2