

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA

CENTRO DE TECNOLOGIA

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS VIZZOTTO BELLINASSO

**CONTROLE DIGITAL APLICADO A UM SISTEMA
FOTOVOLTAICO MULTISTRING AUTÔNOMO**

Santa Maria

Junho de 2011

LUCAS VIZZOTTO BELLINASSO

**CONTROLE DIGITAL APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO
MULTISTRING AUTÔNOMO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Leandro Michels

Santa Maria, RS, Brasil

Junho de 2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA

CENTRO DE TECNOLOGIA

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

A comissão examinadora, abaixo assinada,
aprova o Trabalho de Conclusão de Curso.

**CONTROLE DIGITAL APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO
MULTISTRING AUTÔNOMO**

elaborado por

Lucas Vizzotto Bellinaso

como requisito parcial para a obtenção do grau de

Engenheiro Eletricista.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Leandro Michels, Dr.

(Presidente/Orientador)

Luciano Schuch, Dr. (UFSM)

Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 17 de junho de 2011

Aos meus pais, Edeno e Odila, por todo apoio.

RESUMO

Trabalho de Conclusão de Curso
Curso de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

CONTROLE DIGITAL APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO MULTISTRING AUTÔNOMO

Autor: Lucas Vizzotto Bellinaso

Orientador: Prof. Dr. Leandro Michels

Local e data da defesa: Santa Maria, 17 de junho de 2011.

Este trabalho apresenta o projeto de um sistema fotovoltaico autônomo baseado em uma topologia *multi-string*. Nesta topologia, dois arranjos de painéis são conectados a um barramento CC através de conversores Boost em cascata. No mesmo barramento é conectado um conversor bidirecional, para controlar a carga e descarga do banco de baterias, e um inversor em ponte completa, para gerar a tensão senoidal para as cargas. O presente trabalho apresenta o dimensionamento completo dos conversores, incluindo o projeto dos filtros empregados, bem como o projeto do sistema de controle. Para controlar os conversores, propuseram-se estruturas para melhor rejeitar as ondulações do barramento CC. Para isso, utilizaram-se controladores de corrente preditivos e controladores de tensão com filtros de médias móveis. Dessa forma, pode-se aumentar a vida útil das baterias e aumentar a eficiência de extração de energia dos painéis. Resultados de simulação são apresentados para validar os controladores propostos.

Palavras-chave: Sistema fotovoltaico autônomo, sistema fotovoltaico *multi-string*, controle digital.

ABSTRACT

Trabalho de Conclusão de Curso
Curso de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DIGITAL CONTROL APPLIED TO A MULTISTRING STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC SYSTEM

Author: Lucas Vizzotto Bellinaso

Advisor: Prof. Dr. Leandro Michels

Place and date of defense: Santa Maria, 17th June, 2011.

This work presents the design of a stand-alone photovoltaic system based on the multi-string topology. In this topology, two PV panel arrays are connected to a DC bus through cascaded boost converters. A bidirectional converter and a full-bridge inverter are also connected to the same bus. The first one controls the charge and discharge of the battery bank. The second one generates a sinusoidal voltage for the loads. This work presents the complete design of the converts, including the filters and the control system. In order to control the converters, we propose structures to reject the ripple on the DC bus. For this, we use predictive current controllers and voltage controllers with moving average filter. Thus, one can increase the battery lifetime and the power extracted from the panels. Simulation results are provided to validate the proposed controllers.

Keywords: stand-alone photovoltaic system, multi-string PV system, digital control.

*Eu não falhei, encontrei 10 mil
soluções que não davam certo.*

Thomas Alva Edison

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Representação de sistemas fotovoltaico (a) conectados à rede e (b) autônomos	16
Figura 1.2 – Capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos no mundo (em MW)	18
Figura 1.3 – Tendência de redução de custos de sistemas fotovoltaicos (em Euros/Wp)	19
Figura 2.1 - Circuito equivalente de um painel fotovoltaico	20
Figura 2.2 – Curva $v \times i$ de um painel solar (a) Irradiação constante e variação da temperatura (b) Temperatura constante e variação da irradiação solar	21
Figura 2.3 – Modelo de pequenos sinais de um painel fotovoltaico	23
Figura 2.4 – Sistema PV com topologia série direta	25
Figura 2.5 – Sistema PV com topologia série interativa	25
Figura 2.6 – Sistema PV com topologia série <i>on-line</i>	26
Figura 2.7 - Sistema PV com topologia empregando carregador de baterias em paralelo	26
Figura 2.8 – Sistemas PV com estágio de entrada com topologia centralizada	27
Figura 2.9 - Sistemas PV com estágio de entrada com topologia <i>string</i>	28
Figura 2.10 - Sistemas PV com estágio de entrada com topologia <i>multi-string</i>	28
Figura 2.11 - Sistemas PV com estágio de entrada com topologia <i>multi-string</i> empregando conversores CC-CC em cascata	29
Figura 3.1 – Sistema fotovoltaico autônomo do tipo série interativa	30
Figura 4.1 – Circuito equivalente para projeto do filtro LC	38
Figura 4.2 – $nDF2(m)$ em função do índice de modulação [18]	45
Figura 4.3 - Escolha do núcleo Kool M μ [®]	50
Figura 4.4 - Valor da permabilidade por unidade para núcleos Kool M μ [®]	51
Figura 5.1 – Esquemático dos conversores Boost ligados aos arranjos de painéis	54
Figura 5.2 - Estrutura de controle do conversor Boost do arranjo de painéis 1	55
Figura 5.3 - Resposta em frequência do FMM para $f_{mm} = 2400$ Hz	59
Figura 5.4 – Circuito equivalente para modelagem da malha de tensão dos painéis	60
Figura 5.5 - Diagrama de Bode de laço aberto - controlador dos conversores Boost - modo DCBR	62
Figura 5.6 – Resposta a um degrau de referência - controlador dos conversores Boost - modo DCBR	62
Figura 5.7 - Controlador com ação <i>anti-windup</i> do tipo integração condicional	63
Figura 5.8 – Diagrama de bode da malha de controle da tensão dos painéis – condição de irradiação mínima	65

Figura 5.9 - Diagrama de bode da malha de controle da tensão dos painéis - condição de irradiação máxima	65
Figura 5.10 - Resposta da tensão dos painéis para um degrau de referência	66
Figura 5.11 – Diagrama de blocos do algoritmo de MPPT	67
Figura 5.12 - Circuito do conversor bidirecional	68
Figura 5.13 - Sistema de controle do conversor bidirecional.....	69
Figura 5.14 – Circuito equivalente do conversor bidirecional com fontes de corrente.....	71
Figura 5.15 - Diagrama de bode da planta de tensão do conversor bidirecional	73
Figura 5.16 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da planta de tensão do conversor bidirecional.....	74
Figura 5.17 - Resposta ao degrau de referência para a malha de tensão do conversor bidirecional...	74
Figura 5.18 - Circuito do inversor de saída em ponte completa	76
Figura 5.19 - Estrutura de controle do inversor	76
Figura 5.20 - Circuito equivalente do inversor	77
Figura 5.21 – Filtro passa-baixa <i>anti-aliasing</i>	78
Figura 5.22 - Diagrama de Bode da malha de controle do inversor sem carga	79
Figura 5.23 – Impedância de saída do inversor sem carga	80
Figura 5.24 - Diagrama de Bode da malha de controle do inversor para carga resistiva nominal	80
Figura 6.1 – Eficiência de transferência de energia dos painéis - $G=1000W/m^2$	82
Figura 6.2 – Eficiência de transferência de energia dos painéis - $G=20W/m^2$	82
Figura 6.3 – Resposta dos controladores de corrente preditivos	83
Figura 6.4 – Controlador corrente preditivo no modo DCM.....	83
Figura 6.5 - Resposta dos controladores dos conversores Boost(DCBB) a uma condição inicial.....	84
Figura 6.6 - Resposta dos conversores Boost (DCBB) a degrau de carga.....	85
Figura 6.7 – Rejeição das oscilações do barramento CC.....	85
Figura 6.8 - Resposta do controlador do MPPT - irradiação de $1000 W/m^2$	86
Figura 6.9 – Teste do MPPT - degrau de aumento na irradiação	87
Figura 6.10 – Teste do MPPT - degrau de redução na irradiação	88
Figura 6.11 - Resposta do conversor bidirecional (modo Boost)	89
Figura 6.12 - Resposta do conversor bidirecional (modo Buck).....	89
Figura 6.13 – Tensão de saída com ação <i>feedforward</i>	90
Figura 6.14 – Tensão de saída com ação <i>feedforward</i> e realimentação.....	91
Figura 6.15 – Tensão de saída com ação <i>feedforward</i> e realimentação – carga resistiva	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Modos de operação do sistema	33
Tabela 4.1 – Carga da residência de projeto	34
Tabela 4.2 – Especificações do painel Solar World para irradiação de 1000 W/m ² e temperatura de 25°C (Standart Test Conditions)	37
Tabela 4.3 – Especificações de projeto do filtro do conversor Boost ligado aos painéis.....	38
Tabela 4.4 - Parâmetros do arranjo de painéis	39
Tabela 4.5 – Especificações para projeto do filtro do inversor de saída.....	44
Tabela 4.6 – Especificações de projeto do filtro T do banco de baterias.....	47
Tabela 4.7 – Projeto magnético dos indutores	52
Tabela 4.8 – Capacitores utilizados	53
Tabela 4.9 – Indutores utilizados	53
Tabela 4.10 – Chaves semicondutores utilizadas.....	53
Tabela 5.1 - Método P&O por tensão	68

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	5
RESUMO	6
ABSTRACT	7
LISTA DE FIGURAS.....	9
LISTA DE TABELAS.....	11
1 INTRODUÇÃO	16
1.1 Sistemas fotovoltaicos.....	16
1.2 Objetivos gerais	17
1.3 Justificativa	17
1.3.1 Evolução da tecnologia fotovoltaica	17
1.3.2 Sistemas autônomos de energia	19
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	20
2.1 Comportamento de painéis fotovoltaicos.....	20
2.1.1 Circuito equivalente	20
2.1.2 Obtenção dos parâmetros.....	21
2.1.3 Modelo para diferentes valores de irradiação	22
2.1.4 Modelo de pequenos sinais no ponto de máxima potência	23
2.2 Tipos de sistemas fotovoltaicos	24
2.2.1 Tipos de sistemas fotovoltaicos autônomos	24
2.2.2 Topologias de arranjos de painéis.....	27
3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA	30
3.1 Topologia dos conversores.....	30
3.2 Estrutura de controle do sistema.....	31

3.2.1	Objetivos.....	31
3.2.2	Controle do barramento CC	31
3.2.3	Modos de funcionamento	32
4	PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES	34
4.1	Dimensionamento do sistema autônomo.....	34
4.1.1	Especificações da carga	34
4.1.2	Dimensionamento do banco de baterias	34
4.1.3	Cálculo do número de painéis fotovoltaicos.....	35
4.2	Dimensionamento do filtro dos painéis fotovoltaicos	37
4.2.1	Introdução	37
4.2.2	Especificações.....	38
4.2.3	Modelo dos painéis para o sistema projetado.....	39
4.2.4	Cálculo do indutor	39
4.2.5	Cálculo da ondulação de tensão sobre o arranjo de painéis.....	40
4.2.6	Cálculo do capacitor	42
4.3	Escolha dos capacitores.....	42
4.3.1	Cálculo dos capacitores de saída dos conversores Boost	42
4.3.2	Cálculo do capacitor de barramento.....	43
4.4	Cálculo do filtro do inversor de saída.....	44
4.4.1	Especificações.....	44
4.4.2	Obtenção da frequência característica	44
4.4.3	Obtenção do indutor mínimo.....	45
4.4.4	Cálculo dos componentes pelo custo da energia reativa.....	45
4.5	Cálculo do filtro do conversor bidirecional	47
4.5.1	Especificações.....	47
4.5.2	Cálculo dos indutores	48
4.5.3	Cálculo do capacitor	48
4.6	Projeto magnético dos indutores.....	49

4.6.1	Especificações gerais	49
4.6.2	Metodologia de projeto	49
4.6.3	Resultados	52
4.7	Tabelas de componentes	53
5	MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES	54
5.1	Conversores boost conectados aos arranjos de painéis	54
5.1.1	Estrutura de controle	54
5.1.2	Malha de corrente.....	56
5.1.3	Filtro de médias móveis	57
5.1.4	Modelagem da planta da malha de tensão - DCBR.....	59
5.1.5	Projeto do controlador de tensão – DCBR	61
5.1.6	Filtro <i>anti-windup</i>	62
5.1.7	Controle da tensão dos painéis - MPPT.....	64
5.1.8	Algoritmo para rastreamento da máxima potência dos painéis.....	66
5.2	Conversor bidirecional	68
5.2.1	Estrutura de controle	68
5.2.2	Malha de corrente – modo Boost	69
5.2.3	Malha de corrente – modo Buck.....	70
5.2.4	Modelagem da planta de tensão.....	71
5.2.5	Projeto do controlador de tensão	72
5.3	Inversor de saída	75
5.3.1	Estrutura de controle	75
5.3.2	Modelagem da planta	76
5.3.3	Filtro anti-aliasing.....	77
5.3.4	Projeto do controlador	78
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	81
6.1	Filtro LC conectado ao arranjo de painéis.....	81
6.2	Controladores de corrente preditivos.....	83

6.3	Conversores Boost – modo DCBR.....	84
6.4	Conversores Boost – modo MPPT	86
6.4.1	Controlador da tensão sobre os painéis.....	86
6.4.2	Algoritmo MPPT	86
6.5	Conversor bidirecional	88
6.6	Inversor.....	90
7	CONCLUSÕES.....	92
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	93

1 INTRODUÇÃO

1.1 Sistemas fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos (*PV - photovoltaic*) podem ser classificados em duas categorias principais: Sistemas conectados à rede elétrica (*grid-connected*) e Sistemas autônomos não conectados à rede (*off-grid* ou *stand-alone*).

Os sistemas conectados à rede elétrica são compostos basicamente por painéis fotovoltaicos e por um inversor capaz de fornecer corrente à rede elétrica e extrair a máxima potência dos painéis. A Figura 1.1(a) apresenta o esquema elétrico básico desses sistemas.

Por outro lado, os sistemas autônomos apresentam, além dos painéis e do inversor, um tipo de armazenamento de energia para alimentar a carga durante a noite e em dias com baixa irradiação solar. Para o armazenamento normalmente utiliza-se baterias de chumbo-ácido de descarga profunda, que atualmente apresentam menores custos em relação a outras tecnologias. Adicionalmente, controladores de carga são empregados para extrair a máxima potência dos painéis e evitar que haja corrente excessiva sobre as baterias. A Figura 1.1(b) apresenta o esquema básico desses sistemas.

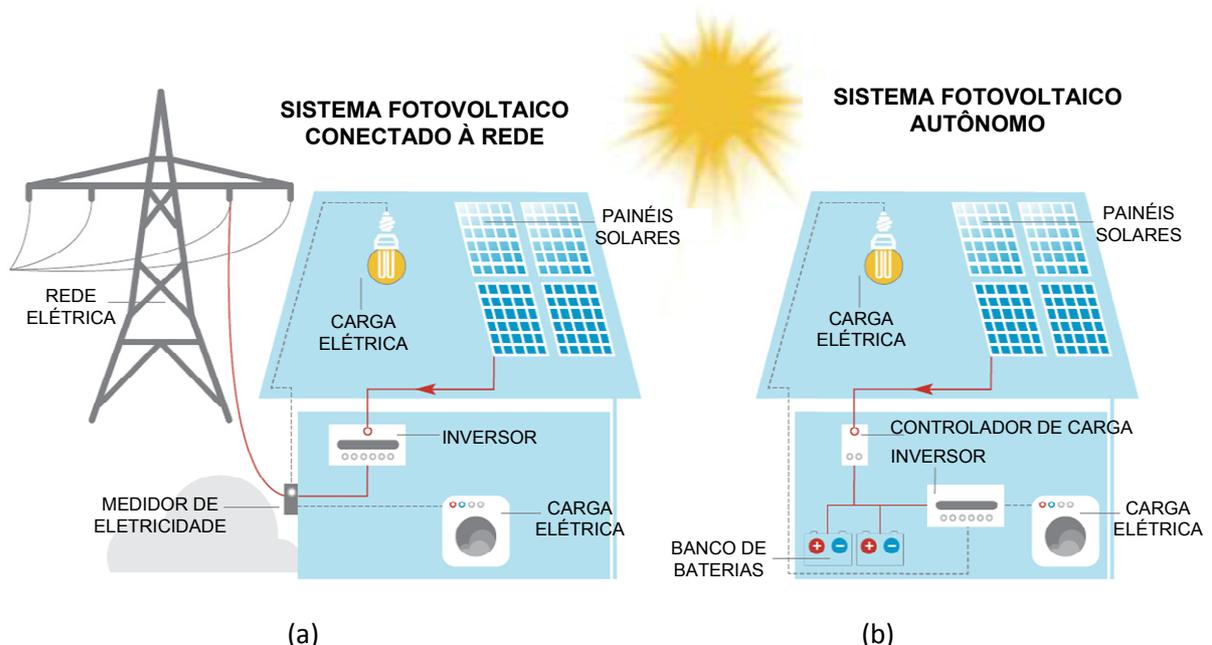


Figura 1.1 – Representação de sistemas fotovoltaico (a) conectados à rede e (b) autônomos
Fonte: European Industry Association [1]

1.2 Objetivos gerais

O objetivo deste trabalho é projetar um sistema fotovoltaico autônomo. Esse projeto consiste em:

- dimensionar o número de painéis solares e de baterias necessárias para alimentar o sistema;
- dimensionar o circuito de potência do sistema fotovoltaico autônomo descentralizado;
- determinar a estrutura de controle de cada conversor;
- obter os modelos dinâmicos das plantas de controle;
- escolher e projetar os controladores empregados;
- obter resultados de simulação do funcionamento de cada controlador.

1.3 Justificativa

1.3.1 Evolução da tecnologia fotovoltaica

Durante o ano de 2010, o mercado da energia solar fotovoltaica teve um significativo crescimento. De acordo com a Associação Europeia da Indústria Fotovoltaica (EPIA, [1]), mais de 15 GW de novas instalações fotovoltaicas foram adicionadas no mundo. Esta geração adicional, que é superior à potência da Usina de Itaipu, equivale a um total de 50 bilhões de euros de investimentos. Na Europa, em 2009, a energia solar fotovoltaica obteve a terceira colocação em relação à potência de novas instalações, atrás apenas da energia eólica e das termoelétricas a gás natural. Na Figura 1.2, pode-se visualizar a evolução da potência instalada de sistemas fotovoltaicos no mundo, em MW.

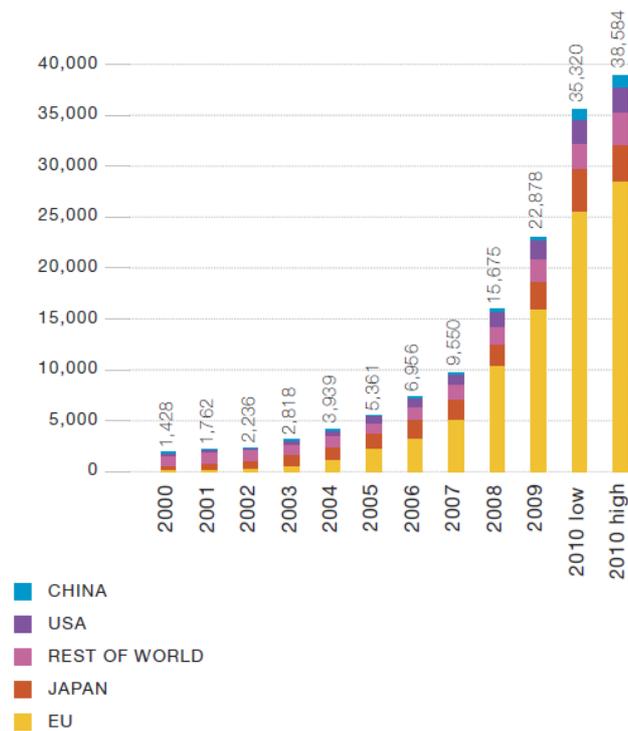


Figura 1.2 – Capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos no mundo (em MW)

Fonte: Global Market Outlook for Photovoltaics until 2014, EPIA, Maio 2010 [1]

A tecnologia fotovoltaica reduziu seus custos em um terço com o passar de 5 anos [1]. Isso se deve aos contínuos progressos tecnológicos e à produção em larga escala, juntamente com a crescente preocupação da sociedade pela utilização de fontes renováveis de energia, com baixo impacto ambiental.

As projeções apontam que essa tendência de redução de custos da indústria fotovoltaica tende a continuar no futuro. Na Figura 1.3, está o custo estimado de um sistema fotovoltaico completo, em um cenário de mudança de paradigmas e em um cenário acelerado, de acordo com o Greenpeace/EPIA.

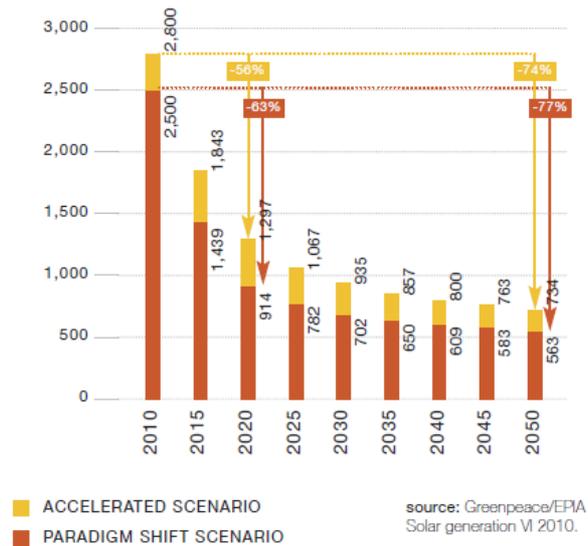


Figura 1.3 – Tendência de redução de custos de sistemas fotovoltaicos (em Euros/Wp)
Fonte: Greenpeace/EPIA. Solar generation VI, 2010 [1]

1.3.2 Sistemas autônomos de energia

Sistemas autônomos de energia são economicamente viáveis para comunidades com consumo reduzido e afastadas das redes de distribuição. No Brasil existem várias situações que se enquadram nesta condição, por possuir vastas regiões com reduzida densidade populacional.

A fim de universalizar o acesso à energia elétrica a estes locais, o Ministério de Minas e Energia criou o Programa Luz Para Todos [2]. Neste programa, a escolha do tipo de fonte energética deve ser feita de acordo com a realidade local. No Manual de Projetos Especiais do programa Luz para Todos [2], encontram-se as opções tecnológicas adotadas nesses sistemas autônomos descentralizados, que são:

- geração por micro central hidrelétrica;
- geração por sistemas hidrocinéticos;
- geração a biocombustível ou gás natural;
- geração eólica;
- geração fotovoltaica;
- sistemas híbridos.

Dentre os sistemas apresentados, a geração fotovoltaica destaca-se por ter um dos menores impactos ambientais. Entretanto, esse tipo de geração apresenta a desvantagem de necessitar armazenamento de energia, para garantir o fornecimento durante a noite e em dias nublados. Dessa forma, é necessário um gerenciamento da energia dos painéis e das baterias, para maximizar o desempenho do sistema e reduzir as perdas energéticas.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Comportamento de painéis fotovoltaicos

2.1.1 Circuito equivalente

Um painel fotovoltaico pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na Figura 2.1 [3]. Neste modelo, I_{ph} é uma fonte de corrente associada a energia gerada, D é um diodo equivalente do painel com modelo exponencial, C_p e R_p são a capacitância e resistência paralela equivalentes, respectivamente, e R_s é resistência série equivalente.

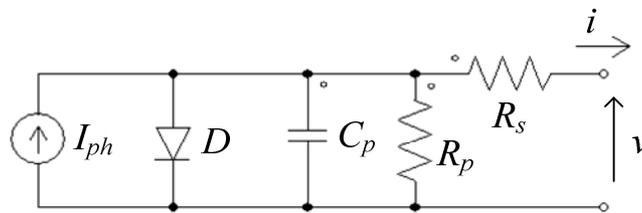


Figura 2.1 - Circuito equivalente de um painel fotovoltaico

Do circuito equivalente, pode-se obter a equação da corrente em função da tensão sobre o painel [3], desconsiderando-se C_p (modelo CC):

$$i = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{v+iR_s}{n_s m V_t}} - 1 \right) - \frac{v + iR_s}{R_p} \quad (2.1)$$

onde:

I_o : corrente de saturação do diodo;

n_s : número de células solares em série;

m : fator de idealidade do diodo do painel;

V_t : potencial térmico, dado por $V_t = \frac{k}{q} T$, onde k é a constante de Boltzman, q é a carga do elétron e T é a temperatura do painel, em Kelvin. Para a temperatura de 25°C, V_t é aproximadamente 0,02569V.

A eq. (2.1) gera um conjunto de curvas $v \times i$, as quais dependem da temperatura e da irradiação a qual o painel está submetido. Para condições normais, essas curvas apresentam o

comportamento mostrado na Figura 2.2. Nestas figuras, o ponto destacado é onde ocorre a máxima potência (MPP) de geração de energia.

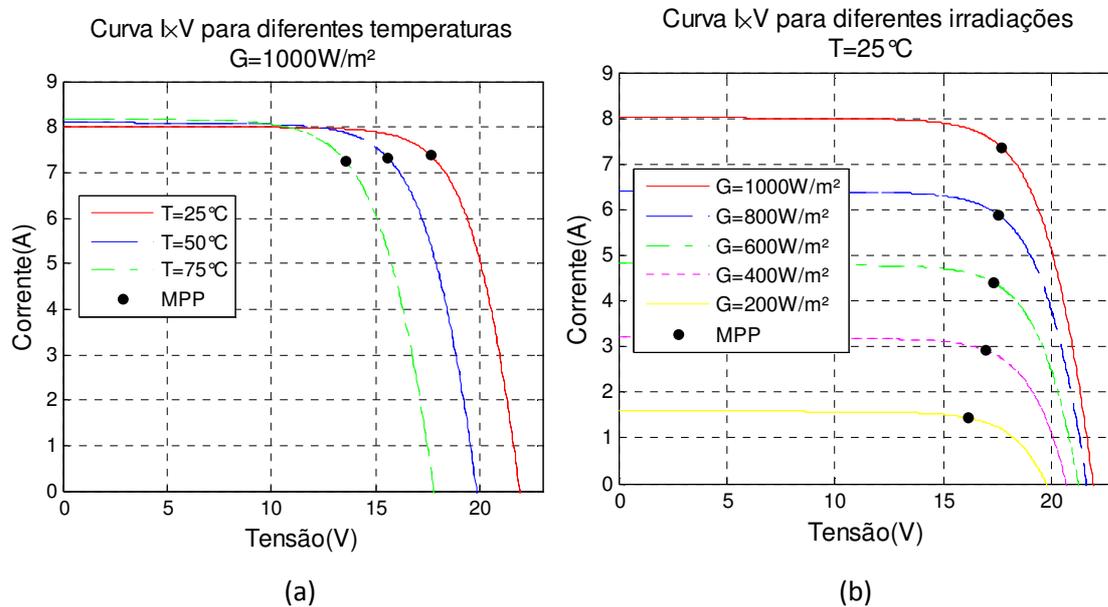


Figura 2.2 – Curva $v \times i$ de um painel solar (a) Irradiação constante e variação da temperatura (b) Temperatura constante e variação da irradiação solar

2.1.2 Obtenção dos parâmetros

Os catálogos de painéis fotovoltaicos apresentam valores de especificações de PV obtidos experimentalmente em STC (Standart Test Conditions). Estas condições são obtidas para uma temperatura de $25^\circ C$ e uma irradiação de $1000 W/m^2$. Os valores comumente apresentados são:

I_{sc} : corrente de curto circuito do painel;

V_{oc} : tensão de circuito aberto;

I_{mpp} : corrente no ponto de máxima potência (MPP);

V_{mpp} : tensão no ponto de máxima potência;

n_s : número de células solares em série;

k_i : constante de variação de I_{sc} com a temperatura;

k_v : constante de variação de V_{oc} com a temperatura.

Para a obtenção da curva de um painel fotovoltaico a partir dos dados acima, é necessário inicialmente obter as constantes m , R_s e R_p . Essas constantes podem ser obtidas através da solução de um sistema de equações não lineares, descrito por [4]:

$$I_{mpp} = I_{sc} - \frac{V_{mpp} + R_s(I_{mpp} - I_{sc})}{R_p} - \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc}R_s}{R_p} \right) \cdot e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp}R_s - V_{oc}}{n_s m V_t(25^\circ C)}} \quad (2.2)$$

$$I_{mpp} - V_{mpp} \frac{\frac{1}{R_p} + \frac{\left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc}R_s}{R_p} \right) e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp}R_s - V_{oc}}{n_s m V_t(25^\circ C)}}}{n_s m V_t(25^\circ C)}}{\frac{R_s}{R_p} + \frac{R_s \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc}R_s}{R_p} \right) e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp}R_s - V_{oc}}{n_s m V_t(25^\circ C)}}}{n_s m V_t(25^\circ C)}} + 1 = 0 \quad (2.3)$$

$$\frac{\frac{1}{R_p} + \frac{\left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc}R_s}{R_p} \right) e^{\frac{I_{sc}R_s - V_{oc}}{n_s m V_t(25^\circ C)}}}{n_s m V_t(25^\circ C)}}{\frac{R_s}{R_p} + \frac{R_s \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc}R_s}{R_p} \right) e^{\frac{I_{sc}R_s - V_{oc}}{n_s m V_t(25^\circ C)}}}{n_s m V_t(25^\circ C)}} + 1 = \frac{1}{R_p} \quad (2.4)$$

2.1.3 Modelo para diferentes valores de irradiação

Em painéis solares, normalmente o valor de R_s é pouco significativo em relação aos outros parâmetros do circuito [3]. Dessa forma, o modelo (2.1) pode ser simplificado por:

$$i = i_{sc}(G) - I_o \left(e^{\frac{v}{n_s m V_t}} - 1 \right) - \frac{v}{R_p} \quad (2.5)$$

onde $i_{sc}(G)$ é a corrente de curto circuito do painel para determinada irradiação G .

Neste trabalho não são consideradas variações na temperatura do painel, que são assumidas iguais a 25°C. O potencial térmico V_t tem o valor de 0,02569 V para essa temperatura. Além disso, a corrente de saturação do diodo I_o varia pouco significativamente com a temperatura. Dessa forma, esta corrente pode ser calculada por:

$$I_o = \left[I_{sc} \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right) - \frac{V_{oc}}{R_p} \right] e^{\frac{-V_{oc}}{n_s m V_t}} \quad (2.6)$$

A corrente de curto circuito $i_{sc}(G)$ é diretamente proporcional à irradiação [4]. Obtendo-se I_o , tem-se o valor numérico de todas as constantes de (2.5), e a corrente do painel que depende somente da tensão e da irradiação submetida ao painel:

$$i(v, G) = I_{sc} \cdot \frac{G}{G_{STC}} - I_o \left(e^{\frac{v}{n_s m V_t}} - 1 \right) - \frac{v}{R_p} \quad (2.7)$$

onde:

G : irradiação submetida ao painel, em W/m^2 ;

G_{STC} : irradiação em STC, de valor $1000 \text{ W}/\text{m}^2$.

2.1.4 Modelo de pequenos sinais no ponto de máxima potência

Para a análise CA de painéis fotovoltaicos, assim como para o projeto do filtro empregado na saída desses painéis, é importante obter o modelo de pequenos sinais no ponto de máxima potência (MPP).

O modelo de pequenos sinais considerado é o equivalente Norton ao redor do ponto de máxima potência, dado pela Figura 2.3 [3].

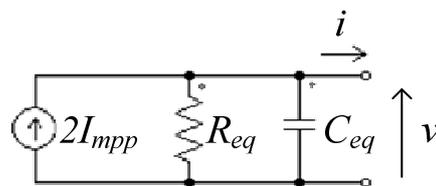


Figura 2.3 – Modelo de pequenos sinais de um painel fotovoltaico

O capacitor C_{eq} pode ser obtido experimentalmente [3]. Entretanto será desprezado, pois normalmente é muito menor do que o capacitor do filtro.

A resistência R_{eq} é dada pelo negativo da derivada da tensão em função da corrente no painel:

$$R_{eq} = -\frac{dv}{di} \quad (2.8)$$

No MPP, a derivada da potência é nula, ou seja, $\frac{dP}{dv} = 0$. Sendo $P = v \cdot i$, pode-se expandir a derivada da potência através da regra da cadeia, obtendo-se:

$$R_{eq} = -\frac{dv}{di} = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} \quad (2.9)$$

A corrente I_{eq} é dada por $2 \cdot I_{mpp}$, de acordo com o teorema da máxima potência.

Para o projeto do filtro dos painéis, é necessário conhecer o valor da resistência equivalente para diferentes valores de irradiação. Como se pode ver na Figura 2.2 (b), a tensão no MPP varia

pouco com a irradiação. Já a corrente no MPP é diretamente proporcional à irradiação, assim como a corrente de curto-circuito. Dessa forma, a resistência equivalente do modelo de pequenos sinais, em função da irradiação, pode ser aproximada por:

$$R_{eq}(G) \cong \frac{G_{ref}}{G} \cdot \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} \quad (2.10)$$

Essa aproximação, para irradiações abaixo de 1000W/m², resulta em valores maiores do que o valor de resistência equivalente real. Entretanto, isso não influencia significativamente o projeto do filtro de saída dos painéis. Além disso, no ponto de máxima potência, essa resistência equivalente tem pouca dependência com a frequência [5].

2.2 Tipos de sistemas fotovoltaicos

Os tipos de sistemas fotovoltaicos autônomos diferem entre si quanto à eficiência, custo e vida útil. Em cada um desses tipos, podem-se fazer diferentes arranjos de painéis, com diferentes tecnologias para a sua conexão ao barramento CC.

Um fator importante de um sistema fotovoltaico autônomo está associado a vida útil das baterias. De acordo com a International Energy Agency [6], em 2002, considerando-se a vida útil, o custo das baterias pode representar quase 50% do custo total de um sistema fotovoltaico autônomo. Dessa forma, a maximização de sua vida útil pode reduzir significativamente os custos do sistema, principalmente quando ele é instalado em lugares onde o suporte técnico é limitado.

Outro fator importante é o número de estágios de conversão de energia necessários para que a energia dos painéis seja transferida para a carga. Em geral, quanto maior o número de conversões de energia, menor é o rendimento total, pois esse é o produto do rendimento de cada conversão.

2.2.1 Tipos de sistemas fotovoltaicos autônomos

2.2.1.1 Série direta

Nesta estrutura, o banco de baterias é conectado diretamente à saída dos painéis, com um diodo [7]. Um conversor CC/CC é utilizado para elevar a tensão das baterias para um barramento CC, que é conectado a um inversor que alimenta a carga. A Figura 2.4 apresenta o diagrama do circuito.

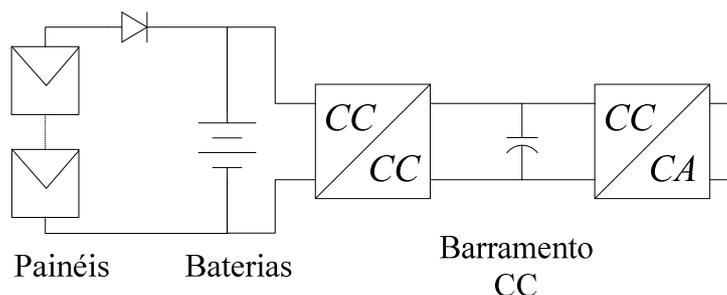


Figura 2.4 – Sistema PV com topologia série direta

Essa topologia pode ser adequada para sistemas de baixo custo e baixa potência. Contudo, não apresenta controle sobre a carga das baterias nem rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) dos painéis. Dessa forma, apresenta baixa eficiência global em comparação a outras topologias, além de poder comprometer a vida útil das baterias por não ter um controle adequado da sua carga.

2.2.1.2 Série interativa

Apresenta um conversor CC/CC que conecta os painéis solares ao barramento CC [7]. Esse conversor pode rastrear a máxima potência dos painéis, para aumentar a eficiência de transferência de energia dos painéis.

As baterias são ligadas ao barramento CC através de um conversor bidirecional. Esse conversor pode controlar precisamente a carga e a descarga das baterias e assim maximizar a sua vida útil. A Figura 2.5 mostra o diagrama esquemático desta topologia.

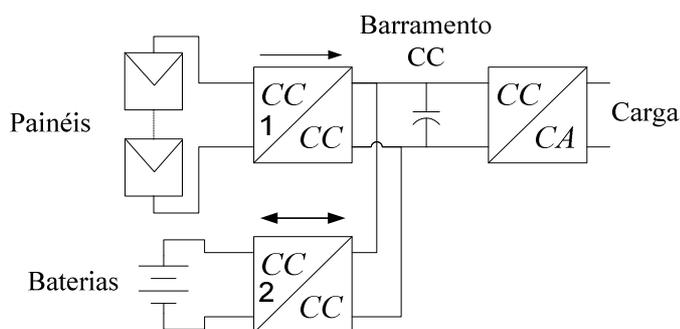


Figura 2.5 – Sistema PV com topologia série interativa

Uma desvantagem desse tipo de sistema é a necessidade de duas conversões de energia para carregar as baterias, o que reduz a eficiência.

2.2.1.3 Série on-line

Nesta topologia [7], as baterias são conectadas diretamente ao barramento CC. O primeiro conversor CC/CC é controlado para operar como um rastreador do ponto de máxima potência e

como um carregador de baterias. Para alimentar cargas CA é empregado um conversor CC/CC elevador, que eleva a tensão das baterias para um valor suficiente para sintetizar a onda senoidal de saída através de um conversor CC/CA. A Figura 2.6 apresenta o diagrama do circuito.

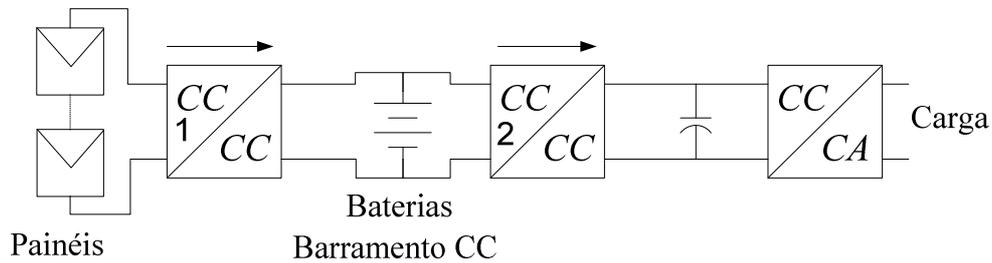


Figura 2.6 – Sistema PV com topologia série *on-line*

Esse tipo de sistema apresenta apenas uma conversão de energia para carregar as baterias. Assim, pode apresentar eficiência maior do que a topologia série interativa. Contudo, as baterias são envolvidas na conversão de energia e afetadas diretamente por distúrbios de carga, o que pode reduzir a sua utilização e vida útil [7].

2.2.1.4 Topologia com carregador de baterias em paralelo

Essa topologia apresenta apenas uma conversão de energia para carregar as baterias e permite um controle preciso de sua carga [7]. A Figura 2.7 ilustra o diagrama do circuito..

Dois conversores CC/CC são conectados aos painéis. O primeiro conversor conecta os painéis ao barramento CC. O outro conversor conecta os painéis ao banco de baterias. Esses dois conversores são responsáveis pelo rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis, sendo o segundo também responsável pelo controle de carga das baterias. Há também outro conversor CC/CC que eleva a tensão das baterias para alimentar barramento CC.

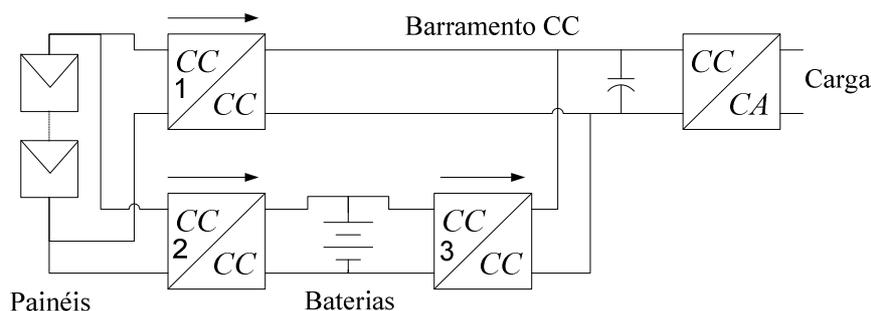


Figura 2.7 - Sistema PV com topologia empregando carregador de baterias em paralelo

Esse tipo de sistema apresenta a desvantagem de possuir muitos conversores, principalmente quando há vários arranjos de painéis independentes.

2.2.2 Topologias de arranjos de painéis

Essas tecnologias diferem entre si quanto ao tipo de arranjo de painéis e a sua conexão com o barramento CC. Nesse sentido, as soluções encontradas tentaram minimizar principalmente dois problemas:

- **Acoplamento de potência:** em sistemas que empregam um inversor no estágio de saída observa-se, no barramento CC, uma oscilação de potência com o dobro da frequência da forma de onda gerada pelo inversor [8]. Como consequência, a tensão do barramento CC do sistema também apresenta uma oscilação nesta frequência (120 Hz em sistemas de 60 Hz), cuja amplitude depende da capacitância do barramento. Logo, caso a tensão do barramento CC esteja acoplada à tensão sobre os painéis, essa também passa a apresentar oscilações em 120 Hz. Esta oscilação reduz a geração de energia, pois retira os painéis do seu ponto de máxima potência.

- **Efeito do sombreamento parcial:** quando parte da área de um arranjo de painéis estiver sombreada, a máxima potência do arranjo pode se tornar significativamente menor do que o somatório da máxima potência de cada painel [9]. Para minimizar esse efeito, uma solução é reduzir o número máximo de painéis em cada arranjo. Diversas topologias foram propostas para minimizar os efeitos de sombreamento parcial, como apresentado a seguir.

2.2.2.1 Centralizada

Na tecnologia centralizada os painéis são conectados em arranjos série e paralelo, possuindo apenas um inversor de saída [10]. Cada arranjo série é conectado através de um diodo diretamente ao barramento CC. Dessa forma, é necessário um número mínimo de painéis em série para que haja a mínima tensão necessária para alimentar o inversor.

Um dos problemas dessa tecnologia é o elevado acoplamento entre a potência do inversor e a tensão nos painéis. Além disso, em sistemas que necessitam de muitos painéis, o efeito de sombreamento parcial pode ser significativo.

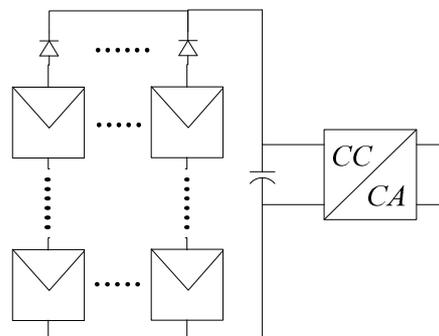


Figura 2.8 – Sistemas PV com estágio de entrada com topologia centralizada

2.2.2.2 String

Esta topologia emprega um inversor para cada arranjo série de painéis (*strings*) [10]. Dessa forma, o efeito do sombreamento parcial pode ser reduzido. Além disso, há um conversor CC-CC que liga os painéis ao barramento CC, que caso seja controlado adequadamente, pode rejeitar as oscilações na tensão sobre os painéis devido às oscilações de potência do inversor. Assim, o fator de utilização dos painéis é superior às topologias centralizadas.

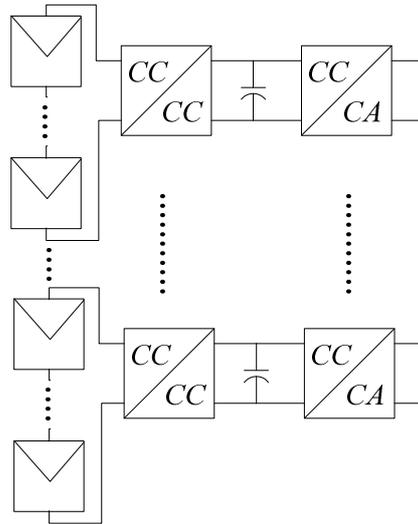


Figura 2.9 - Sistemas PV com estágio de entrada com topologia *string*

2.2.2.3 Multi-string

A topologia *multi-string* utiliza apenas um inversor para gerar a tensão CA de saída a partir de várias strings de painéis conectadas ao barramento CC através de conversores CC-CC independentes [10]. Nesta topologia, o problema do acoplamento de potências pode ser solucionado através do controle adequado dos conversores CC-CC de entrada. O problema do sombreamento parcial é reduzido da mesma forma que a topologia *string*.

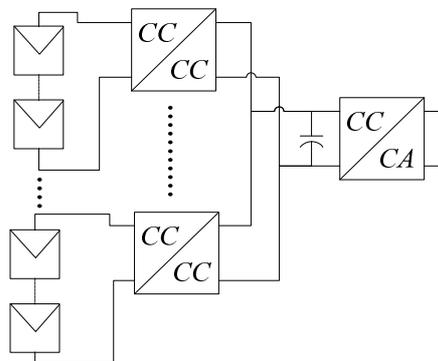


Figura 2.10 - Sistemas PV com estágio de entrada com topologia *multi-string*

2.2.2.4 *Multi-string* empregando conversores CC-CC em cascata

Nesta topologia, os conversores CC-CC das *strings* dos painéis são conectados em cascata. Dessa forma, pode-se fazer com que a diferença de tensão entre a entrada e a saída dos conversores CC-CC seja menor do que na tecnologia *multi-string*. Com isso, pode-se aumentar a eficiência desses conversores [11] e, conseqüentemente, aumentar a eficiência do sistema.

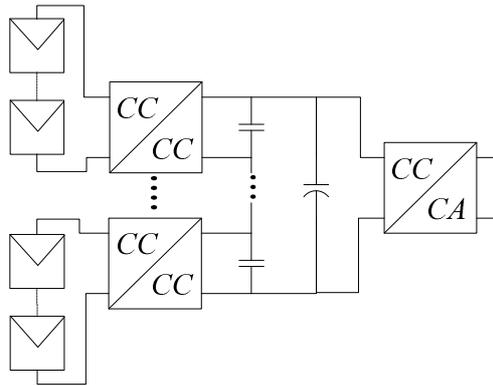


Figura 2.11 - Sistemas PV com estágio de entrada com topologia *multi-string* empregando conversores CC-CC em cascata

3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

3.1 Topologia dos conversores

Neste trabalho, propõe-se o desenvolvimento de um sistema fotovoltaico autônomo do tipo série interativa, que permite regular precisamente a carga/descarga do banco de baterias e possui menos conversores do que o tipo com baterias em paralelo.

Na Figura 3.1, está o diagrama elétrico do circuito de potência a ser empregado. Esse circuito foi proposto por Cândido [12], juntamente com técnicas para seu controle e automação.

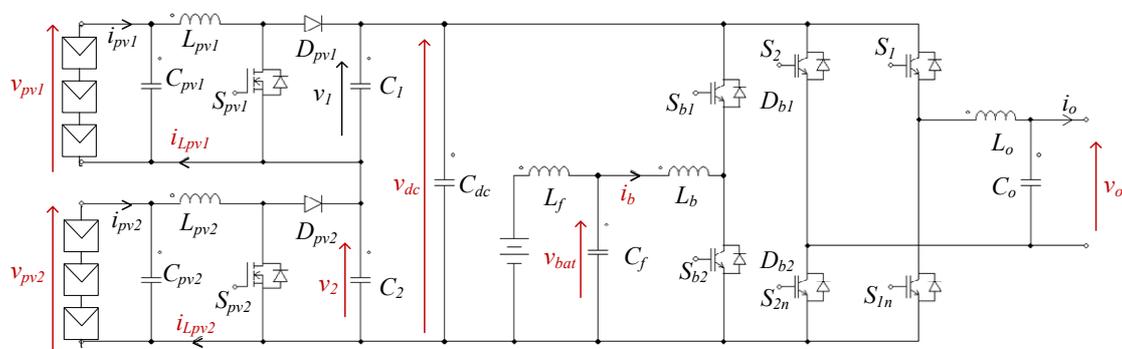


Figura 3.1 – Sistema fotovoltaico autônomo do tipo série interativa

A topologia de arranjo de painéis utilizada é o arranjo *multi-string* com conversores CC-CC em cascata, pois apresenta desempenho superior em relação às outras tecnologias de arranjos de painéis apresentadas.

Utilizaram-se dois arranjos de painéis fotovoltaicos. Para conectar os arranjos ao barramento CC, empregaram-se conversores elevadores (*boost*), pois é necessário elevar a tensão. Esses conversores foram nomeados conversor Boost 1 (mostrado na parte superior da Figura 3.1) e conversor Boost 2 (mostrado na parte inferior da Figura 3.1).

Outra vantagem do conversor Boost é a presença de um indutor na entrada (L_{pv1} e L_{pv2}). Com a adição de um capacitor em paralelo aos painéis (C_{pv1} e C_{pv2}), obtém-se um filtro passa-baixa de 2ª ordem, capaz de reduzir as oscilações de tensão nos painéis, as quais ocorrem devido à comutação do conversor.

Para conectar as baterias ao barramento CC, é utilizado um conversor CC/CC bidirecional, composto por dois IGBTs e dois diodos. Como a tensão nas baterias é menor do que a tensão do barramento, esse conversor pode trabalhar no modo abaixador (*Buck*), que carrega as baterias, e no

modo elevador (*Boost*), que fornece energia das baterias ao barramento do capacitor C_{dc} . Para conectar o ponto central desse conversor ao banco de baterias, é utilizado um filtro LCL, ou T, para que a ondulação de corrente sobre o banco de baterias não prejudique a sua vida útil. Na Figura 3.1, esse filtro é composto pelos indutores L_b e L_f e pelo capacitor C_f .

Na saída do sistema, é empregado um inversor de ponte completa (full-bridge) e um filtro de segunda ordem, composto pelo indutor L_o e o capacitor C_o , para obter uma tensão de saída senoidal e com reduzida taxa de distorção harmônica (THD).

Neste trabalho, especificou-se o sistema autônomo para suprir uma residência. A partir disso, são especificados:

- o tipo e número de baterias utilizadas para armazenamento de energia;
- o tipo e número de painéis fotovoltaicos necessários;
- os capacitores e indutores dos filtros de potência.

3.2 Estrutura de controle do sistema

3.2.1 Objetivos

O sistema de controle a ser projetado apresenta os seguintes objetivos:

- manter a tensão do barramento CC dentro dos níveis de operação;
- obter a máxima potência dos painéis e utilizar o excedente de energia para carregar as baterias;
- controlar a carga e descarga das baterias, para maximizar a sua vida útil;
- manter a tensão de saída seguindo a referência senoidal;
- proteger o sistema em caso de falhas ou falta de energia nas baterias ou painéis.

3.2.2 Controle do barramento CC

Para manter a tensão do barramento CC constante, é necessário obter o seguinte balanço de potências:

$$P_{pv} + P_{bat} - P_{inv} = 0 \quad (3.1)$$

onde:

P_{pv} : potência que os conversores boost ligados aos painéis solares injetam no barramento CC;

P_{bat} : potência que o banco de baterias injeta (ou drena) no barramento CC;

P_{inv} : potência que o inversor drena do barramento CC.

O controle do barramento CC é realizado através da regulação de P_{pv} ou P_{bat} . Essas potências são determinadas pela corrente que os conversores injetam no barramento. Observa-se, que a potência P_{inv} depende exclusivamente da carga conectada na saída do sistema. Dessa forma, o inversor não é empregado para controlar a tensão no barramento CC.

Para que não haja interação entre os controladores do banco de baterias e dos painéis, definiu-se que apenas um conversor é empregado para regular a tensão no barramento simultaneamente. Dessa forma, caso o controlador do conversor *Boost* ligado aos painéis estiver controlando a tensão no barramento CC, então a corrente drenada das baterias deve ser constante ou nula. Do mesmo modo, se o conversor bidirecional controlar o barramento, então a corrente drenada dos painéis deve ser constante ou nula.

Em algumas situações nenhum conversor controla o barramento. Contudo, isto ocorre em situações esporádicas, quando a potência gerada e consumida estão em equilíbrio.

3.2.3 Modos de funcionamento

Cada conversor do sistema tem vários modos de operação. Os conversores *Boost* de entrada podem funcionar de três modos:

- **OFF** (desligado): os dois conversores *Boost* são desligados. Dessa forma, não injetam energia no barramento CC.
- **MPPT** (Maximum Power Point Tracking): Através de um algoritmo específico, os dois conversores *Boost* buscam extrair a máxima potência dos arranjos de painéis. Dessa forma, não regulam a tensão no barramento DC.
- **DCBR** (DC Bus Regulation): modo de regulação da tensão do barramento CC. Como há dois conversores *Boost* em cascata, determinou-se que apenas um controlador atua na regulação do barramento, como definido pelos sub-modos de operação:
 - DCBR 1: o conversor *Boost* 1 controla a tensão no barramento (DCBR) enquanto o conversor *Boost* 2 é desligado.
 - DCBR 2: o conversor *Boost* 1 opera no modo MPPT enquanto o conversor *Boost* 2 opera no modo DCBR.

O conversor bidirecional pode operar em 5 modos:

- **OFF**: o conversor bidirecional está desligado, e não há corrente no banco de baterias.
- **BOOST**: o conversor bidirecional controla o barramento CC injetando energia do banco de baterias.
- **BOOST (i const.)**: o conversor bidirecional não controla o barramento CC, pois injeta corrente constante no mesmo.
- **Buck**: nesse modo, o conversor bidirecional controla o barramento CC, enquanto as baterias são carregadas.

- **Buck (saturado):** nesse modo, as baterias são carregadas com a máxima corrente de carga. Dessa forma, o conversor bidirecional não controla a tensão no barramento CC.

O inversor pode operar de 2 modos:

- **ON:** inversor ligado, fornecendo tensão nominal à carga.
- **OFF:** inversor desligado.

Para o controle geral do sistema, definiram-se modos de operação, de acordo com o item 3.2.3. Cada um desses modos define como opera cada um dos conversores: conversores *Boost* ligados aos painéis fotovoltaicos (PV), conversor bidirecional ligado ao banco de baterias (BB) e Inversor (Inv). Na Tabela 3.1, estão os modos de operação listados.

Tabela 3.1 - Modos de operação do sistema

Modo	PV	BB	Inv	Observações
0a	OFF	OFF	OFF	Ao ligar o sistema.
0b	MPPT	OFF	OFF	Partida até estabilizar o barramento CC.
0c	MPPT	BOOST (i const.)	ON	Partida com baixa insolação. Baterias fornecem energia ao barramento.
0d	OFF	OFF	OFF	Modo de Erro.
1	MPPT	OFF	ON/OFF	Transitórios de modo de operação.
2a	MPPT	BUCK	ON/OFF	Carga das baterias.
2b	DCBR	BUCK (saturado)	ON/OFF	Carga das baterias.
3a	DCBR	OFF	ON/OFF	Painéis fornecem energia diretamente à carga.
3b	OFF	OFF	ON/OFF	Caso particular de 3a, quando não há carga na saída.
4	MPPT	BOOST	ON/OFF	Baterias fornecem energia ao barramento.

4 PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES

4.1 Dimensionamento do sistema autônomo

4.1.1 Especificações da carga

Para este trabalho especificou-se como carga uma residência isolada da rede elétrica, próxima à cidade de Porto Velho, Rondônia. Esta cidade foi escolhida por se situar na região norte do Brasil, onde há muitas comunidades afastadas da rede elétrica de distribuição. A carga estipulada para essa residência está apresentada na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Carga da residência de projeto

Aparelho	Potência (W)	Fator de potência	Quantidade	Horas por dia	Energia diária (Wh/dia)
Lâmpada	15	0,74	6	6	540,00
Televisão 21"	85	1,00	1	6	510,00
Parabólica	10	1,00	1	6	60,00
Computador	65	1,00	1	4	260,00
Geladeira	100	0,20	1	8	800,00

4.1.2 Dimensionamento do banco de baterias

Para dimensionar o banco de baterias, é necessário estipular duas variáveis:

- **Energia diária consumida:** energia diária consumida pela carga.
- **Autonomia do sistema:** número máximo de dias nos quais as baterias podem suprir energia à carga, mesmo sem produção de energia solar.

Além disso, é necessário saber quanto de energia pode-se retirar da bateria sem danificá-la e qual é a eficiência aproximada do sistema.

A energia diária necessária da carga pode ser calculada a partir da multiplicação da potência ativa de cada aparelho e o seu número de horas ligadas por dia:

$$E_{dia} = \sum P_i \cdot h_{i_{dia}} \quad (4.1)$$

No caso da carga especificada na Tabela 4.1, obtém-se:

$$E_{dia} = 15 \cdot 6 \cdot 6 + 85 \cdot 6 + 10 \cdot 6 + 65 \cdot 4 + 100 \cdot 8 = 2,17 \text{ kWh/dia}$$

O tipo de bateria utilizada possui tensão de 12 V e capacidade de 45 Ah. Dessa forma, a energia máxima armazenada em cada bateria é de $E_{bat_{max}} = 12V \cdot 45 \text{ Ah} = 540 \text{ Wh}$. Entretanto, é recomendável não utilizar toda essa energia. A profundidade de descarga nominal é de 80%. Dessa forma, a energia disponível em cada bateria é de $E_{bat_{dis}} = \text{Descarga} \cdot E_{bat_{max}} = 80\% \cdot 540 \text{ Wh} = 432 \text{ Wh}$.

A partir desse dado, o número de baterias pode ser calculado pela equação:

$$N_{bat} = \frac{E_{dia} \cdot \text{Autonomia}}{E_{bat_{dis}} \eta_{bat}} \quad (4.2)$$

Em conformidade com a norma brasileira NBR 14298 [13], será utilizada uma autonomia de 3 dias. O rendimento considerado é $\eta_{bat} = 85 \%$. Assim, o número de baterias calculado é $N_{bat} = 18$ baterias.

No presente trabalho, são utilizadas apenas 4 baterias, que é o número disponível para utilização no laboratório.

4.1.3 Cálculo do número de painéis fotovoltaicos

Para o cálculo do número de painéis, são necessárias inicialmente algumas definições:

- **Horas de sol pleno:** a irradiação sobre os painéis solares é variável ao longo do dia. O número de horas de Sol pleno é o tempo médio de insolação caso houvesse apenas irradiação de 1000 W/m² sobre os painéis.
- **Máxima potência do painel:** é a potência máxima que pode ser extraída do painel. No *datasheet* do painel, está a potência máxima para a irradiação de 1000 W/m² e temperatura de 25°C.

Um sistema fotovoltaico autônomo deve ser capaz de fornecer energia à carga especificada durante o ano inteiro. Também, precisa produzir energia para a carga das baterias.

Para poder atender a esses requisitos durante todo o ano, o sistema deve ser dimensionado para o mês de menor insolação média. Além disso, a inclinação dos painéis fotovoltaicos deve ser a que permita produzir o máximo de energia nesse mês.

Para encontrar o ângulo de inclinação dos painéis e a produção média de energia, utilizou-se o aplicativo online "PV Watts: A Performance Calculator for

Grid-Connected PV Systems” [14] para a cidade de Porto Velho, RO. O ângulo de inclinação encontrado é 10°. O mês de menor produção energética é maio, com 4,72 horas de sol pleno.

A partir do número de horas de sol pleno, pode-se obter a energia diária produzida por painel. Essa energia é calculada por:

$$E_{dia_{painel}} = P_{mpp} \cdot h_{Sol} \quad (4.3)$$

onde:

P_{mpp} : máxima potência do painel;

h_{Sol} : número de horas de Sol pleno.

Na conversão de energia no sistema autônomo, há perdas intrínsecas do sistema. Dessa forma, deve-se estimar um rendimento entre a produção de energia solar e o consumo de energia pela carga. Assim, pode-se calcular o número de painéis necessários para atender a carga:

$$N_{p1} = \frac{E_{dia}}{E_{dia_{painel}} \cdot \eta_{sis}} \quad (4.4)$$

onde:

N_{p1} : número de painéis fotovoltaicos para atender a carga;

E_{dia} : energia diária consumida pela carga;

$E_{dia_{painel}}$: energia diária produzida por um painel;

η_{sis} : rendimento estimado do sistema.

Entretanto, é necessário que haja mais painéis para que as baterias possam ser recarregadas, caso a carga seja plena. Para isso, é necessário estipular o número de dias que elas levam para ser recarregadas. O número de painéis pode ser estimado por:

$$N_{p2} = \frac{N_{bat} \cdot E_{bat_{dis}}}{E_{dia_{painel}} \cdot \eta_{sis} \cdot t_{recarga}} \quad (4.5)$$

onde:

$E_{bat_{dis}} = Descarga \cdot E_{bat_{max}}$: profundidade de descarga vezes a energia máxima da bateria;

$t_{recarga}$: tempo de recarga, em dias.

O número total de painéis é dado pela soma dos dois:

$$N_p = N_{p1} + N_{p2} \quad (4.6)$$

O painel considerado neste trabalho é o Solar World SW130 [15], que possui as especificações apresentadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Especificações do painel Solar World para irradiação de 1000 W/m² e temperatura de 25°C (Standart Test Conditions)

Parâmetro	Valor
Tensão de circuito aberto	$V_{oc} = 24,1 \text{ V}$
Corrente de curto-circuito	$I_{sc} = 7,5 \text{ A}$
Máxima potência	$P_{mpp} = 130 \text{ W}$
Tensão de máxima potência	$V_{mpp} = 18,9 \text{ V}$
Corrente de máxima potência	$I_{mpp} = 6,9 \text{ A}$
Número de células solares em série	$n_s = 40$

Utilizando (4.3), a energia diária produzida por painel é dada por:

$$E_{dia_{painel}} = 130W \cdot 4,72h = 613,6 \text{ Wh}$$

Considerando um rendimento de $\eta_{sis} = 80 \%$, encontra-se $N_{p1} = 4,42$. Como serão utilizadas apenas 4 baterias, considerando o tempo de recarga de 14 dias, encontra-se $N_{p2} = 0,25$. O número calculado de painéis é $N_p = 4,67$.

O sistema estudado apresenta dois grupos de painéis fotovoltaicos. Cada um dos grupos fornece energia ao barramento CC através de um conversor Boost. Para cada grupo possuir o mesmo número de painéis, serão utilizados 3 painéis conectados em série em cada grupo. Dessa forma, será utilizado um total de 6 painéis ($N_p = 6$).

4.2 Dimensionamento do filtro dos painéis fotovoltaicos

4.2.1 Introdução

Um filtro de entrada deve ser empregado para redução da ondulação de tensão de alta frequência sobre os painéis fotovoltaicos. Neste projeto, considerou-se o uso de um filtro LC, cujo indutor é a própria indutância do conversor Boost.

O projeto deste filtro considera a resistência R_{eq} do modelo de pequenos sinais do arranjo de painéis, enquanto que a capacitância C_{eq} , é desprezada. Na Figura 4.1(a), está representado o circuito equivalente com o conversor Boost. O modelo equivalente do circuito é mostrado na Figura 4.1(b), onde a chave ativa, o diodo e a fonte de tensão constante são substituídos por uma fonte de tensão de onda quadrada [3] (v_{fet}). Essa fonte apresenta tensão nula quando a chave está fechada e valor V_{dc} quando a chave está aberta.

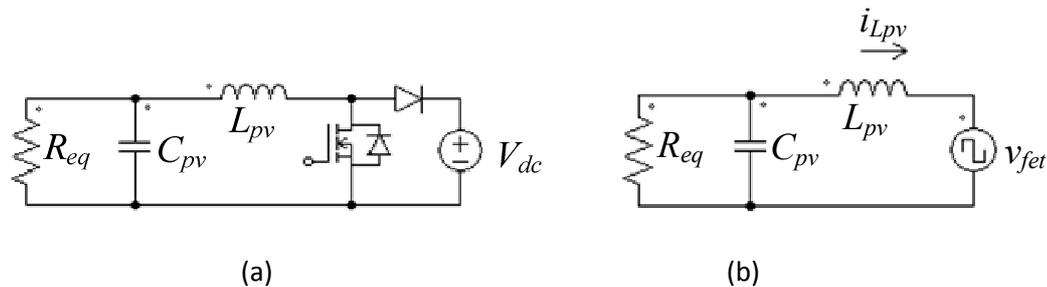


Figura 4.1 – Circuito equivalente para projeto do filtro LC

O projeto do filtro consiste em duas etapas:

1. projetar o indutor através da ondulação de corrente máxima em STC, considerando a tensão no capacitor como fixa;
2. projetar o capacitor a partir da ondulação máxima de tensão nos painéis. Para esse cálculo, será considerada a irradiação de 1000 W/m^2 .

4.2.2 Especificações

As especificações de projeto devem estar de acordo com o arranjo de painéis. Além disso, a tensão de saída considerada é o pior caso possível, ou seja, a tensão do barramento CC.

Tabela 4.3 – Especificações de projeto do filtro do conversor Boost ligado aos painéis

Parâmetro	Valor especificado
Corrente no ponto de máxima potência do arranjo de painéis.	$I_{mpp} = 6,9 \text{ A}$
Tensão no ponto de máxima potência do arranjo de painéis.	$V_{mpp} = 56,7 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = V_{dc} = 230 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 40 \text{ kHz}$
Eficiência de transferência de energia dos painéis	$\eta_{rip} = 99,9 \%$
Ondulação de corrente no indutor, para $G = 1000 \text{ W/m}^2$	$\Delta I_{L_{pv}} = 35\% \cdot I_{pv}$

4.2.3 Modelo dos painéis para o sistema projetado

Um arranjo de painéis solares que possui igual irradiação em todos os painéis apresenta comportamento semelhante a um painel solar simples. Dessa forma, o circuito equivalente e a análise aplicada a um único painel podem ser aplicados a um arranjo de painéis. Entretanto, as variáveis para cálculo modificam-se, de acordo com o formato do arranjo. As variáveis de tensão são multiplicadas pelo número de painéis em série (N_s), enquanto as variáveis de corrente são multiplicadas pelo número de painéis em paralelo (N_p).

Para o sistema considerado, cada grupo apresenta 3 painéis SW130 em série. Dessa forma, tem-se que $N_s = 3$ e $N_p = 1$. Na Tabela 4.4, estão as equações para o arranjo de painéis e o valor encontrado para o sistema estudado. Considera-se que a representação com subscrito $(.)_1$ é o parâmetro para um único painel (Tabela 4.2), enquanto sem o subscrito para todo o arranjo.

Tabela 4.4 - Parâmetros do arranjo de painéis

Parâmetro	Equação para o arranjo de painéis	Valor para o arranjo do projeto
Corrente de curto-circuito	$I_{sc} = I_{sc1} \cdot N_p$	$I_{sc} = 7,5 A$
Corrente no MPP	$I_{mpp} = I_{mpp1} \cdot N_p$	$I_{mpp} = 6,9 A$
Tensão de circuito aberto	$V_{oc} = V_{oc1} \cdot N_s$	$V_{oc} = 72,3 V$
Tensão no MPP	$V_{mpp} = V_{mpp1} \cdot N_s$	$V_{mpp} = 56,7 V$
Número de células fotovoltaicas em série	$n_s = n_{s1} \cdot N_s$	$n_s = 120$

A partir dos valores da Tabela 4.4, as constantes m , R_s e R_p do arranjo de painéis podem ser obtidas através do método do item 2.1.2. Para o sistema considerado, obteve-se $m = 1,391$, $R_s = 0,657 \Omega$ e $R_p = 1586 \Omega$. A resistência equivalente aproximada do modelo de pequenos sinais pode ser obtida utilizando os valores de I_{mpp} e V_{mpp} do arranjo de painéis.

4.2.4 Cálculo do indutor

Para esse cálculo, considera-se que a tensão do capacitor C_{pv} é fixa e igual a V_{mpp} . O indutor é calculado através da equação utilizada para projeto de conversores Boost [16]-[17]:

$$L_{pv} = \frac{V_{mpp} D_{mpp}}{f_s \Delta I_{L_{pv}}} \quad (4.7)$$

onde a razão cíclica é $D_{mpp} = \left(1 - \frac{V_{mpp}}{V_{dc}}\right)$.

Para as especificações dadas, obtém-se $L_{pv} = 442,259 \mu H$.

4.2.4.1 Corrente de pico no indutor

A corrente de pico no indutor L_{pv} é igual à máxima corrente média somada à metade da ondulação de corrente especificada:

$$I_{pico.L_{pv}} = I_{mpp} + \frac{\Delta I_{L_{pv}}}{2} \quad (4.8)$$

Para o sistema projetado, especificou-se $\Delta I_{L_{pv}} = 35\% \cdot I_{mpp} = 2,415 A$. Assim, obtém-se $I_{pico.L_{pv}} = 8,107 A$.

4.2.4.2 Corrente eficaz no indutor

A corrente no indutor é uma onda triangular com valor médio igual à I_{mpp} . Para esse tipo de onda, obtém-se o valor eficaz igual à:

$$I_{rms.L_{pv}} = \sqrt{I_{mpp}^2 + \frac{\Delta I_{L_{pv}}^2}{3}} \quad (4.9)$$

Para ondulações menores do que 20%, pode-se aproximar a corrente eficaz pela corrente média.

Como a ondulação é de 35%, utiliza-se (4.9). O valor obtido é $I_{rms.L_{pv}} = 7,039 A$.

4.2.5 Cálculo da ondulação de tensão sobre o arranjo de painéis

Uma ondulação de tensão aparece sobre os painéis quando um conversor estático é conectado na saída deste. No ponto de máxima potência, esta ondulação resulta em uma potência média extraída inferior à potência máxima disponível. A relação entre essas duas potências é a chamada eficiência de transferência [3]:

$$\eta_{rip} = \frac{P_{avg}}{P_{máx}} \quad (4.10)$$

onde:

P_{avg} : potência média extraída do arranjo de painéis;

$P_{max} = V_{mpp} \cdot I_{mpp}$: potência máxima do arranjo de painéis.

Para facilitar o cálculo, aproxima-se a ondulação de tensão por uma senóide . Dessa forma, a tensão sobre o arranjo de painéis é dada por:

$$v(\theta) = V_{mpp} + V_{1rip} \cos(\theta) \quad (4.11)$$

Utilizando a equação simplificada (2.5) para $G = 1000 \text{ W/m}^2$, a corrente nos painéis torna-se:

$$i(\theta) = I_{sc} - I_o \left(e^{\frac{V_{mpp} + V_{1rip} \cos(\theta)}{n_s m V_t}} - 1 \right) - \frac{V_{mpp} + V_{1rip} \cos(\theta)}{R_p} \quad (4.12)$$

O uso dessa equação simplificada faz com que o ponto de máxima potência seja diferente do real. Dessa forma, é necessário calcular a tensão de máxima potência do modelo simplificado. Essa tensão pode ser calculada de maneira recursiva, partindo-se da tensão de máxima potência presente no catálogo dos painéis. A equação recursiva é dada por:

$$V_{mpp}(k+1) = n_s m V_t \cdot \ln \left(\frac{\frac{I_{sc} + I_o}{V_{mpp}(k)} - \frac{2}{R_p}}{I_o \left(\frac{1}{n_s m V_t} + \frac{1}{V_{mpp}(k)} \right)} \right) \quad (4.13)$$

A corrente de máxima potência do modelo simplificado também é diferente da real, e pode ser calculada por (2.5). A partir desses dois valores obtém-se P_{max} . Já a potência média P_{avg} é calculada por:

$$P_{avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \cdot i(\theta) d\theta \quad (4.14)$$

Para o projeto, estipula-se uma eficiência de transferência η_{rip} e deve-se encontrar uma amplitude do ripple V_{1rip} . Para isso, deve-se resolver, através de um método numérico, a seguinte equação integral:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \cdot i(\theta) d\theta - \eta_{rip} P_{max} = 0 \quad (4.15)$$

Estipulando-se $\eta_{rip} = 99,9\%$, encontraram-se, através do software Mathcad:

$$V_{mpp} = 60,628 \text{ V}$$

$$I_{mpp} = 6,971 \text{ A}$$

$$P_{max} = 442,66 \text{ W}$$

$$V_{1rip} = 0,955 \text{ V}$$

4.2.6 Cálculo do capacitor

A partir do modelo equivalente mostrado na Figura 4.1(b) pode-se encontrar uma solução analítica para a primeira harmônica da ondulação de tensão sobre os painéis em função da tensão de saída do conversor Boost [3]:

$$V_{1rip} = \left| \frac{R_{eq}}{R_{eq} + j \cdot \omega_s L - R_{eq} L C \omega_s^2} \right| V_{dc1} \quad (4.16)$$

onde:

$$\omega_s = 2\pi f_s;$$

R_{eq} é a resistência do modelo de pequenos sinais, para $G = 1000 \text{ W/m}^2$;

V_{dc1} é a amplitude da primeira harmônica da fonte de tensão pulsada da Figura 4.1(b).

A ondulação de tensão da fonte V_{dc1} pode ser calculada por:

$$V_{dc1} = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{V_{mpp}}{V_{dc}} \pi\right) V_{dc} \quad (4.17)$$

A partir dessas equações, o valor mínimo da capacitância pode ser analiticamente obtido por:

$$C_{pv} = \frac{1 + \sqrt{\left(\frac{V_{dc1}}{V_{1rip}}\right)^2 - \left(\frac{L_{pv}\omega_s}{R_{eq}}\right)^2}}{L_{pv}\omega_s^2} \quad (4.18)$$

Para o sistema estudado, os valores encontrados são:

$$R_{eq} = 8,217 \Omega$$

$$V_{dc1} = 102,4 \text{ V}$$

$$C_{pv} = 3,843 \mu\text{F}$$

Neste projeto, considerou-se o uso de uma capacitância maior: $C_{pv} = 9 \mu\text{F}$.

4.3 Escolha dos capacitores

4.3.1 Cálculo dos capacitores de saída dos conversores

Boost

Os capacitores de saída dos conversores boost possuem uma ondulação na frequência de comutação do conversor. Esta ondulação de tensão não influi significativamente na ondulação de tensão sobre os painéis fotovoltaicos, devido ao filtro composto pelo indutor L_{pv} e o capacitor C_{pv} .

Estipulando-se um valor de ondulação de tensão sobre os capacitores para o pior caso ($D = 0,5$), pode-se projetar o valor mínimo de capacitância para esses capacitores por:

$$C_1 = \frac{I_{mpp}}{4f_s \Delta V_{C_1}} \quad (4.19)$$

onde f_s é a frequência de comutação do conversor boost.

Especificando-se $\Delta V_{C_1} = 1,5\% \cdot V_{dc} = 3,45 V$, obtém-se o valor do capacitor de:

$$C_1 = \frac{6,9A}{4 \cdot 40kHz \cdot 3,45V} = 12,5 \mu F$$

Por disponibilidade no laboratório, serão utilizados dois capacitores de $9 \mu F$ em paralelo.

4.3.2 Cálculo do capacitor de barramento

Em sistemas autônomos de energia solar, assim como em sistemas ininterruptos de energia (UPS), o capacitor de barramento é calculado através do tempo de retenção (*hold-up time*).

O *hold-up time* é definido como o tempo que o capacitor pode suportar a potência nominal do sistema sem prejudicar o formato da senóide de saída. O correto dimensionamento do banco de capacitores é importante pois durante os transitórios são estes capacitores quem fornecem ou absorvem a energia da carga, uma vez que o banco de baterias possui uma dinâmica mais lenta.

Para o caso de um inversor ponte completa, V_{dc} é a tensão nominal do barramento CC, e $V_o\sqrt{2}$ é a tensão máxima de saída. Assim, a energia que o capacitor de barramento deve fornecer durante o *hold-up time* é dada por:

$$E_{C_{bus}} = \frac{C_{bus}}{2} (V_{dc}^2 - 2V_o^2) = P_o t_{hu} \quad (4.20)$$

onde:

P_o : potência nominal de saída;

t_{hu} : *hold-up time*.

Dessa forma, o capacitor pode ser obtido por:

$$C_{bus} = \frac{2P_o t_{hu}}{V_{dc}^2 - 2V_o^2} \quad (4.21)$$

Considerando um *hold-up time* de $0,1s$, para uma potência de saída de $500W$, encontra-se um capacitor de $4,845mF$. De acordo com a disponibilidade no laboratório, será utilizado um capacitor eletrolítico de $C_{bus} = 4,7mF$.

4.4 Cálculo do filtro do inversor de saída

4.4.1 Especificações

Para o cálculo do filtro de saída do inversor, utilizar-se-á a metodologia proposta por Michels *et al* [18]. Nesta metodologia, estipula-se uma distorção harmônica total (THD) e uma relação entre o custo da energia reativa indutiva e capacitiva. Além disso, o indutor deve ter um valor mínimo para satisfazer a ondulação máxima de corrente. As especificações de projeto do filtro do inversor estão na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Especificações para projeto do filtro do inversor de saída

Parâmetro	Valor especificado
THD da tensão de saída	$THD_v = 0,85\%$
Tensão de saída, RMS	$V_o = 127 V$
Potência aparente de saída	$S_o = 1000 VA$
Corrente de saída máxima, RMS	$I_{or_{rms}} = 7,874 A$
Máxima taxa de ripple de corrente no indutor	$\delta_{max} = 0,4$
Tensão no barramento CC	$V_{dc} = 230 V$
Frequência de comutação das chaves do inversor	$f_{si} = 20 \text{ kHz}$
Frequência de saída fundamental	$f_1 = 60 \text{ Hz}$

Para a geração dos sinais PWM das chaves do inversor, a modulação será feita de modo que a primeira harmônica da tensão de saída apareça apenas em frequências múltiplas de 40 kHz, que é o dobro da frequência de comutação.

4.4.2 Obtenção da frequência característica

O primeiro passo do projeto é obter a frequência de ressonância entre o capacitor e o indutor, definida por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (4.22)$$

Calcula-se essa frequência por:

$$f_r = f_{si} \sqrt{\frac{THD_v}{nDF_2(m)}} \quad (4.23)$$

, onde:

m : índice de modulação, dado por $m = \frac{V_o\sqrt{2}}{V_{dc}}$;

$nDF_2(m)$: fator de distorção da tensão de saída, considerando o filtro como sendo de 2° ordem.

O fator $nDF_2(m)$ pode ser obtido através de um ábaco de projeto, presente na Figura 4.2.

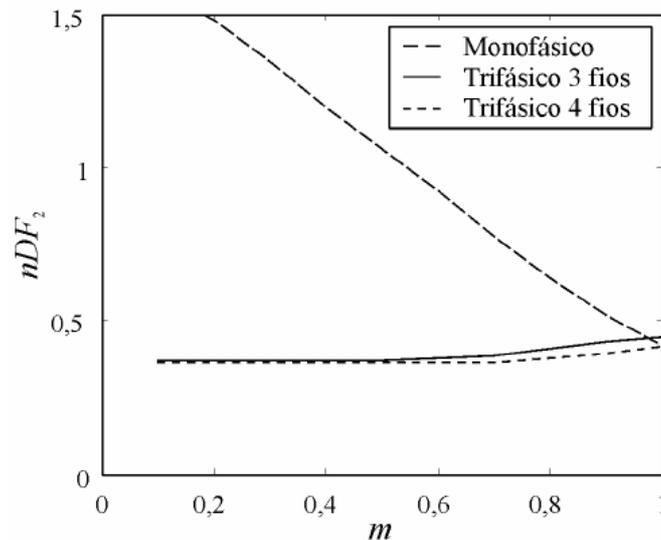


Figura 4.2 – $nDF_2(m)$ em função do índice de modulação [18]

4.4.3 Obtenção do indutor mínimo

Para atender a especificação da máxima ondulação de corrente no indutor, é necessário calcular o valor da indutância mínima para o filtro, que é dada por:

$$L_o \geq \frac{V_{dc}}{\sqrt{8} \delta_{max} I_{o,rms} f_{si}} f(m) \quad (4.24)$$

onde:

δ_{max} : razão entre a amplitude da ondulação de corrente e seu valor eficaz. Normalmente, usam-se valores entre 0,1 e 0,4;

$f(m)$: função que depende do índice de modulação e da estratégia de modulação empregados.

4.4.4 Cálculo dos componentes pelo custo da energia reativa

Nesse método, o indutor é calculado por:

$$L_o = \sqrt{\frac{V_o^2}{(2\pi f_r)^2} \left(W \frac{f_1^2}{f_r^2} + 1 \right)} \quad (4.25)$$

onde:

W : proporção entre o custo do $kVAr$ indutivo e capacitivo. Para o custo do $kVAr$ indutivo e capacitivo ser igual, deve-se utilizar $W = 1$.

O valor do indutor obtido em (4.25) deve satisfazer (4.24). Caso contrário, deve-se utilizar o valor mínimo.

O capacitor é obtido isolando-se C_o de (4.22):

$$C_o = \frac{1}{L_o(2\pi f_r)^2} \quad (4.26)$$

Sendo $m = \frac{127\sqrt{2}}{230} = 0,781$, os valores aproximados das constantes para cálculo foram $nDF_2 = 0,69$ e $f(m) = 0,247$. Assim, os valores obtidos foram:

$$f_r = 2220 \text{ Hz}$$

$$L_{o_{min}} = 318,85 \mu H$$

Para o capacitor possuir valores comerciais, utilizou-se $W = 5,1$. O capacitor e o indutor obtidos são:

$$C_o = 10 \mu F$$

$$L_o = 513 \mu F$$

4.4.4.1 Corrente de pico no indutor

Para o indutor utilizado no inversor, a corrente de pico pode ser calculada como:

$$I_{pico.L_o} = I_{p1} \left(1 + \frac{\delta}{2\sqrt{2}} \right) \quad (4.27)$$

onde:

I_{p1} : corrente de pico de saída, de frequência f_1 ;

δ : ondulação de alta frequência da corrente no indutor.

A constante δ depende da relação entre $L_{o_{min}}$ e L_o escolhido:

$$\delta = \delta_{max} \frac{L_{o_{min}}}{L_o} \quad (4.28)$$

Para a potência aparente de saída especificada, de 1000 VA, a corrente de pico fundamental é de $I_{p1} = \frac{1000VA}{127V} \sqrt{2} = 11,136 \text{ A}$.

A ondulação de corrente calculada é $\delta = 0,4 \cdot \frac{318,85\mu H}{500\mu H} = 0,255$. Assim, a corrente de pico é de $I_p = 11,136 \left(1 + \frac{0,255}{2\sqrt{2}} \right) = 12,139 \text{ A}$.

4.4.4.2 Corrente eficaz no indutor

A corrente eficaz no indutor pode ser calculada como sendo o valor eficaz da componente fundamental da corrente. Dessa forma, obtém-se:

$$I_{rms.L_o} = \frac{S_o}{V_o} \quad (4.29)$$

4.5 Cálculo do filtro do conversor bidirecional

4.5.1 Especificações

O conversor bidirecional ligado ao banco de baterias opera tanto em modo abaixador quanto elevador, permitindo que o fluxo de energia ocorra entre as baterias e o barramento CC e vice-versa. A potência máxima do conversor na função Buck depende da máxima corrente de carga que as baterias suportam. Já o conversor na função Boost precisa fornecer toda a potência da carga, no caso de os painéis solares não estarem produzindo energia. Dessa forma, o conversor no modo Boost apresenta maior potência do que no modo Buck.

O filtro LCL em topologia T deve ser projetado para a ondulação máxima de corrente de carga e descarga das baterias. A metodologia de projeto do filtro T está descrita em [19] e [20]. As especificações que devem ser satisfeitas no projeto estão na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Especificações de projeto do filtro T do banco de baterias

Parâmetro	Valor especificado
Ondulação de corrente normalizada durante a carga das baterias.	$\mathfrak{R}_1 = 0,2\%$
Ondulação de corrente normalizada no indutor L_b , no modo boost	$\mathfrak{R}_2 = 20\%$
Corrente de carga máxima nas baterias (10h de carga completa)	$I_{bat(cha)} = 4,5 A$
Potência de saída máxima no modo boost	$P_o = 500 W$
Tensão no banco de baterias	$V_{bat} = 48 V$
Tensão no barramento CC	$V_{dc} = 230 V$
Frequência de comutação no modo boost	$f_s = 40 \text{ kHz}$
Frequência de comutação no modo buck	$f_{sbuck} = 40 \text{ kHz}$

4.5.2 Cálculo dos indutores

O indutor L_b é calculado para garantir que sua ondulação de corrente normalizada seja sempre menor do que \mathfrak{R}_2 . O seu valor é obtido a partir de:

$$L_b = \frac{V_{bat}^2 (V_{dc} - V_{bat})}{\mathfrak{R}_2 V_{dc} P_o f_s} \quad (4.30)$$

Para reduzir a ondulação de corrente sobre o banco de baterias, o indutor L_f deve ser de 50 a 150 vezes menor do que L_b , ou seja:

$$\frac{L_b}{150} \leq L_f \leq \frac{L_b}{50} \quad (4.31)$$

Para os valores especificados, obteve-se $L_b = 456 \mu H$. Utilizou-se L_f 100 vezes menor do que L_b . Dessa forma, $L_f = 4,56 \mu H$.

4.5.2.1 Corrente de pico nos indutores

A corrente de pico no indutor L_b é dada por:

$$I_{pico.L_b} = \frac{P_o}{V_{bat}} \left(1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} \right) \quad (4.32)$$

No indutor L_f , a ondulação de corrente pode ser desprezada. Dessa forma, pode-se aproximar $I_{pico.L_f} = \frac{P_o}{V_{bat}}$.

4.5.2.2 Corrente eficaz nos indutores

Como a ondulação de corrente normalizada para o indutor L_b é menor do que 20%, pode-se aproximar a corrente eficaz pela corrente média. Isso também é válido para o indutor L_f . Dessa forma:

$$I_{rms.L_b,f} = \frac{P_o}{V_{bat}} \quad (4.33)$$

4.5.3 Cálculo do capacitor

O capacitor C_f pode ser projetado determinando-se que a frequência de corte do filtro seja uma década inferior à frequência de comutação do conversor boost:

$$f_{c_T} = \frac{f_s}{10} \quad (4.34)$$

Assim, o valor da capacitância pode ser obtido pela equação:

$$C_f = \frac{L_b + L_f}{(2\pi f_{C_T}^2)L_f L_b} \quad (4.35)$$

É necessário que o capacitor calculado satisfaça a ondulação de corrente normalizada na bateria durante a carga (\mathfrak{R}_1), quando o conversor bidirecional atua no modo Buck. Através da análise do circuito, pode-se chegar ao valor aproximado da capacitância mínima:

$$C_{f_{min}} = \frac{V_{dc} D_{buck} (1 - D_{buck})}{16\pi L_b L_f \mathfrak{R}_1 I_{bat(cha)} f_{S_{buck}}^3} \quad (4.36)$$

onde:

$D_{buck} = \frac{V_{bat}}{V_{dc}}$: razão cíclica do conversor Buck;

$f_{S_{buck}}$: frequência de comutação do conversor bidirecional no modo Buck.

Utilizando-se (4.35) encontrou-se $C_f = 351\mu F$. Entretanto, esse valor não satisfaz a especificação \mathfrak{R}_1 , pois $C_{f_{min}} = 631\mu F$. Dessa forma, utilizou-se $C_f = 680\mu F$, que é um valor comercial de capacitor.

4.6 Projeto magnético dos indutores

4.6.1 Especificações gerais

Todos os indutores deste trabalho são projetados com núcleos toroidais do tipo Kool M μ [®], da fabricante Magnetics. A metodologia de projeto empregada é a disponibilizada no catálogo dos núcleos [21].

Devido à frequência de comutação (40 kHz) é utilizado o condutor 20AWG. Esse condutor foi escolhido para que o Efeito Pelicular (Skin) não aumentasse significativamente a resistência do condutor. A densidade de corrente máxima para cálculo do número de condutores em paralelo é de $J_{max} = 4,5 A/mm^2$.

4.6.2 Metodologia de projeto

Inicialmente calcula-se um valor proporcional à energia máxima que o indutor pode armazenar. Esse valor é dado por:

$$E_L = L \cdot I_{L_{pico}}^2 \quad (4.37)$$

Tornando esse valor na unidade $mH \cdot A^2$, escolhe-se o núcleo a ser utilizado a partir da Figura 4.3. A curva do gráfico relaciona uma energia no eixo x com um tipo de núcleo no eixo y. As subdivisões da curva representam as diferentes permeabilidades magnéticas dos núcleos. Caso o núcleo correspondente a uma energia não estiver disponível, pode-se utilizar um núcleo com energia maior.

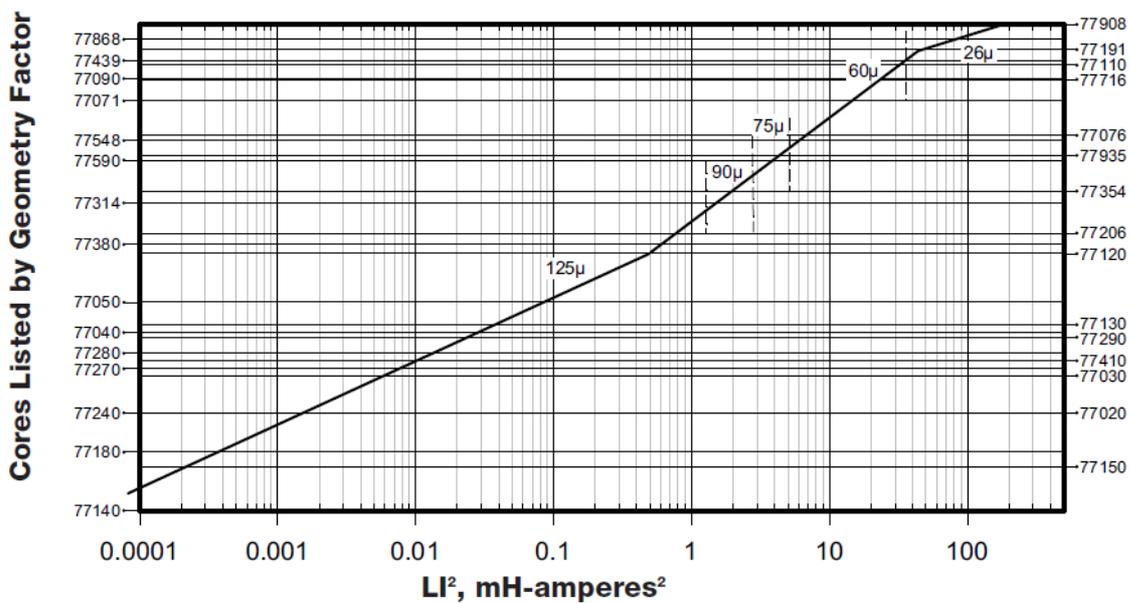


Figura 4.3 - Escolha do núcleo Kool M μ ®

Devem-se obter algumas características do núcleo escolhido, disponíveis no catálogo:

A_e : área magnética, em cm^2 .

l_e : comprimento do caminho magnético, em cm.

A_L : indutância se o núcleo tiver 1000 espiras, em mH.

Tol_{A_L} : tolerância de A_L , normalmente $\pm 8\%$.

μ_i : permeabilidade magnética inicial do núcleo, em $\mu \frac{H}{m}$.

Inicialmente calcula-se o número de espiras considerando uma permeabilidade constante.

Esse número é dado por:

$$N_i = 1000 \sqrt{\frac{L}{A_L(1 - Tol_{A_L})}} \quad (4.38)$$

onde L e A_L precisam estar na mesma unidade.

A partir do número inicial de espiras, calcula-se o valor CC da força magnetizante, dado por:

$$H_M = 0,4\pi \frac{N_i \cdot I_{Lpico}}{l_e} \quad (4.39)$$

onde I_{Lpico} é em A e l_e em cm.

A partir desse valor, calcula-se o valor por unidade da permeabilidade magnética para a corrente de pico utilizada. Esse valor pode ser obtido através do ábaco da Figura 4.4, onde há uma curva para cada permeabilidade inicial. Também, esse valor pode ser obtido através de (4.40).

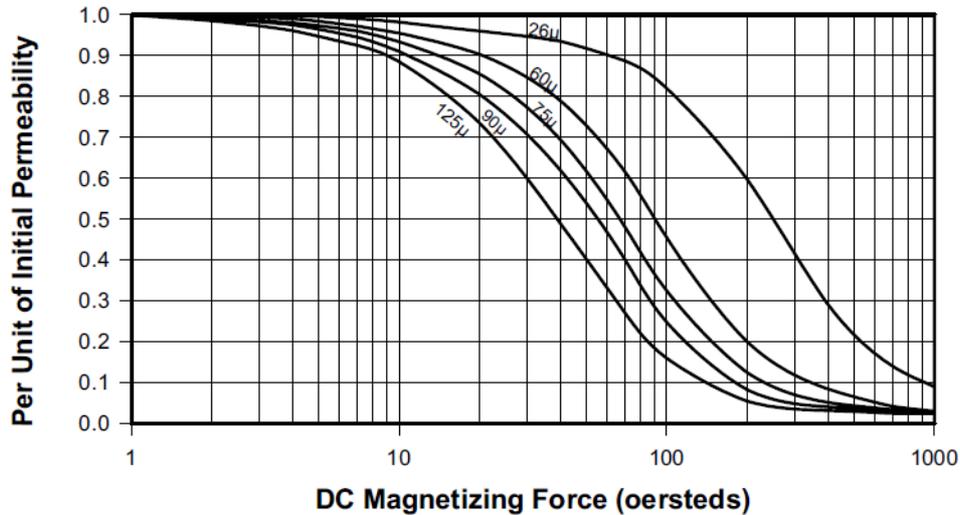


Figura 4.4 - Valor da permeabilidade por unidade para núcleos Kool Mμ®

$$\mu_{PU} = \frac{1}{\mu_i} \sqrt{\frac{\mu_i^2 - 5,618 \cdot 10^{-5} \mu_i^3 H_M + 1,043 \cdot 10^{-10} \mu_i^4 H_M^2}{1 + 6,742 \cdot 10^{-5} \mu_i H_M + 6,210 \cdot 10^{-8} \mu_i^2 H_M^2}} \quad (4.40)$$

onde μ_i é em $\mu\text{H/m}$.

O número de espiras final é dado pela equação:

$$N = \frac{N_i}{\mu_{PU}} \quad (4.41)$$

O número de enrolamentos em paralelo deve ser calculado para que não haja sobrecorrente nos condutores:

$$N_{enr} = \frac{I_{Lrms}}{J_{max} \cdot S_{AWG}} \quad (4.42)$$

onde:

I_{Lrms} : corrente eficaz no indutor.

S_{AWG} : área de cobre do condutor.

Ao enrolar o indutor, pode-se verificar o núcleo projetado medindo-se a indutância quando a corrente é nula, também denominado de indutância inicial. Essa indutância é dada por:

$$L_i = \frac{N \cdot A_L}{10^6} \quad (4.43)$$

Quando a corrente é igual à corrente de pico, a indutância é próxima à projetada. Entretanto, esse valor normalmente é maior. Nesse caso, podem-se utilizar menos espiras ao enrolar o núcleo.

4.6.3 Resultados

Para o projeto dos indutores, utilizaram-se núcleos toroidais disponíveis em laboratório. O condutor utilizado (20AWG), possui área de seção $S_{AWG} = 0,52mm^2$. Na Tabela 4.7, está o resultado do projeto magnético.

Tabela 4.7 – Projeto magnético dos indutores

Indutor	L_{pv}	L_b	L_f	L_o
Valor desejado (μH)	442	456	4,56	513
Corrente de pico (A)	8,107	11,458	10,417	12,139
Corrente eficaz (A)	7,04	10,486	10,417	7,874
Núcleo utilizado	77439	77908	77314	77908
Número de espiras utilizado	88	140	10	154
Enrolamentos em paralelo	3	5	5	4
Indutância inicial (μH)	1051	725	6,5	778

4.7 Tabelas de componentes

Tabela 4.8 – Capacitores utilizados

Capacitor	Quant.	Valor calculado	Valor utilizado
C_{pv}	2	3,843 μ F	4,7 μ F (não eletrolítico, V >75 V)
C_1	2	18,75 μ F	20 μ F (não eletrolítico, V>250 V)
C_{bus}	1	4855 μ F	4700 μ F (eletrolítico, V>250 V)
C_f	1	631 μ F	680 μ F (eletrolítico, 65 V)
C_o	1	10 μ F	10 μ F (não eletrolítico, V>200 V)

Tabela 4.9 – Indutores utilizados

Indutor	Quant.	Valor	Núcleo	Espiras	Enrolamentos em paralelo	Indutância inicial
L_{pv}	2	442 μ H	77439	88	3	1051 μ H
L_b	1	456 μ H	77908	140	5	725 μ H
L_f	1	4,56 μ H	77314	10	5	6,5 μ H
L_o	1	513 μ H	77908	154	4	778 μ H

Tabela 4.10 – Chaves semicondutores utilizadas

Chave	Quant.	Tipo	Corrente especificada (A)	Corrente de pico (A)	Tensão (V)	Componente empregado
S_{pv}	2	MOSFET	7	7,5	250	IRFP460
D_{pv}	2	UR / UF	7,5	7,5	250	MUR1560
S_b	2	IGBT	10	13A	250	IRG4BC20UD IRG4BC30UD
S_i	4	IGBT	10	15A	250	IRG4BC20UD IRG4BC30UD

5 MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES

5.1 Conversores boost conectados aos arranjos de painéis

5.1.1 Estrutura de controle

O controle dos conversores Boost conectados aos painéis (Figura 5.1) têm como objetivo:

- manter a tensão v_{dc} rastreando v_{dc}^* , quando o sistema operar no modo DCBR;
- rastrear a máxima potência no modo MPPT;
- não permitir que as oscilações do barramento CC reflitam-se na corrente dos painéis fotovoltaicos, para que, no modo MPPT, a extração de potência dos painéis seja maximizada;
- garantir a estabilidade do sistema, para qualquer condição de irradiação, carga de saída e variações paramétricas.

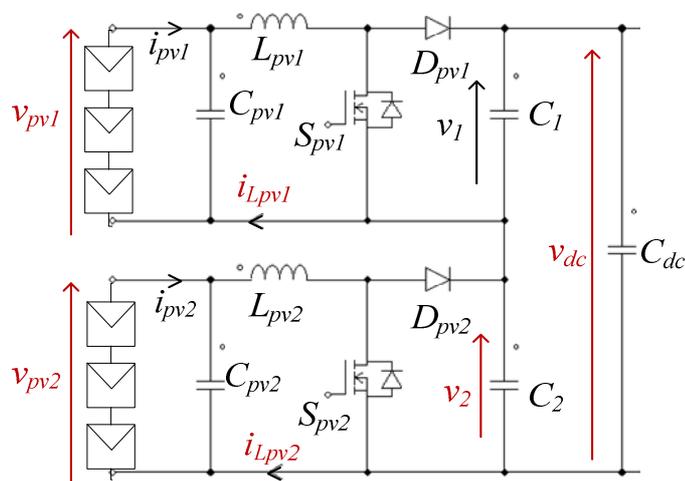


Figura 5.1 – Esquemático dos conversores Boost ligados aos arranjos de painéis

Definiu-se que cada conversor Boost apresenta uma estrutura de controle igual e independente. Cada uma apresenta um modo MPPT (rastreamento de máxima potência) e outro modo DCBR (controle do barramento CC). Os dois conversores Boost não podem atuar no modo DCBR ao mesmo tempo, para que não haja interação entre os controladores. A Figura 5.2 mostra a

estrutura de controle do conversor Boost do arranjo de painéis superior, sendo esta idêntica à estrutura do arranjo de painéis inferior.

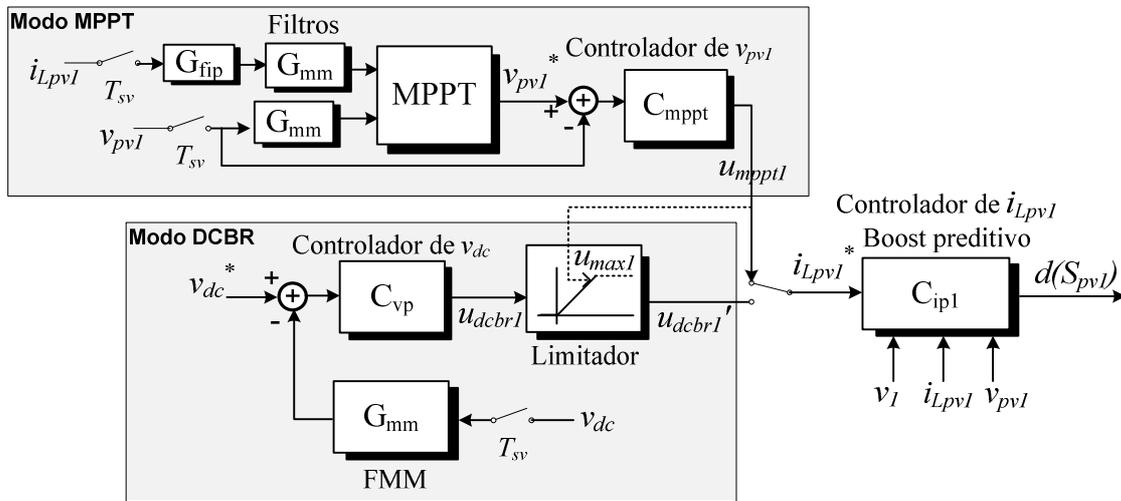


Figura 5.2 - Estrutura de controle do conversor Boost do arranjo de painéis 1

Na Figura 5.2, têm-se os seguintes blocos:

- C_{ip1} : controlador preditivo de corrente, que gera a razão cíclica para acionar a chave S_{pv1} . Esse controlador tem como objetivo manter i_{Lpv1} constante, mesmo com oscilações na tensão do barramento CC (distúrbios de entrada). Além disso, precisa seguir rapidamente a referência i_{Lpv1}^* , de modo a não interagir com as malhas externas de tensão. Definiu-se a frequência desse controlador como 38400 Hz, que é múltipla de 2400 Hz e próxima de 40kHz, na qual foram projetados os componentes.
- G_{mm} : filtros de médias móveis (FMM). Não permite que as oscilações de frequências múltiplas de 60 Hz no barramento CC interfiram na malha de controle [22]. Para isso, é necessário que o sistema de controle tenha frequência de amostragem múltipla de 60 Hz. Por este motivo, escolheu-se a frequência de 2,4kHz, ou seja, $T_{sv} = \frac{1}{2400} s$.
- C_{vp} : controlador da tensão v_{dc} , empregado no modo DCBR. A frequência escolhida para esse controlador é 2400 Hz, que é a mesma do filtro de médias móveis que faz a leitura de v_{dc} .
- C_{mppt} : controlador da tensão sobre o arranjo de painéis empregado no modo MPPT. A frequência utilizada também é de 2400 Hz.

Para evitar a utilização de mais dois sensores de corrente no rastreamento de máxima potência, o sistema não apresenta medição das correntes dos painéis (i_{pv1} e i_{pv2}). Entretanto, em regime permanente, as correntes médias nos indutores (i_{Lpv1} e i_{Lpv2}) são iguais a i_{pv1} e i_{pv2} . Dessa

forma, é utilizado um filtro passa baixa G_{fp} para a leitura de i_{Lpv1} , a fim de atenuar ruídos de frequências acima da faixa de interesse. No caso, utilizou-se frequência de corte de 60 Hz.

Quando a razão cíclica $d(S_{pv1})$ satura, o controlador C_{ip1} não consegue rejeitar as oscilações do barramento de C_{dc} . Dessa forma, ocorrem oscilações na tensão dos painéis e corrente do indutor. Para que essas oscilações não interfiram no rastreamento de máxima potência (MPPT), utilizaram-se filtros de médias móveis para leitura dessas variáveis.

O rastreador de máxima potência (MPPT) é empregado para gerar a referência da tensão a ser obtida sobre o painel, que é controlada pelo controlador C_{mppt} . O motivo para se controlar esta tensão ao invés da corrente sobre os painéis é porque a máxima potência apresenta menor variação com a tensão do que com a corrente [23]. Dessa forma, o algoritmo MPPT pode ser de baixa frequência, o que facilita a utilização da corrente do indutor para estimar a corrente sobre os painéis.

5.1.2 Malha de corrente

A malha de corrente é composta por um controlador preditivo proposto por Roggia et al [24]. A ação de controle desses controladores é calculada diretamente a partir do modelo inverso do conversor. O objetivo de controle é obter uma corrente no indutor que seja igual à corrente de referência. Uma desvantagem desses controladores é a necessidade de três medições: tensão de entrada, tensão de saída e corrente no indutor.

Os controladores preditivos de corrente atuam na frequência de 38,4 kHz, empregando uma modulação PWM centrada com pulso baixo no centro. A leitura das entradas é efetuada na metade do tempo do acionamento da chave semicondutora. Desta forma, para o modo de condução contínua (MCC), o valor da corrente no indutor nesse instante é igual à corrente média. No modo de condução descontínua (MCD), o valor medido é sempre a metade do valor de pico.

O valor médio da corrente em MCD pode ser obtido por:

$$i_L[k] = i_{LMCD}[k] \cdot u_{boostMCD}[k] \cdot \frac{v_{out}[k]}{v_{out}[k] - v_{in}[k]} \quad (5.1)$$

onde:

i_{LMCD} : corrente lida no MCD, que é a metade do valor de pico.

$u_{boostMCD}$: razão cíclica calculada para o MCD.

v_{in} e v_{out} : tensões de entrada e saída do conversor Boost.

A ação de controle pode ser atualizada meio ciclo (pico da onda triangular) ou um ciclo completo após a leitura das entradas. Serão apresentadas as equações considerando que a razão cíclica é atualizada um ciclo completo após a leitura.

A partir dos valores estimados da tensão de entrada, tensão de saída e corrente no indutor, os controladores preditivos calculam a razão cíclica para o conversor em modo de condução contínua (MCC) e em modo de condução descontínua (MCD). A determinação do modo de condução do conversor é realizada através da comparação entre a ação de controle calculada para o MCD e a razão cíclica alimentada diretamente (feedforward) para o MCC.

Para o MCD, a ação de controle é dada por:

$$u_{boostMCD}[k] = \sqrt{\frac{2L i_L^* \cdot (\widehat{v}_{out}[k] - \widehat{v}_{in}[k])}{\widehat{v}_{out}[k] \cdot \widehat{v}_{in}[k] \cdot T_s}} \quad (5.2)$$

onde:

i_L^* : referência de corrente no indutor L (equivalente a i_{Lpv1} e i_{Lpv2});

$\widehat{v}_{out}[k]$: tensão de saída estimada para a amostra k (equivalente a v_1 e v_2);

$\widehat{v}_{in}[k]$: tensão de entrada estimada para a amostra k (equivalente a v_{pv1} e v_{pv2});

T_s : período do PWM do conversor Boost, dado por $T_s = 1/f_s$.

Para o MCC, o valor da razão cíclica alimentada diretamente (feedforward) é calculada por:

$$u_{boostMCC1}[k] = 1 - \frac{\widehat{v}_{in}[k]}{\widehat{v}_{out}[k]} \quad (5.3)$$

Se $u_{boostMCD}[k] < u_{boostMCC1}[k]$, então o conversor opera em MCD, e a razão cíclica de saída é $u_{boostMCD}[k]$. Se $u_{boostMCD}[k] \geq u_{boostMCC1}[k]$, então o conversor opera em MCC, e a ação de controle de saída é calculada por:

$$u_{boostMCC}[k] = 1 - \frac{\widehat{v}_{in}[k]}{\widehat{v}_{out}[k]} + \frac{L}{\widehat{v}_{out}[k]T_s} (i_L^*[k] - \langle \widehat{i}_L[k] \rangle) \quad (5.4)$$

onde $\langle \widehat{i}_L[k] \rangle$ é a corrente i_b média estimada para a amostra k .

Para estimar as tensões e correntes para a amostra k , utilizam-se as seguintes equações:

$$\widehat{v}_{in}[k] \cong 2 \cdot v_{in}[k-1] - v_{in}[k-2] \quad (5.5)$$

$$\widehat{v}_{out}[k] \cong 2 \cdot v_{out}[k-1] - v_{out}[k-2] \quad (5.6)$$

$$\langle \widehat{i}_L[k] \rangle \cong i_L[k-1] + \frac{T_s}{L} \{v_{in}[k-1] - v_{out}[k-1] \cdot (1 - u_{boostMCC}[k-1])\} \quad (5.7)$$

5.1.3 Filtro de médias móveis

O efeito de modulação do inversor de saída faz com que surjam oscilações na tensão no barramento CC. Caso a corrente de saída possua apenas componentes de 60 Hz (carga linear), a

corrente drenada do barramento CC possui componentes de 0 Hz e 120 Hz. Logo, o barramento CC apresenta oscilações de tensão de 120 Hz e suas múltiplas, que são atenuadas pelo capacitor C_{dc} . Por outro lado, caso a corrente de saída apresente componentes CC de 120 Hz, então a corrente que o inversor drena do barramento CC possui componente de 60 Hz, o que gera oscilações de tensão na mesma frequência.

Considerando-se o controlador de tensão C_{vp} mostrado na Figura 5.1 como sendo um controlador linear com ganho diferente de 0 para qualquer frequência finita, constata-se que a ação de controle do controlador sempre apresentará frequências múltiplas de 60 Hz devido às oscilações do barramento CC. Esta oscilação na razão cíclica provoca uma ondulação na corrente sobre os painéis, o que impede o rastreamento preciso do ponto de máxima potência.

Para evitar que a ondulação da tensão no barramento influencie no comportamento da malha de controle, esta tensão é filtrada por um Filtro de Médias Móveis (FMM). Este filtro rejeita as oscilações de frequências harmônicas de 60 Hz e suas múltiplas.

As frequências filtradas pelo FMM estão associadas à taxa de aquisição de dados e à quantidade de amostras armazenadas (*buffer*). A saída do filtro de médias móveis é a média da amostra atual e das últimas $M-1$ amostras:

$$y[k] = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} x[k-n] \quad (5.8)$$

Como exemplo, se um FMM possui $M = 10$ e frequência de aquisição de dados $f_{mm} = 10$ Hz, então o filtro irá filtrar frequências múltiplas de $f_{mm}/M = 1$ Hz, até o máximo da frequência $f_{mm}/2$. Essa filtragem ocorre porque, quando se faz o somatório, as amostras com valor positivo anulam as de valor negativo.

Para implementar o filtro de médias móveis em um microprocessador, sem a necessidade de fazer a média dos valores em todo ciclo de operação, emprega-se a forma recursiva, dada por:

$$y[k-1] = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x[k-n] \quad (5.9)$$

Pode-se reescrever (5.9) para que tenha o mesmo somatório de (5.8), retirando-se do somatório $x[k]$ e inserindo-se $x[k-M]$:

$$y[k] = \frac{x[k]}{M} + \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x[k-n] - \frac{x[k-M]}{M} \quad (5.10)$$

Dessa maneira, a forma recursiva do FMM, que pode ser aplicada em programação, é dada por:

$$y[k] = y[k - 1] + \frac{1}{M}(x[k] - x[k - M]) \quad (5.11)$$

Para projetar o controlador de tensão, é necessário se conhecer a resposta em frequência do FMM. Para isso, pode-se aplicar a transformada Z em (5.11):

$$Y(z) = Y(z) z^{-1} + \frac{1}{M}(X(z) - X(z)z^{-M}) \quad (5.12)$$

A função de transferência obtida é dada por:

$$G_{mm}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{M} \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \quad (5.13)$$

Para o sistema considerado, será especificado que o filtro deve rejeitar múltiplas de 60 Hz até 1200 Hz. Dessa forma, é necessário que a frequência de aquisição seja $f_{mm} = 2400$ Hz e que o buffer tenha tamanho $M = \frac{f_{mm}}{60} = 40$. Na Figura 5.3, está a resposta em frequência do FMM utilizado para o projeto do controlador de tensão.

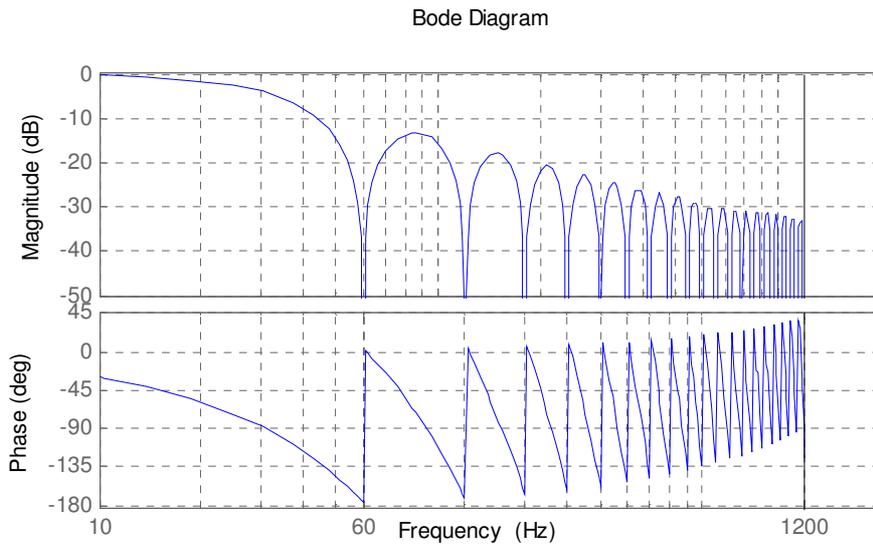


Figura 5.3 - Resposta em frequência do FMM para $f_{mm} = 2400$ Hz

5.1.4 Modelagem da planta da malha de tensão - DCBR

A planta da malha de controle da tensão do barramento CC é a relação entre as correntes i_{Lpv1} (ou i_{Lpv2}) e a tensão v_{dc} . É necessário obter essa planta para projetar o controlador C_{vp} mostrado na Figura 5.2. Para modelar a planta de tensão, assumem-se as seguintes premissas:

- A malha interna de corrente é muito mais rápida do que a malha de tensão, ou seja: $i_{Lpv1} = i_{Lpv1}^*$, e $i_{Lpv2} = i_{Lpv2}^*$.
- Os dois conversores Boost nunca atuam no modo DCBR ao mesmo tempo.

- A planta $\frac{V_{dc}(s)}{I_{pv1}(s)}$ é igual a $\frac{V_{dc}(s)}{I_{pv2}(s)}$.
- Quando um conversor boost de entrada controla a tensão do barramento CC, o conversor bidirecional apresenta referência de corrente constante.

Para verificar a influência de i_{Lpv1} em v_{dc} , pelo princípio da superposição, pode-se considerar $i_{Lpv2} = 0$. Em MCC, a corrente média na saída do conversor Boost superior é dada por $(1 - D_{boost1}) \cdot i_{Lpv1}$, onde D_{boost1} é a razão cíclica do conversor Boost no ponto de equilíbrio. Na Figura 5.4, está o circuito equivalente para a modelagem da malha de tensão de controle dos painéis fotovoltaicos.

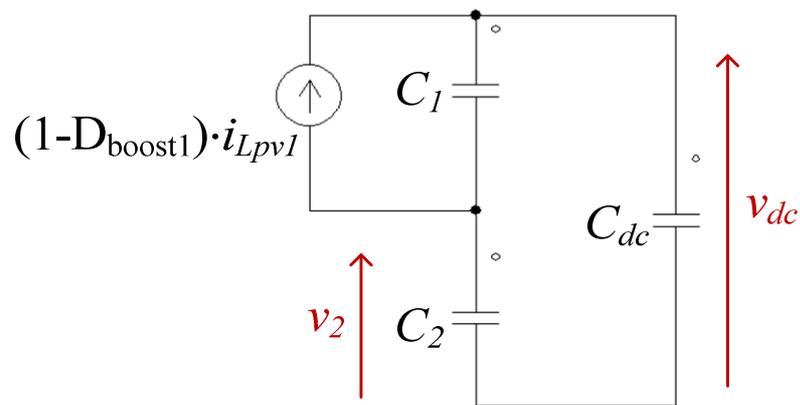


Figura 5.4 – Circuito equivalente para modelagem da malha de tensão dos painéis

A corrente que passa no capacitor C_{dc} é a mesma que passa no capacitor C_2 . Esses dois capacitores estão em série. Assim, a sua capacitância equivalente é dada por $\frac{1}{sC_{dc}} + \frac{1}{sC_2}$. Por divisor de corrente, a corrente que passa por C_{dc} é dada por:

$$I_{C_{dc}}(s) = (1 - D_{boost}) \cdot I_{pv1}(s) \cdot \frac{\frac{1}{sC_1}}{\left(\frac{1}{sC_{dc}} + \frac{1}{sC_2}\right) + \frac{1}{sC_1}} \quad (5.14)$$

A tensão $V_{dc}(s)$ é dada por:

$$V_{dc}(s) = \frac{1}{sC_{dc}} I_{C_{dc}}(s) \quad (5.15)$$

Substituindo a corrente $I_{C_{dc}}(s)$ em (5.14), obtém-se a função de transferência:

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{pv1}(s)} = (1 - D_{boost}) \cdot \frac{1}{sC_{dc}} \cdot \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_{dc}} + \frac{1}{sC_2} + \frac{1}{sC_1}} \quad (5.16)$$

Os valores dos capacitores C_1 e C_2 são iguais. Simplificando a equação (5.16), obtém-se:

$$G_{v_{boost}}(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_{pv1}(s)} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1 - D_{boost}}{C_1 + 2C_{dc}} \quad (5.17)$$

O controlador de tensão será projetado para quando $D_{boost} = 0,5$, que é próximo do valor nominal. Entretanto, deve ser estável para o caso de maior ganho, que é quando $D_{boost} = 0$. Dessa forma a margem de ganho deve ser 6,02 dB.

5.1.5 Projeto do controlador de tensão – DCBR

O conversor D/A na saída do controlador é do tipo Retentor de Ordem Zero (*Zero Order Hold* – ZOH). Dessa forma, a planta $G_{v_{boost}}(s)$ foi discretizada através do método da resposta invariante ao degrau, que considera a dinâmica do conversor D/A ZOH [25]. Além disso, incluiu-se na dinâmica da planta o filtro de médias móveis $G_{mm}(z)$, utilizado para a medição de v_{dc} .

Como requisitos de projeto, determinou-se:

- Máximo sobrepasso de 20 % para a resposta a um degrau de referência.
- Tempo de acomodação de 100 ms.
- Margem de fase de 60°.
- Margem de ganho mínima de 6,02 dB.
- Erro nulo em regime permanente.

O controlador $C_{vp}(z)$ foi projetado através da ferramenta SISOTOOL, do software Matlab. A função de transferência obtida é dada por:

$$C_{vp}(z) = 35,971 \frac{(z - 0,94429)(z - 0,995747)}{(z - 1)(z - 0,2)} \quad (5.18)$$

Na Figura 5.5, está o diagrama de laço aberto obtido. Obteve-se uma margem de fase acima de 60°, com banda passante de 22,1 Hz. Além disso, obteve-se uma margem de ganho de 14,2dB, o que garante a estabilidade para qualquer condição de operação do conversor.

Na Figura 5.6, tem-se a resposta do sistema a um degrau de referência. O sobrepasso é de cerca de 16 %. Em 0,1s, a saída possui erro de 3,5 % em relação à referência. Dessa forma, o desempenho do controlador é satisfatório para a aplicação.

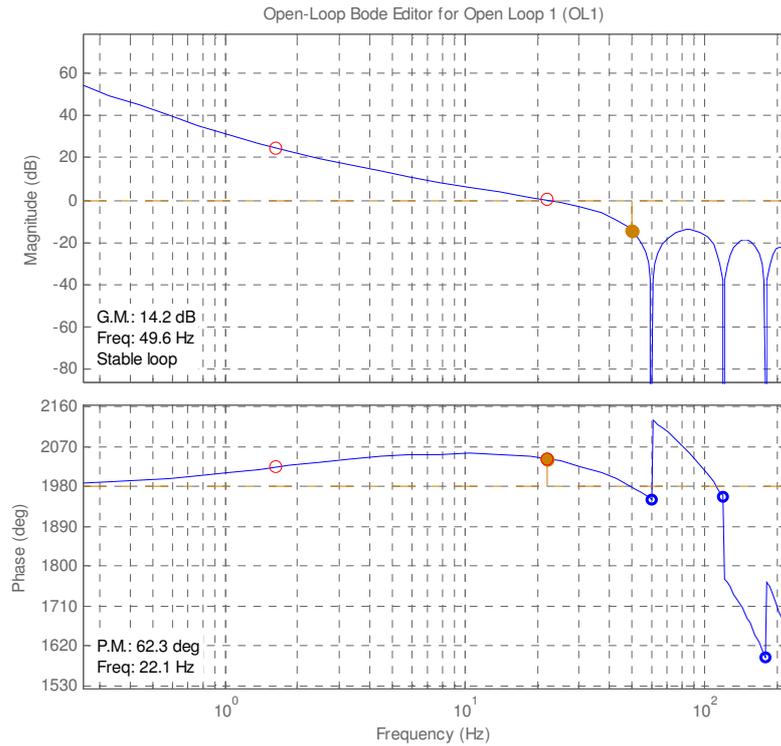


Figura 5.5 - Diagrama de Bode de laço aberto - controlador dos conversores Boost - modo DCBR

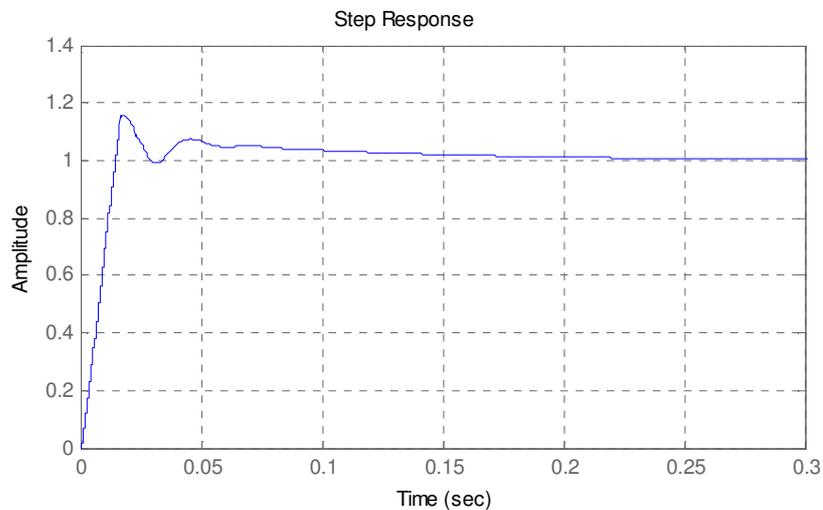


Figura 5.6 – Resposta a um degrau de referência - controlador dos conversores Boost - modo DCBR

5.1.6 Filtro *anti-windup*

O efeito de *windup* é associado à saturação da ação de controle u do controlador $C_{vp}(z)$. Nesta situação, o integrador do controlador diverge devido ao acúmulo de erro enquanto a ação de controle está saturada, que provoca deterioração do desempenho transitório.

Para mitigar este problema é utilizado um filtro *anti-windup* do tipo integração condicional [26] mostrado na Figura 5.7. Para tanto, a ação integral deve ser separada do restante do controlador, e faz-se com que a entrada do integrador seja nula quando a razão cíclica satura. Assim, a integração para de ocorrer quando ocorre a saturação.

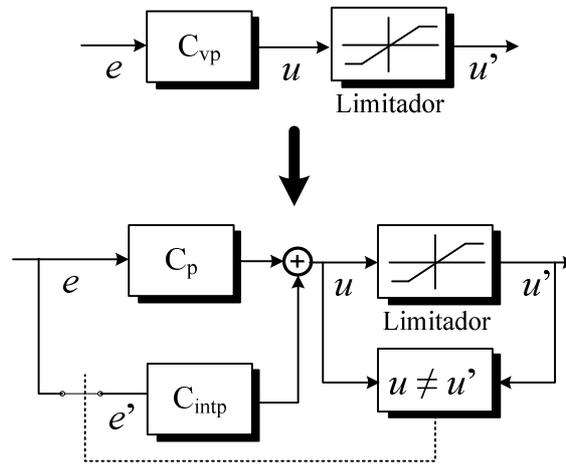


Figura 5.7 - Controlador com ação *anti-windup* do tipo integração condicional

A partir da Figura 5.7, tem-se que:

$$e' = \begin{cases} e, & u = u' \\ 0, & u \neq u' \end{cases} \quad (5.19)$$

$$C_{intp}(z) = \frac{k_i}{z-1} \quad (5.20)$$

$$C_p(z) = \frac{Bz + D}{z - p_1} \quad (5.21)$$

Devem-se encontrar as constantes dos controladores para que $C_{intp}(z) + C_b(z) = C_{vb}(z)$. Se o controlador $C_{vb}(z)$ for dado por:

$$C_{vb}(z) = k \frac{(z - z_1)(z - z_2)}{(z - 1)(z - p_1)} \quad (5.22)$$

através da técnica de frações parciais, pode-se encontrar os valores através da solução do sistema de equações:

$$\begin{pmatrix} k_i \\ B \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 1 \\ -p_1 & 0 & -1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ -z_1 - z_2 \\ z_1 \cdot z_2 \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

5.1.7 Controle da tensão dos painéis - MPPT

Para o projeto do controlador da tensão dos painéis para o MPPT utilizou-se a planta descrita em [23]:

$$G_{vMPPT}(s) = \frac{V_{pv1}(s)}{I_{Lpv1}(s)} = \frac{-R_{eq}}{s \cdot C_{pv1}R_{eq} + 1} \quad (5.24)$$

onde R_{eq} é a resistência de pequenos sinais do painel, no ponto de máxima potência.

A resistência de pequenos sinais do painel é inversamente proporcional à irradiação. Assim, o projeto é feito para a menor irradiação projetada, que é quando a planta apresenta o maior ganho CC. Considera-se o pior caso com uma irradiação mínima de $G_{min} = 20 \text{ W/m}^2$, onde $R_{eq} \cong 400 \Omega$.

Para o projeto de $C_{mppt}(z)$, utilizou-se a frequência de 2400 Hz. A planta $G_{vMPPT}(s)$ foi discretizada através do método da resposta invariante ao degrau, que considera a dinâmica do ZOH. O controlador projetado, com erro nulo em regime permanente, é dado por:

$$C_{mppt}(z) = -0,033 \cdot \frac{z - 0,9672}{z - 1} \quad (5.25)$$

Na Figura 5.8, está o diagrama de Bode de laço aberto obtido para $R_{eq_{max}} = 400 \Omega$. A margem de fase obtida é de $43,4^\circ$, e a banda passante é de 648 Hz. Na Figura 5.9, está o diagrama de Bode para a irradiação de 1000 W/m^2 , onde $R_{eq_{min}} = 8,21 \Omega$. Obteve-se margem de fase de 105° , com banda passante de 3,53 Hz.

Para maior irradiação, tem-se uma resposta dinâmica mais lenta, pois a banda passante é menor. Para essa irradiação, o tempo de acomodação é de aproximadamente 0,3 s, como se pode observar na Figura 5.10.

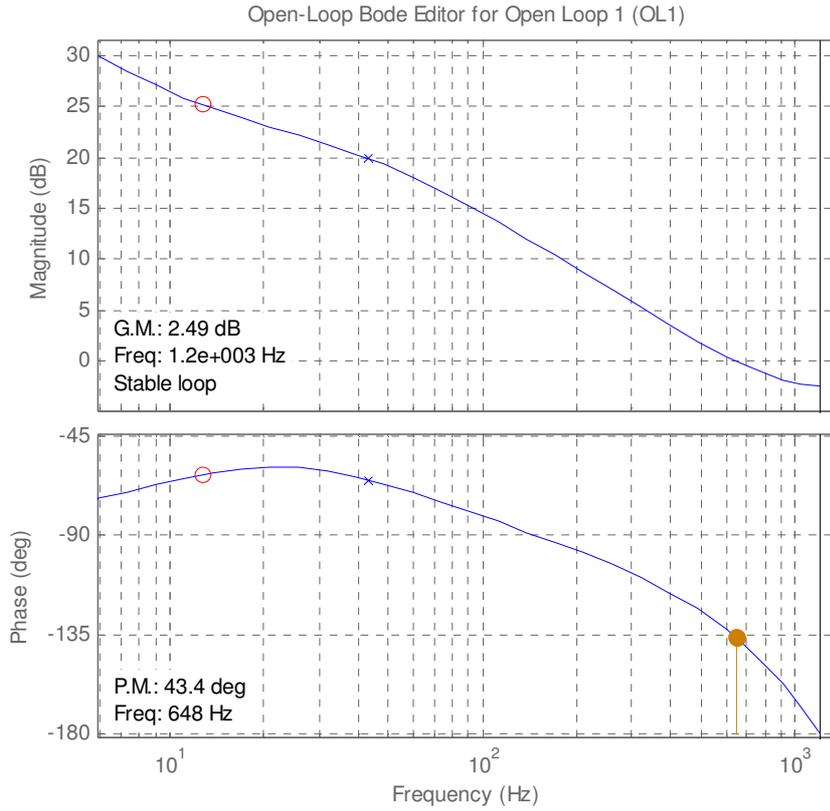


Figura 5.8 – Diagrama de bode da malha de controle da tensão dos painéis – condição de irradiação mínima

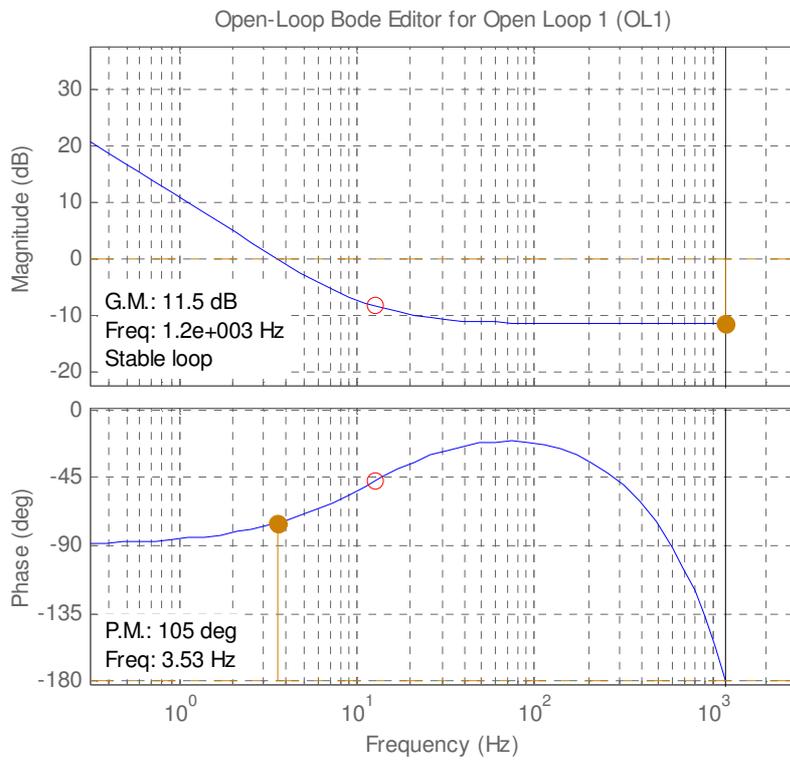


Figura 5.9 - Diagrama de bode da malha de controle da tensão dos painéis - condição de irradiação máxima

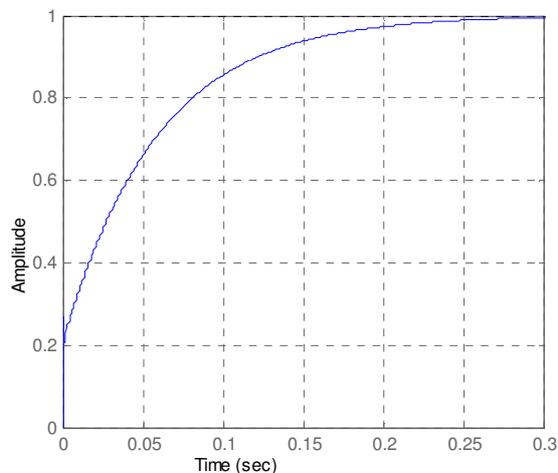


Figura 5.10 - Resposta da tensão dos painéis para um degrau de referência

5.1.8 Algoritmo para rastreamento da máxima potência dos painéis

Com base no tempo de acomodação máximo do controlador de tensão dos painéis C_{mppt} de 0,3 s, definiu-se que o algoritmo MPPT deve operar em 3 Hz.

O algoritmo utilizado é baseado no método da Perturbação e Observação (P&O) [27], [28]. Esse algoritmo altera o valor da tensão de referência nos painéis no sentido do aumento da potência.

Adicionaram-se outras condições para evitar circuito aberto nos painéis e para limitar a tensão de referência. A detecção da condição de circuito aberto é realizada pela leitura da corrente nos painéis. Caso essa corrente seja menor do que 20 mA, o algoritmo corrige a tensão de referência para 80% da tensão sobre o arranjo de painéis.

A Figura 5.11 apresenta o algoritmo utilizado.

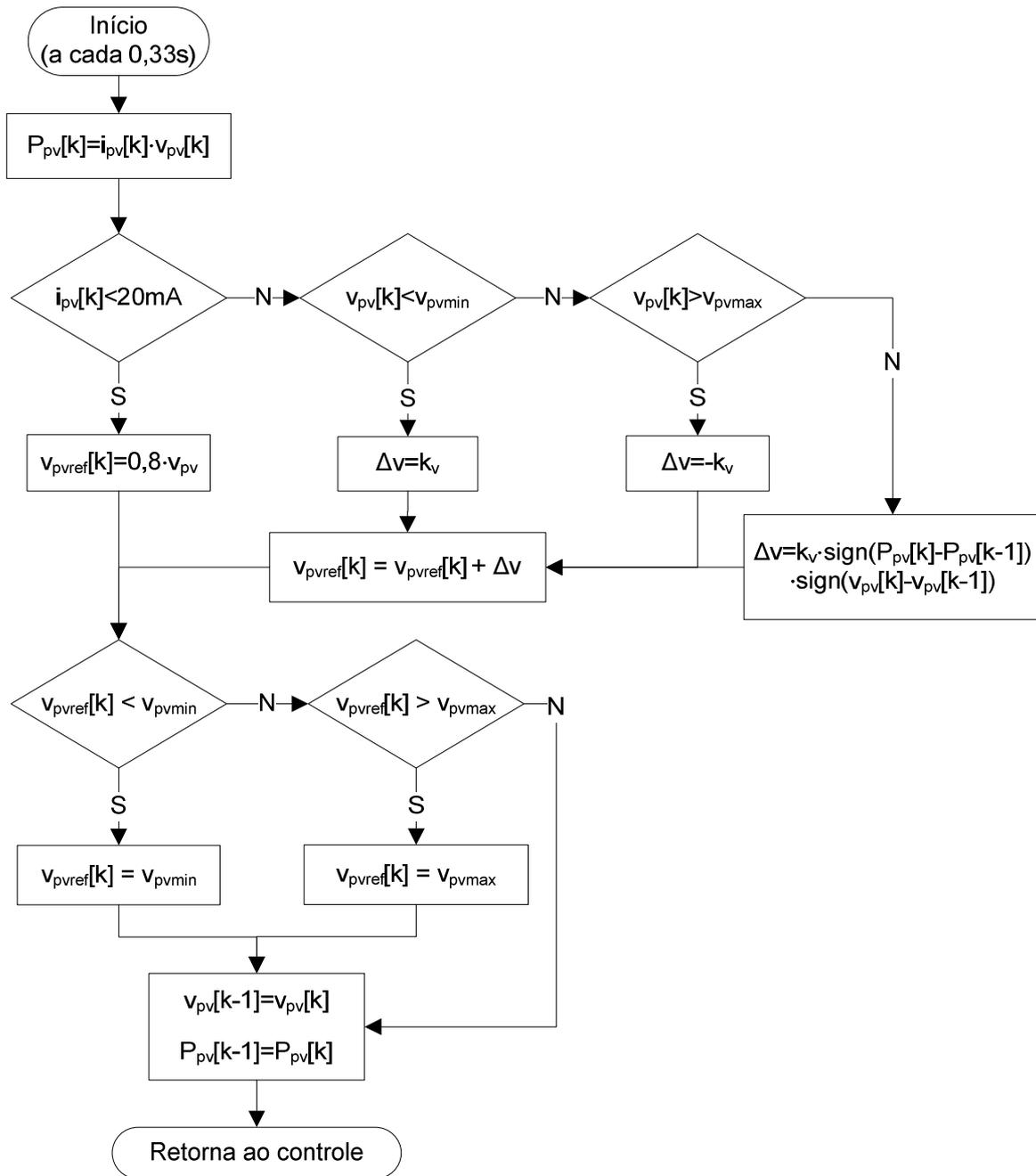


Figura 5.11 – Diagrama de blocos do algoritmo de MPPT

Como mostrado na Figura 5.11, a perturbação fixa na tensão é calculada por:

$$\Delta v = k_v \cdot \text{sign}(P_{pv}[k] - P_{pv}[k - 1]) \cdot \text{sign}(v_{pv}[k] - v_{pv}[k - 1]) \quad (5.26)$$

onde P_{pv} é a potência extraída do painel e a função $\text{sign}(x)$ é definida por:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & , x \geq 0 \\ -1 & , x < 0 \end{cases} \quad (5.27)$$

Assim, o passo de tensão é obtido de acordo com a Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Método P&O por tensão

Varição na potência	Varição na tensão	Passo calculado
$P_{pv}[k] \geq P_{pv}[k-1]$	$v_{pv}[k] \geq v_{pv}[k-1]$	$\Delta v = k_v$
$P_{pv}[k] \geq P_{pv}[k-1]$	$v_{pv}[k] < v_{pv}[k-1]$	$\Delta v = -k_v$
$P_{pv}[k] < P_{pv}[k-1]$	$v_{pv}[k] \geq v_{pv}[k-1]$	$\Delta v = -k_v$
$P_{pv}[k] < P_{pv}[k-1]$	$v_{pv}[k] < v_{pv}[k-1]$	$\Delta v = k_v$

O passo fixo utilizado é de $k_v = 0,5 V$. Dessa forma, o algoritmo pode atingir até 1,5 V/s quando há variações bruscas de irradiação. Além disso, definiram-se limites máximos e mínimos possíveis para a tensão de máxima potência, dados por $v_{pv\ min} = 30 V$ e $v_{pv\ max} = 60 V$.

5.2 Conversor bidirecional

5.2.1 Estrutura de controle

O controle do conversor bidirecional, mostrado na Figura 5.12, tem duas funções principais. Uma delas é controlar a tensão do barramento CC, de acordo com o modo de operação do sistema. A outra é evitar que as oscilações do barramento CC, associadas à modulação do inversor, se reflitam na corrente das baterias. É importante que a corrente de carga e descarga das baterias tenha o mínimo de oscilações para maximizar a vida útil das mesmas.

Para que esses critérios sejam atingidos, definiu-se uma estrutura de controle mostrada na Figura 5.13. A estrutura é composta por uma malha externa de tensão e por duas malhas internas de corrente, uma para o modo Buck e outra para o modo Boost. A malha de corrente, que gera a razão cíclica, tem frequência de amostragem de 38,4 kHz, enquanto a malha de tensão tem frequência de amostragem de 2400 Hz.

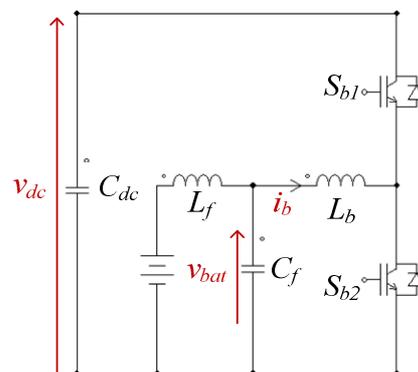


Figura 5.12 - Circuito do conversor bidirecional

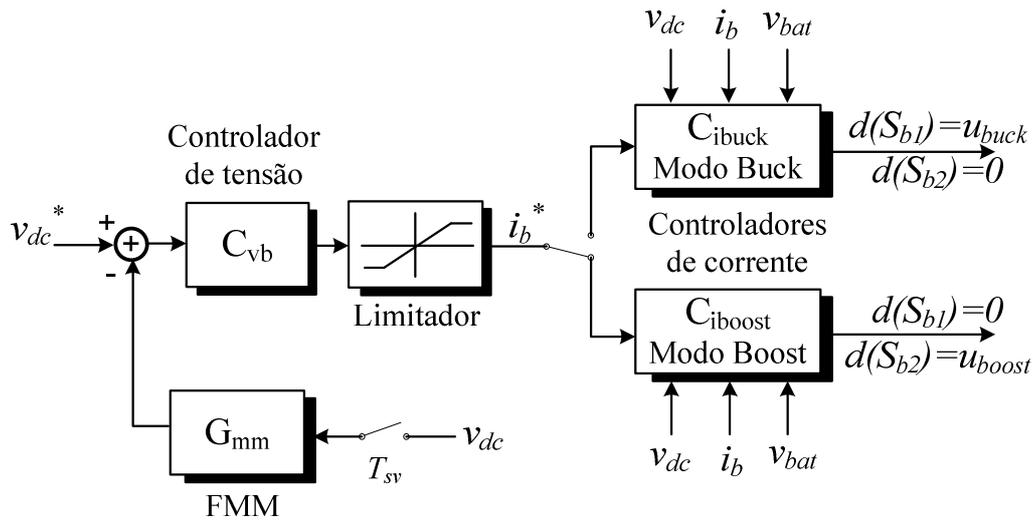


Figura 5.13 - Sistema de controle do conversor bidirecional

As malhas internas de corrente são compostas por controladores preditivos, capazes de rejeitar totalmente as oscilações do barramento CC, tanto no modo de condução contínua quanto no modo de condução descontínua. Para o conversor Boost, esse controlador é o mesmo apresentado na Seção 5.1.2. Já para o modo Buck, o controlador é apresentado nesta seção.

A malha externa de tensão apresenta um Filtro de Médias Móveis (FMM) que rejeita oscilações de frequências múltiplas de 60 Hz, como mostra o item 5.1.3. Dessa forma, as oscilações do barramento CC não se refletem na corrente de referência i_b^* , para que, em regime permanente, a corrente no banco de baterias tenha apenas uma componente CC.

Na saída do controlador de tensão é inserido um limitador da ação de controle i_b^* para evitar que a corrente ultrapasse os limites de carga e descarga das baterias. Juntamente com esse limitador, é utilizado um filtro *anti-windup* (item 5.1.6) para que a saída do integrador do controlador $C_{vb}(z)$ não aumente (em módulo) quando houver saturação da ação de controle.

5.2.2 Malha de corrente – modo Boost

Para a malha de corrente no modo Boost é utilizado o mesmo tipo de controlador de corrente descrito item 5.1.2. Entretanto, as variáveis utilizadas para cálculo são as seguintes:

$$\begin{aligned}
 v_{in} &= v_{bat} \\
 v_{out} &= v_{dc} \\
 i_L &= i_b \\
 L &= L_b \\
 T_s &= \frac{1}{38400}
 \end{aligned}$$

5.2.3 Malha de corrente – modo Buck

A malha de corrente preditiva no modo Buck é semelhante à do modo Boost. As variáveis empregadas para o cálculo são as seguintes:

$$\begin{aligned}v_{in} &= v_{dc} \\v_{out} &= v_{bat} \\i_L &= -i_b \\i_L^* &= -i_b^* \\L &= L_b \\T_s &= \frac{1}{38400}\end{aligned}$$

As estimações de tensão v_{in} e v_{out} são dada por (5.5) e (5.6).

Para determinar em qual modo o conversor está operando, deve-se inicialmente comparar a ação de controle calculada para o MCD e ação de controle alimentada diretamente (*feedforward*) para o MCC.

Para o MCD, a ação de controle é dada por:

$$u_{buckMCD}[k] = \sqrt{\frac{2L i_L^* \cdot \widehat{v}_{out}[k]}{T_s \cdot \widehat{v}_{in}[k] \cdot (\widehat{v}_{in}[k] - \widehat{v}_{out}[k])}} \quad (5.28)$$

Para o MCC, o valor da razão cíclica alimentada diretamente (*feedforward*) é calculada por:

$$u_{buckMCC1}[k] = \frac{\widehat{v}_{out}[k]}{\widehat{v}_{in}[k]} \quad (5.29)$$

Como para o modo Boost, se $u_{buckMCD}[k] < u_{buckMCC1}[k]$, então o conversor opera em MCD, e a razão cíclica de saída é $u_{buckMCD}[k]$. Se $u_{buckMCD}[k] \geq u_{buckMCC1}[k]$, então o conversor opera em MCC, e a ação de controle de saída é calculada por:

$$u_{buckMCC}[k] = \frac{\widehat{v}_{out}[k]}{\widehat{v}_{in}[k]} + \frac{L}{\widehat{v}_{in}[k]T_s} (i_L^*[k] - \langle \widehat{i}_L[k] \rangle) \quad (5.30)$$

Para estimar a corrente i_L média, na amostra k , utiliza-se:

$$\langle \widehat{i}_L[k] \rangle \cong i_L[k-1] + \frac{T_s}{L} \{u_{buckMCC}[k-1] \cdot v_{dc}[k-1] - v_{bat}[k-1]\} \quad (5.31)$$

5.2.4 Modelagem da planta de tensão

O modelo da planta de tensão do conversor bidirecional é a função de transferência que relaciona i_b com v_{dc} . É necessário obter este modelo para projetar o controlador C_{vb} mostrado na Figura 5.13.

O modelo da planta de tensão é idêntico para os modos Buck e Boost. Para modelar a planta de tensão, assume-se as seguintes premissas:

- A malha interna de corrente é muito mais rápida do que a malha de tensão, ou seja, $i_b = i_b^*$;
- O conversor opera em torno de um ponto de operação, com variações não significativas de v_{bat} e v_{dc} ;
- Enquanto o conversor bidirecional controla o barramento CC, os conversores Boost ligados aos painéis solares não operam em modo DCBR.

Para a modelagem do conversor, inicialmente determina-se a corrente média nas chaves S_{b1} e S_{b2} , em MCC (vide da Figura 5.12). Para a chave S_{b1} , tem-se:

$$\langle i(S_{b1}) \rangle = D_{buck} i_b \quad (5.32)$$

onde $D_{buck} = \frac{v_{bat}}{v_{dc}}$ é a razão cíclica no ponto de operação.

Já a corrente na chave S_{b2} é dada por:

$$\langle i(S_{b2}) \rangle = (1 - D_{buck}) i_b \quad (5.33)$$

Dessa forma, obtém-se o circuito equivalente da Figura 5.14.

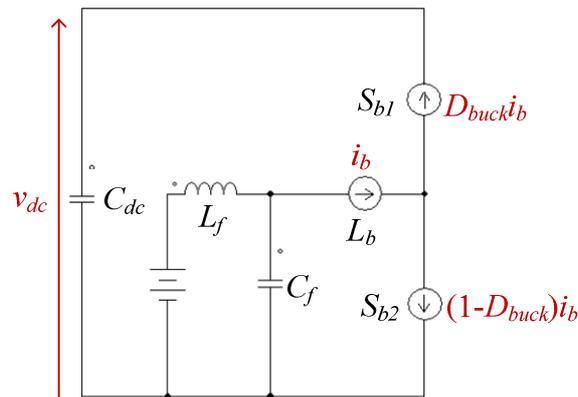


Figura 5.14 – Circuito equivalente do conversor bidirecional com fontes de corrente

Na Figura 5.14, verifica-se que a corrente no capacitor é dada por $D_{buck} \cdot i_b$. Assim, obtém-se:

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = D_{buck} \cdot i_b \quad (5.34)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se o modelo da planta de tensão:

$$G_{vb}(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_b(s)} = \frac{D_{buck}}{sC_{dc}} \quad (5.35)$$

A razão cíclica no ponto de operação (equilíbrio) é dada por $D_{buck} = \frac{48V}{230V} = 0,2087$. O capacitor utilizado é $C_{dc} = 4700 \mu F$. Dessa forma, o modelo da planta de tensão é dado por:

$$G_{vb}(s) = \frac{44,4}{s} \quad (5.36)$$

5.2.5 Projeto do controlador de tensão

Para o projeto do controlador de tensão têm-se as seguintes premissas:

- o ganho do sensor de tensão é igual a 1;
- o controlador de tensão é projetado com a mesma frequência do filtro de médias móveis $G_{mm}(z)$, ou seja, $f_{sv} = 2400$;
- para discretizar $G_{vb}(s)$, utiliza-se o método da resposta invariante ao degrau, que considera a dinâmica do ZOH.

Para o projeto discreto do controlador, emprega-se a função de transferência da planta G_{vb} multiplicada pela função da transferência do FMM:

$$G_b(z) = G_{mm}(z) \cdot G_{vb}(z) \quad (5.37)$$

A discretização da planta $G_{vb}(s)$ com o método da resposta invariante ao degrau foi feita através do software Matlab:

$$G_{vb}(z) = \frac{D_{buck}}{f_{sv}C_{dc}} \cdot \frac{1}{z-1} \quad (5.38)$$

Cuja substituição por valores numéricos resulta em:

$$G_b(z) = 4,6253469 \cdot 10^{-4} \frac{1 - z^{-M}}{(1 - z^{-1})(z - 1)} \quad (5.39)$$

A Figura 5.15 apresenta o diagrama de Bode de $G_b(z)$.

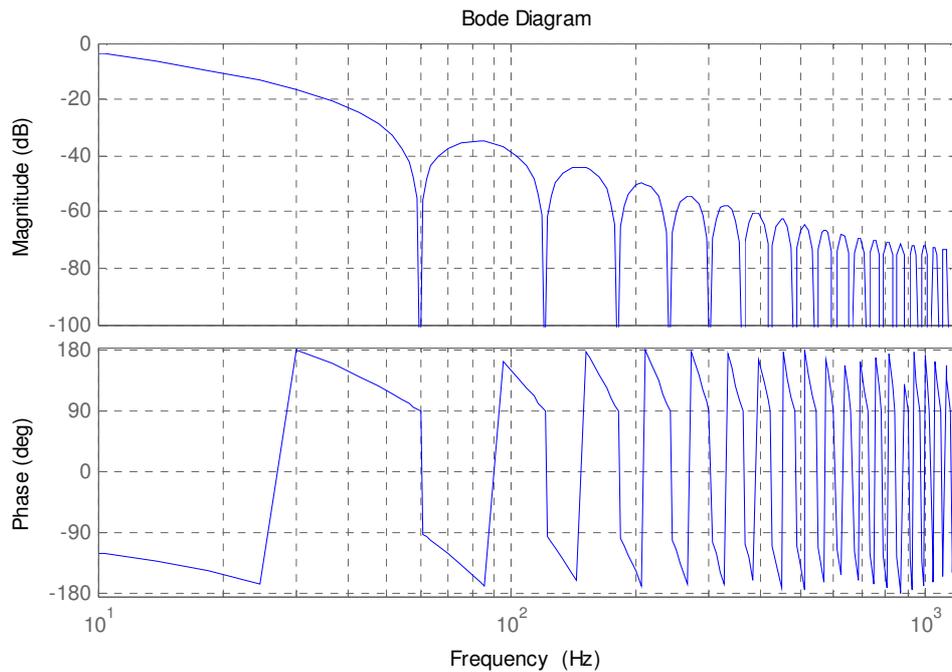


Figura 5.15 - Diagrama de bode da planta de tensão do conversor bidirecional

O controlador de tensão foi projetado através da ferramenta Sisotool do software Matlab. As seguintes especificações foram adotadas para o projeto:

- Máxima sobrelevação de 20% para a resposta ao degrau de referência;
- Tempo de acomodação máximo de 0,1 s;
- Margem de fase mínima de 60°;
- Erro nulo em regime permanente.

Para atingir as especificações de projeto optou-se pelo uso de um controlador PID, dado por:

$$C_{vb}(z) = 48,0376 \cdot \frac{(z - 0,9741) \cdot (z - 0,9746)}{(z - 1) \cdot (z - 0,01)} \quad (5.40)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta está na Figura 5.16. Obteve-se uma frequência de cruzamento de 17,5 Hz, margem de fase de 67,1°, e margem de ganho de 16,7 dB.

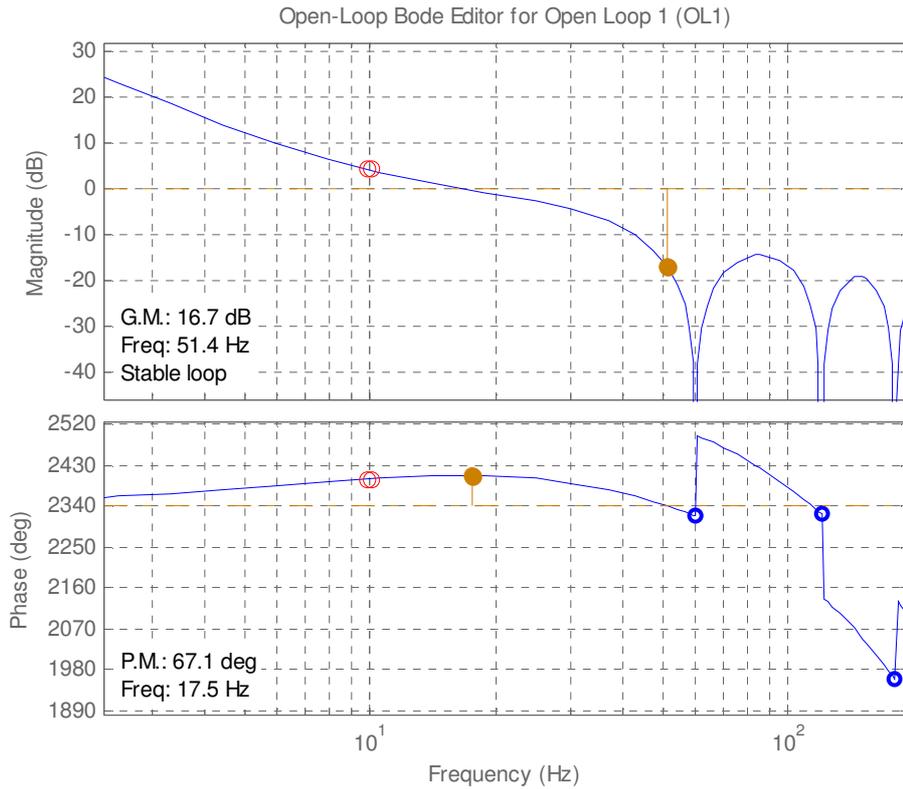


Figura 5.16 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da planta de tensão do conversor bidirecional

A Figura 5.17 apresenta a resposta ao degrau de referência obtido através da ferramenta Sisotool do Matlab. A máxima sobre-elevação obtida foi de 17,6% e um tempo de acomodação de cerca 0,1 s, atendendo às especificações.

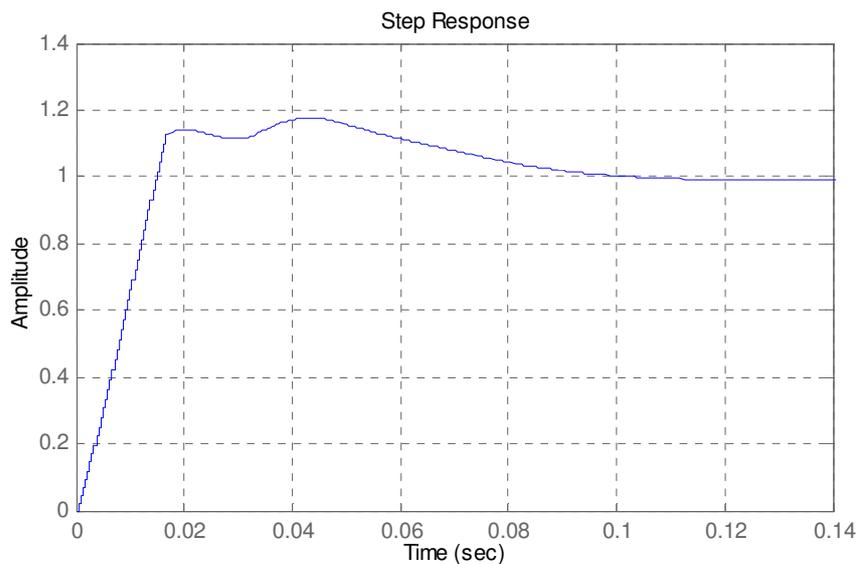


Figura 5.17 - Resposta ao degrau de referência para a malha de tensão do conversor bidirecional

Para mitigar o efeito de *windup* do integrador do controlador utilizou-se um filtro *anti-windup* do tipo integração condicional. As constantes do controlador foram calculadas de acordo com o item 5.1.6.

5.3 Inversor de saída

5.3.1 Estrutura de controle

O inversor ponte completa projetado é controlado através da realimentação da tensão de saída. Optou-se pelo uso de modulação por largura de pulso (PWM) com uma frequência de comutação de 19,2 kHz. Devido à modulação em três níveis empregada, o primeiro grupo de harmônicas na saída, associados à modulação, ocorrerem apenas em frequências múltiplas de 38,4 kHz. O padrão PWM empregado é do tipo pulso centrado, o que permite atualizar-se a razão cíclica duas vezes por período de amostragem. Para obtenção de uma elevada banda passante, o controlador da tensão de saída emprega uma frequência de amostragem de 38,4 kHz.

O controle do inversor de saída tem como objetivo:

- obter rastreamento da referência;
- reduzir a impedância de saída do sistema, para que degraus de carga não influenciem significativamente na tensão de saída;
- manter o sistema estável e pouco oscilante mesmo quando o inversor está sem carga na saída.

Para o projeto do controlador foram assumidas algumas hipóteses:

- o barramento CC é modelado como uma fonte de tensão constante V_{dc} ;
- a frequência de amostragem do controlador é 38,4 kHz;
- a modulação PWM emprega uma portadora triangular com frequência de 19,2 kHz e amplitude entre 0 e 1;
- a razão cíclica das chaves S_1 e S_2 possui amplitude entre 0 a 1;
- as chaves S_1 e S_{1n} , assim como S_2 e S_{2n} , operam de maneira complementar;
- a razão cíclica de S_2 é calculada por $d(S_2) = 1 - d(S_1)$;
- o projeto considera o pior caso, ou seja, uma impedância de saída infinita.

A Figura 5.18 mostra o circuito do inversor de saída em ponte completa.

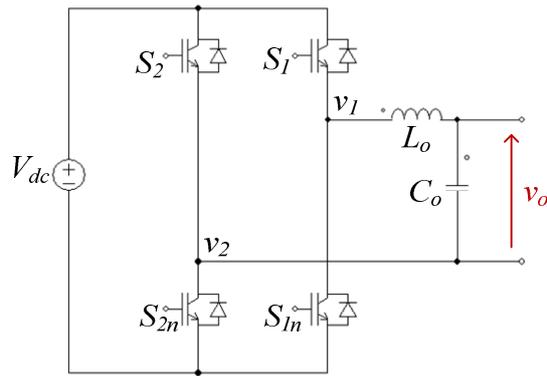


Figura 5.18 - Circuito do inversor de saída em ponte completa

A estrutura de controle adotada no inversor é composta por uma parcela *feedforward* e outra realimentada (*feedback*), como mostrado na Figura 5.19.

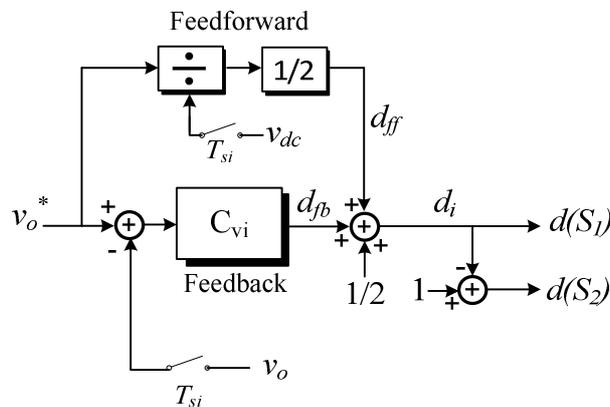


Figura 5.19 - Estrutura de controle do inversor

A parcela da ação de controle *feedforward* é inserida para a rejeição de distúrbios devido a oscilações de v_{dc} . Esta ação de controle é calculada por:

$$d_{ff}[k] = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_o^*}{v_i[k]} \quad (5.41)$$

O controlador de realimentação C_{vi} tem a função de aumentar a rejeição de distúrbios de saída e de garantir a estabilidade para qualquer condição de carga. Para o projeto deste controlador, não serão consideradas influências da ação *feedforward*.

5.3.2 Modelagem da planta

O objetivo desta modelagem é obter a função de transferência que relaciona a razão cíclica d_{fb} e a tensão de saída v_o . O modelo é obtido obtendo-se os valores médios de v_1 e v_2 mostrados na Figura 5.18. Considerando-se o ponto de referência de 0V como sendo os emissores dos transistores inferior dos braços, então o valor médio de v_1 é dado por:

$$\langle v_1 \rangle = d(S_1) \cdot V_{dc} + d(S_{1n}) \cdot 0 = d(S_1) \cdot V_{dc} \quad (5.42)$$

Já o valor médio de v_2 é dado por:

$$\langle v_2 \rangle = d(S_2) \cdot V_{dc} + d(S_{2n}) \cdot 0 = d(S_2) \cdot V_{dc} = (1 - d(S_1)) \cdot V_{dc} \quad (5.43)$$

Sendo $d_i = d(S_1)$, obtém-se o circuito equivalente da Figura 5.20.

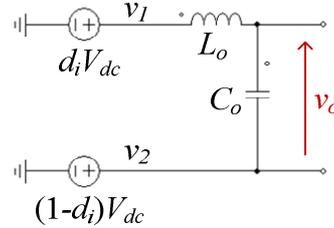


Figura 5.20 - Circuito equivalente do inversor

A tensão sobre o filtro LC é $v_{12} = v_1 - v_2$, dada por:

$$v_{12} = (2d_i - 1)V_{dc} \quad (5.44)$$

Assim, a ação de controle d_i é centrada em 0,5, enquanto a ação de controle d_{fb} , na saída do controlador C_{vi} , é centrada em 0. Assim, $d_{fb} = d_i - 0,5$, desconsiderando-se a ação *feedforward*.

Substituindo-se em (5.44), obtém-se:

$$v_{12} = 2V_{dc} \cdot d_{fb} \quad (5.45)$$

As impedâncias $\frac{1}{sC_o}$ e sL_o são um divisor de tensão cuja entrada é v_{12} e saída é v_o . Assim, obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{2V_{dc} \cdot D_{fb}(s)} = \frac{\frac{1}{sC_o}}{\frac{1}{sC_o} + sL_o} = \frac{1}{s^2L_oC_o + 1} \quad (5.46)$$

Portanto, o modelo da planta é dado por:

$$G_{vi}(s) = \frac{V_o(s)}{D_{fb}(s)} = \frac{2V_{dc}}{s^2L_oC_o + 1} \quad (5.47)$$

5.3.3 Filtro anti-aliasing

Para reduzir a influência das harmônicas de modulação e de outros ruídos de alta frequência, é utilizado um filtro anti-aliasing de primeira ordem, cujo circuito é mostrado na Figura 5.21. A frequência de corte projetada é de 9600 Hz, que é a metade da frequência de Nyquist.

A função de transferência do filtro passa-baixa de primeira ordem é dada por:

$$G_f(s) = \frac{1}{s/\omega_c + 1} \quad (5.48)$$

onde $\omega_c = 2\pi f_c$ é a frequência de corte.

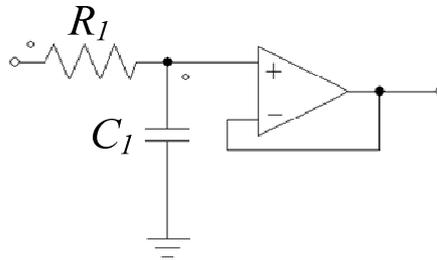


Figura 5.21 – Filtro passa-baixa *anti-aliasing*

O projeto do filtro tem como base a seguinte equação:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c C_1} \quad (5.49)$$

Utilizando $C_1 = 10 \mu F$ e $f_c = 9600$ Hz, encontra-se $R_1 = 15,925$ k Ω .

5.3.4 Projeto do controlador

A planta considerada para o projeto do controlador é o produto de (5.47) com (5.48):

$$G'_{vi}(s) = G_{vi}(s) \cdot G_f(s) \quad (5.50)$$

A função $G'_{vi}(s)$ foi discretizada considerando a dinâmica do ZOH, cuja resposta dinâmica aproxima-se da resposta em frequência do PWM centrado. Além disso, considerou-se no modelo o atraso de implementação. Desta forma é possível realizar a aquisição da entrada em um período de amostragem e a atualização da ação de controle no próximo período. A planta resultante é dada por:

$$G_{id}(z) = G'_{vi}(z) \cdot z^{-1} \quad (5.51)$$

Como requisitos de controle, determinou-se:

- Estabilidade do sistema para qualquer condição de carga.
- Redução da impedância de saída do sistema para melhor rejeição dos distúrbios de saída.

O controlador foi projetado através da ferramenta Sisotool do software Matlab. Para atingir os requisitos especificados projetou-se o controlador de 3ª ordem dado por:

$$C_{vi}(z) = 0,0061065 \cdot \frac{(z - 0,9234)(z - 0,9094)(z - 0,6879)}{z^2 \cdot (z - 0,998)} \quad (5.52)$$

A Figura 5.22 apresenta o diagrama de Bode do sistema sem carga, cuja margem de fase é de $39,6^\circ$ e a frequência de cruzamento do ganho de 2720 Hz. A Figura 5.23 apresenta impedância de saída do inversor. Obteve-se uma impedância de saída menor do que a de malha aberta para frequências de 0 Hz até a frequência de ressonância.

A Figura 5.24 mostra o diagrama de Bode do sistema para carga resistiva nominal. Verifica-se que a margem de fase é maior que para o sistema sem carga. Constatase, assim, que o sistema é estável para qualquer variação de carga resistiva.

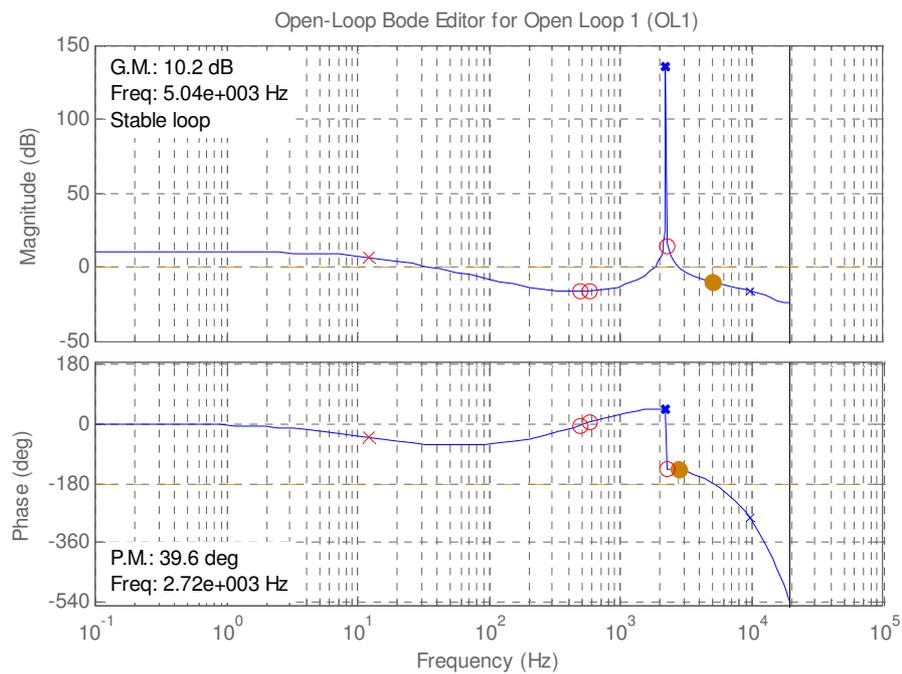


Figura 5.22 - Diagrama de Bode da malha de controle do inversor sem carga

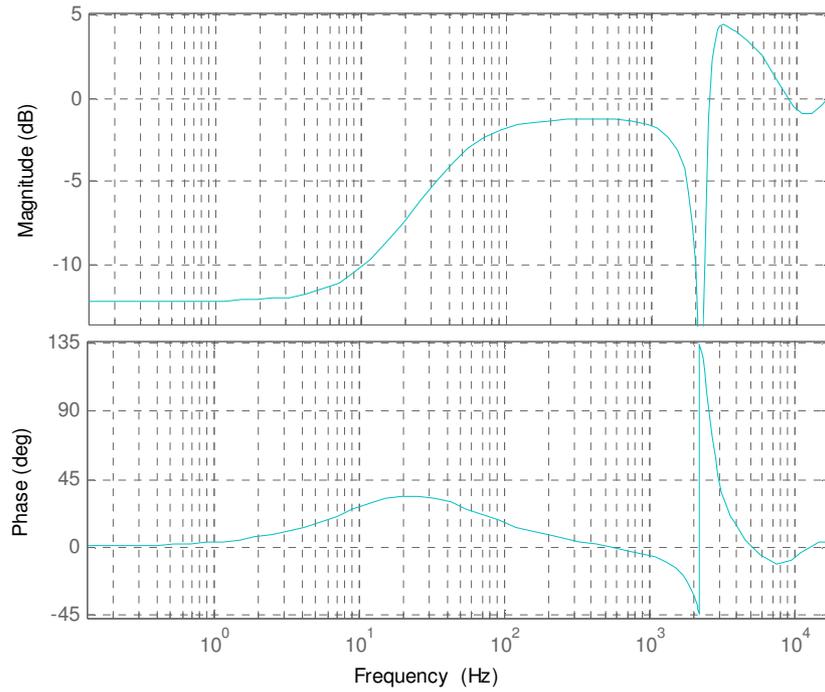


Figura 5.23 – Impedância de saída do inversor sem carga

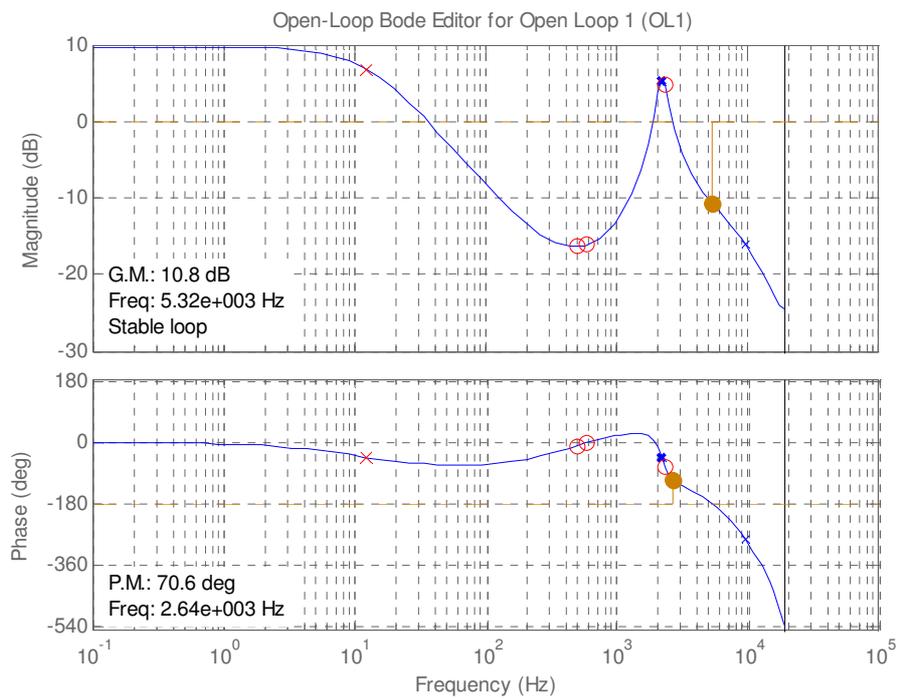


Figura 5.24 - Diagrama de Bode da malha de controle do inversor para carga resistiva nominal

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para simular o sistema, utilizou-se o software PSIM. Os algoritmos de controle e supervisão foram implementados através de programação em linguagem C.

6.1 Filtro LC conectado ao arranjo de painéis

Simulações foram feitas para validar a metodologia utilizada para o projeto do filtro LC. Utilizando modelos teóricos para simular o comportamento dos painéis.

De acordo com os valores calculados no projeto, utilizou-se capacitância de 3,843 μF , indutância de 442,259 μF e frequência de comutação de 40 kHz.

Na Figura 6.1, o arranjo de painéis está operando no ponto de máxima potência, com irradiação de 1000 W/m^2 . A potência máxima é de cerca de 389,9 W. A potência média é de aproximadamente 389,56 W. Dessa forma, a eficiência de transferência de energia é de 99,91%, valor próximo ao projetado (99,9%).

Na Figura 6.2, a mesma simulação foi feita para irradiação de 20 W/m^2 . A eficiência de transferência obtida foi de cerca 99,989%.

De acordo com os resultados de simulação, o método utilizado é válido para o dimensionamento do filtro conectado ao arranjo de painéis. Entretanto, deve-se destacar que é também necessário validar esse método experimentalmente.

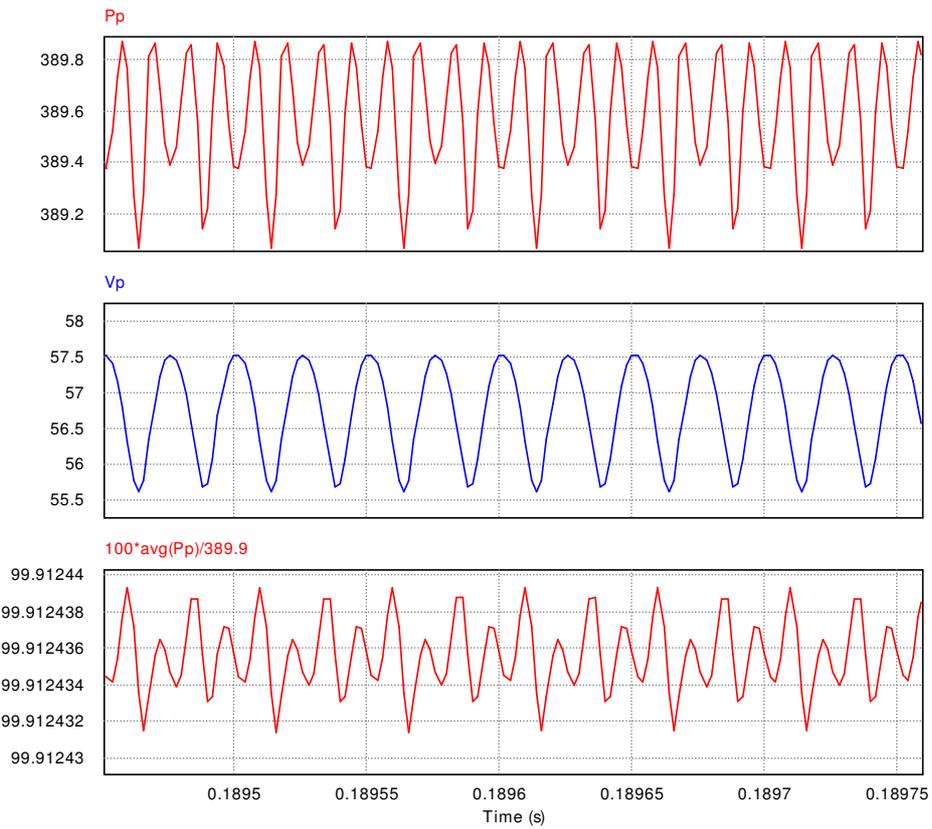


Figura 6.1 – Eficiência de transferência de energia dos painéis - $G=1000\text{W}/\text{m}^2$

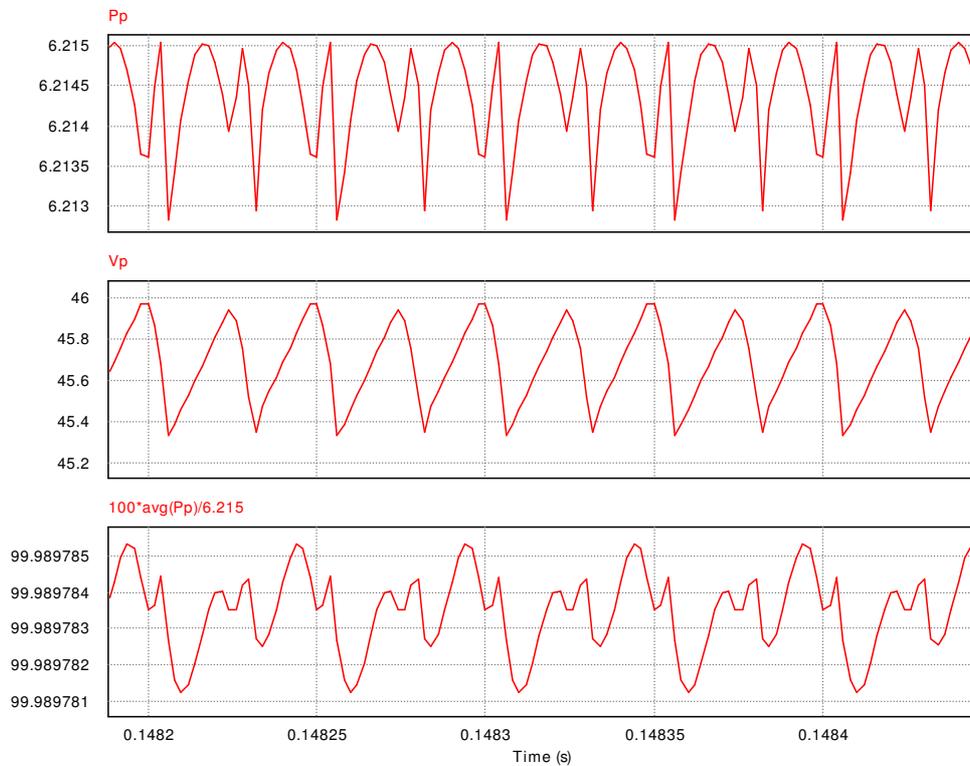


Figura 6.2 – Eficiência de transferência de energia dos painéis - $G=20\text{W}/\text{m}^2$

6.2 Controladores de corrente preditivos

A Figura 6.3 mostra a resposta do controlador de corrente preditivo utilizado para conversor Boost 1. Quando há degrau na referência de corrente, o tempo de estabilização é de cerca de 150 μ s, que é inferior ao período do controlador de tensão. A Figura 6.4 mostra o comportamento desse controlador no modo DCM.

As respostas obtidas também são válidas para o conversor Boost 2 e o conversor bidirecional, nos modos Buck e Boost.

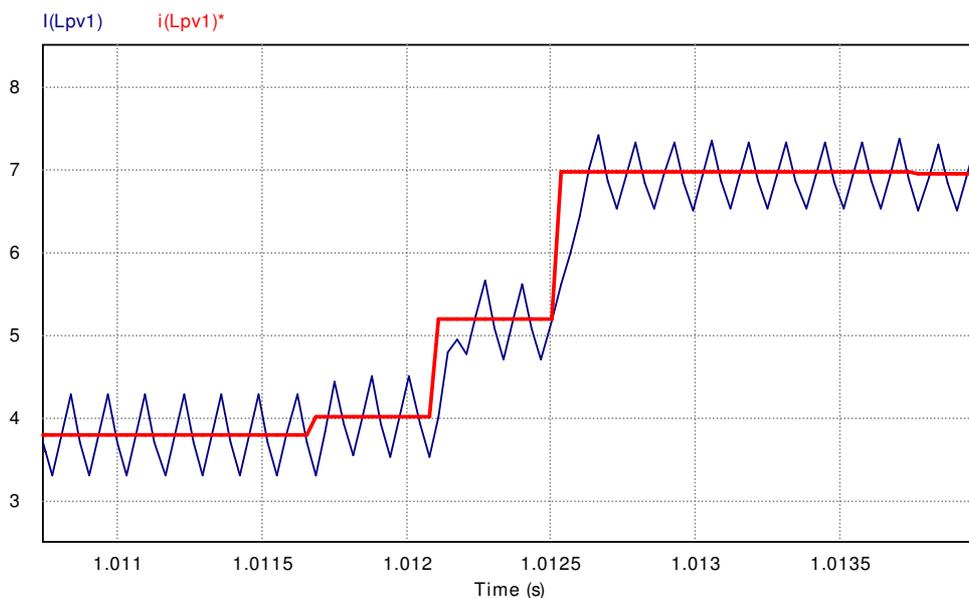


Figura 6.3 – Resposta dos controladores de corrente preditivos

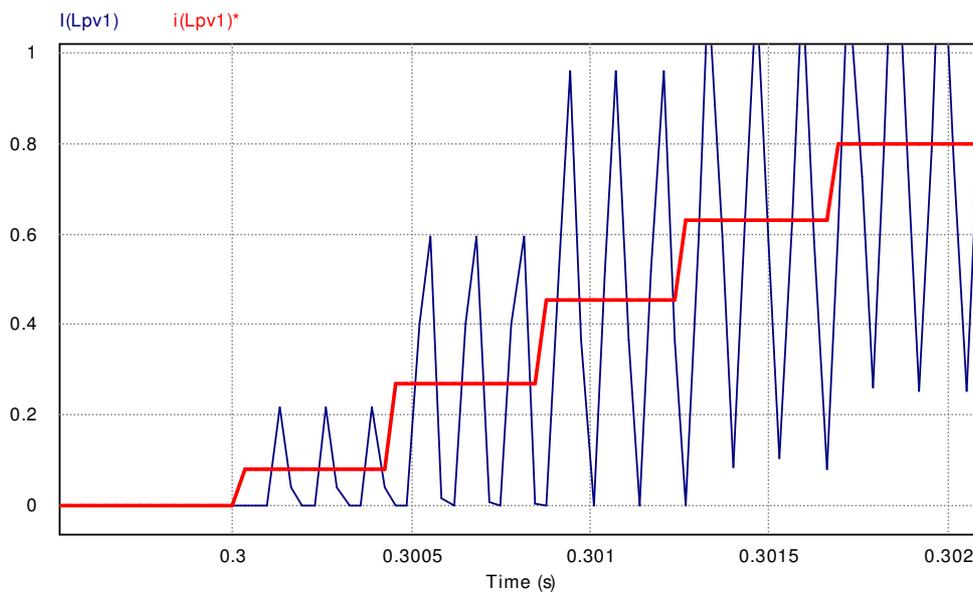


Figura 6.4 – Controlador corrente preditivo no modo DCM

6.3 Conversores Boost – modo DCBR

Na Figura 6.5 e na Figura 6.6, obteve-se a resposta dos conversores Boost ligados aos painéis solares. No primeiro teste, o controlador responde à condição inicial de 240 V no barramento CC. No segundo teste, há a inserção de uma carga na saída no início da simulação.

Em ambos os testes, o controlador satura a ação de controle (corrente) e, devido ao filtro anti-windup, o integrador para de funcionar. Quando a tensão do barramento CC é próxima de 230 V, os controladores saem da região de saturação. Após isso, o tempo de estabilização da tensão é de cerca de 0,2 s.

Na Figura 6.7, verifica-se que as oscilações da tensão do barramento CC não se refletem na corrente dos painéis, devido ao controlador de corrente preditivo. Dessa forma, a utilização de controladores de corrente preditivos juntamente com o filtro de médias móveis foi efetiva na rejeição das oscilações do barramento CC.

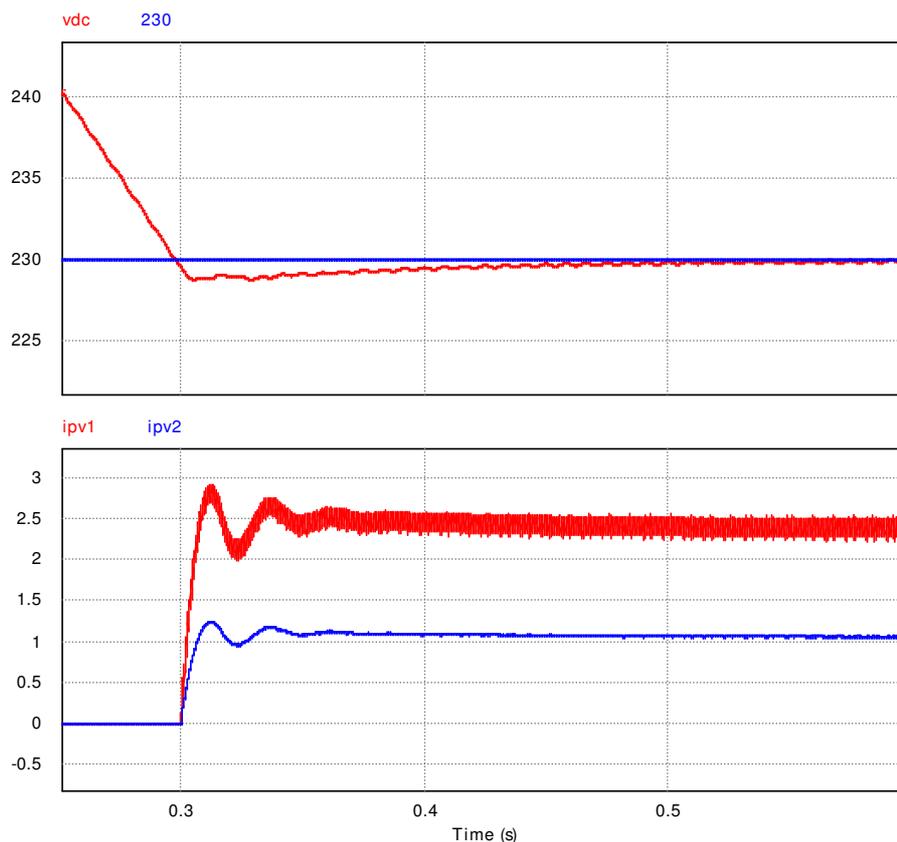


Figura 6.5 - Resposta dos controladores dos conversores Boost(DCBR) a uma condição inicial

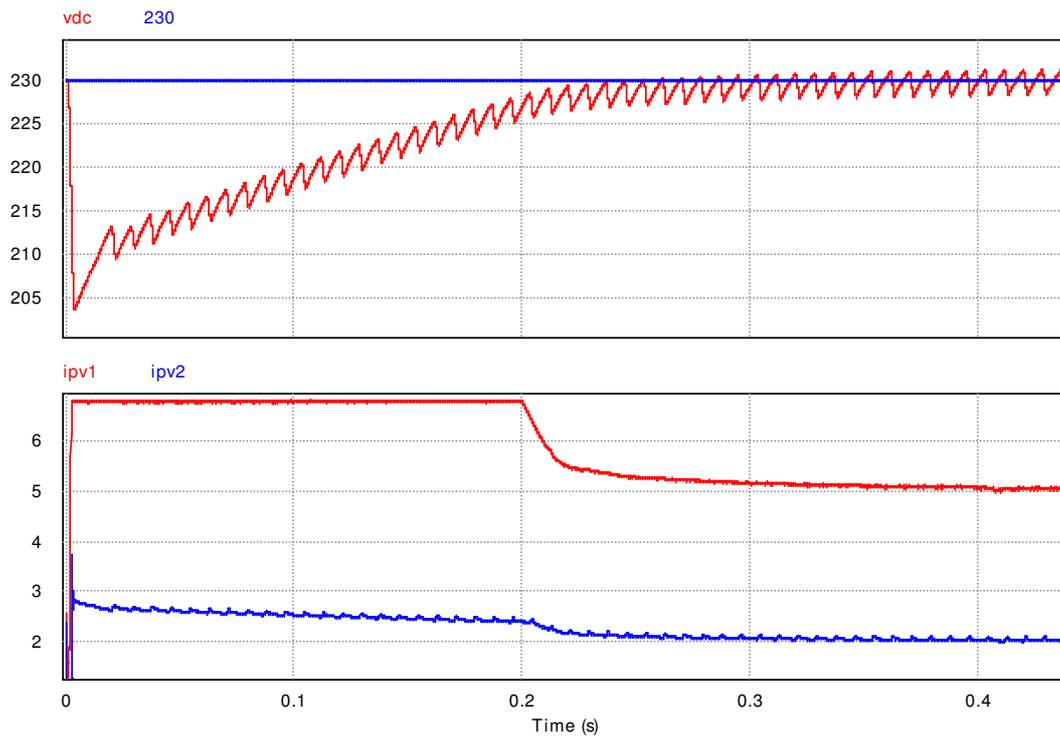


Figura 6.6 - Resposta dos conversores Boost (DCBR) a degrau de carga

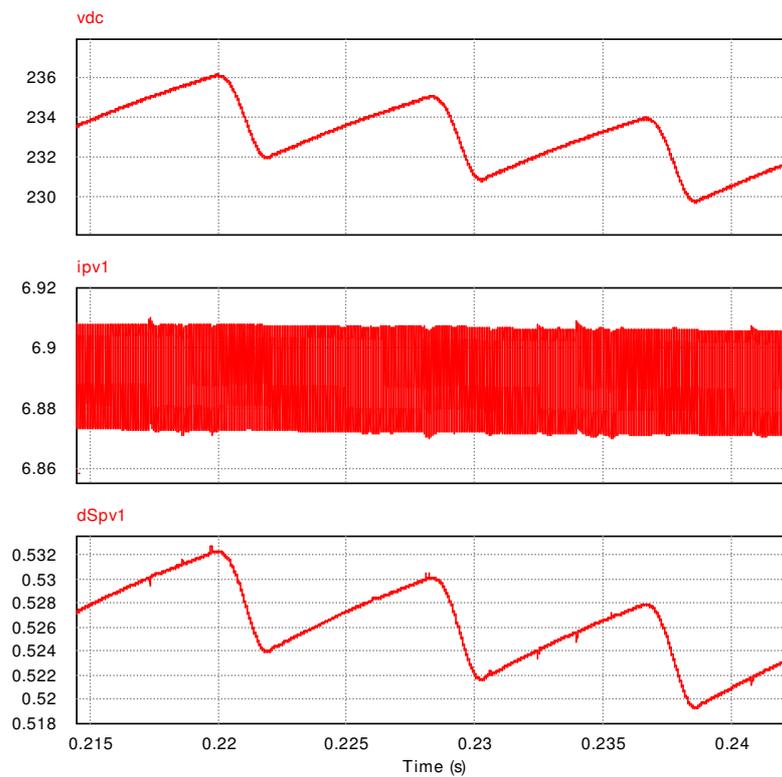


Figura 6.7 – Rejeição das oscilações do barramento CC

6.4 Conversores Boost – modo MPPT

6.4.1 Controlador da tensão sobre os painéis

Testou-se o controle da tensão dos painéis, que é utilizado no modo MPPT. A dinâmica do sistema é não linear, pois a resistência de pequenos sinais do painel depende da irradiação e do ponto de operação. Na Figura 6.8, a irradiação varia de 20 W/m² para 1000 W/m². Entretanto, a tensão de referência mantém-se igual à tensão do ponto de máxima potência em 20 W/m². Para que a tensão do painel atinja a de referência, o controlador altera a corrente do indutor. A corrente do arranjo de painéis demora cerca de 0,2 s para estabilizar.

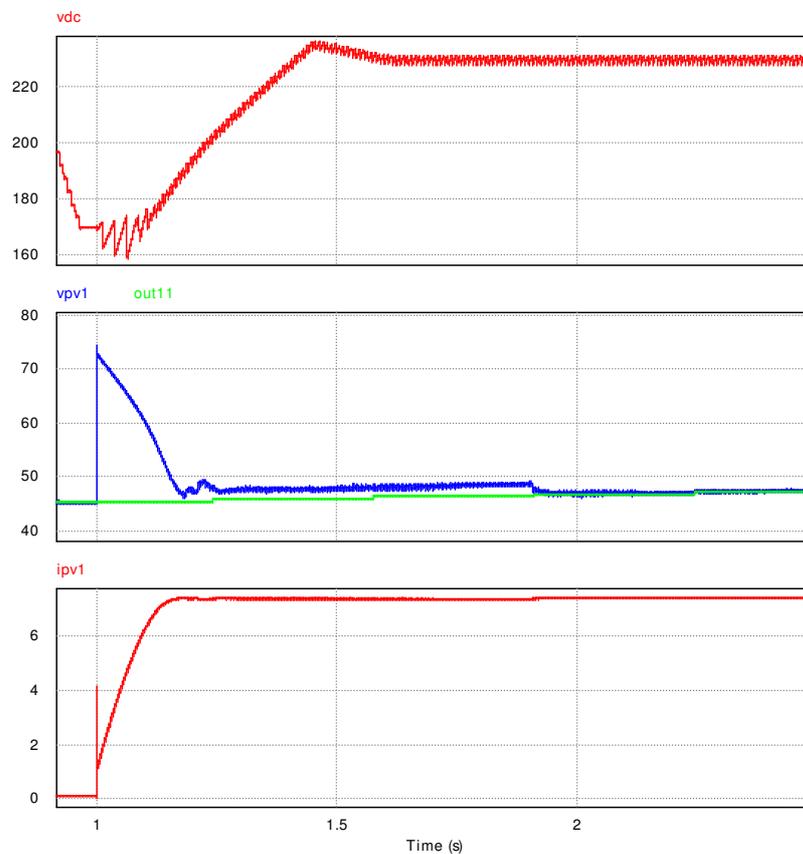


Figura 6.8 - Resposta do controlador do MPPT - irradiação de 1000 W/m²

6.4.2 Algoritmo MPPT

Na Figura 6.9, realizou-se um teste para verificar o funcionamento do algoritmo MPPT quando há um degrau de irradiação de 20 W/m² para 1000 W/m². Após o aumento da irradiação, ocorre um pico na tensão dos painéis, pois a corrente de referência continua baixa. Quando a tensão atinge a referência, o algoritmo demora cerca de 7 segundos para atingir a máxima potência.

Na Figura 6.10, há um degrau na irradiação, de 1000 W/m^2 para 20 W/m^2 . Quando ocorre a redução, o painel permanece por 0,33 s no estado de curto-circuito, pois a tensão de referência é superior à tensão de circuito aberto. Ao detectar o curto-circuito, o algoritmo MPPT estabelece a nova tensão de referência em 80% da tensão lida no painel. Devido à característica do painel, a nova referência é próxima da tensão de máxima potência. Durante a execução do algoritmo MPPT, a tensão do painel oscila próxima à tensão de máxima potência, devido à técnica de perturbação e observação.

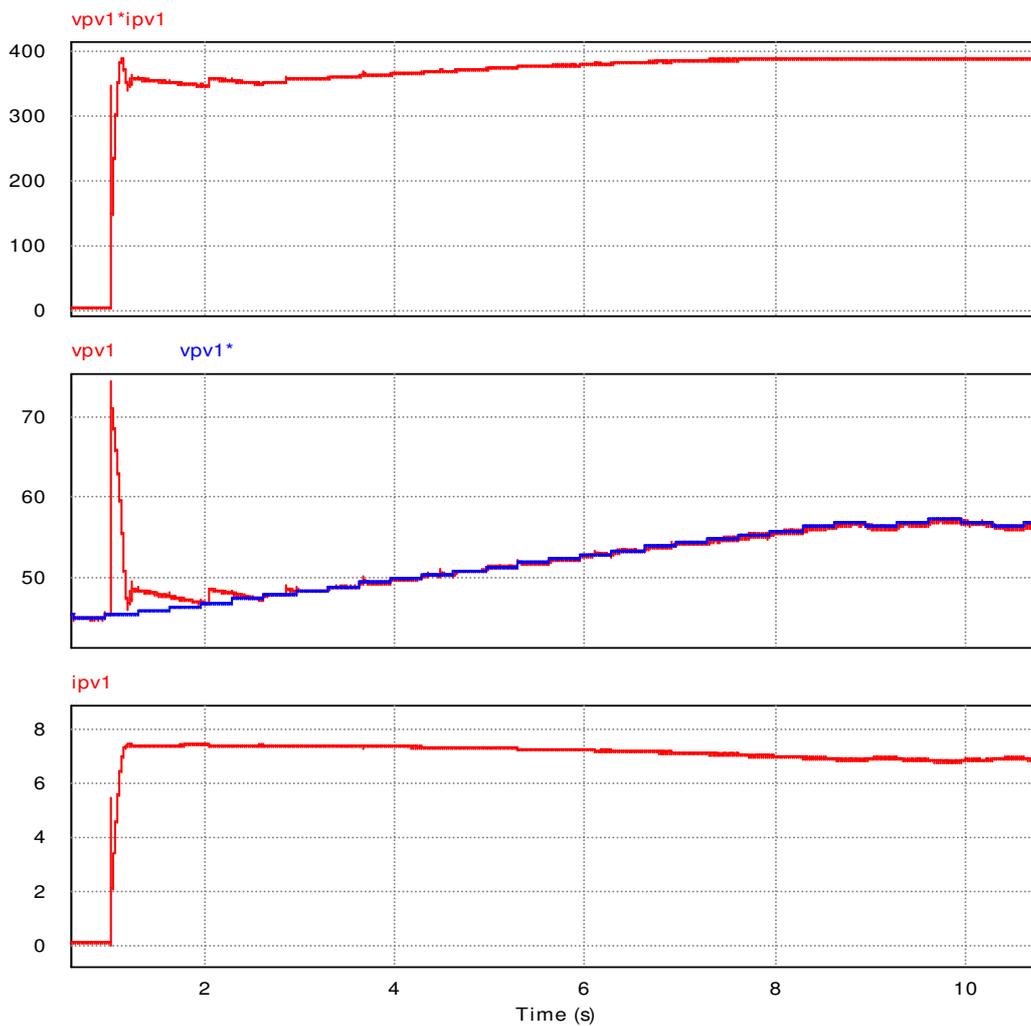


Figura 6.9 – Teste do MPPT - degrau de aumento na irradiação

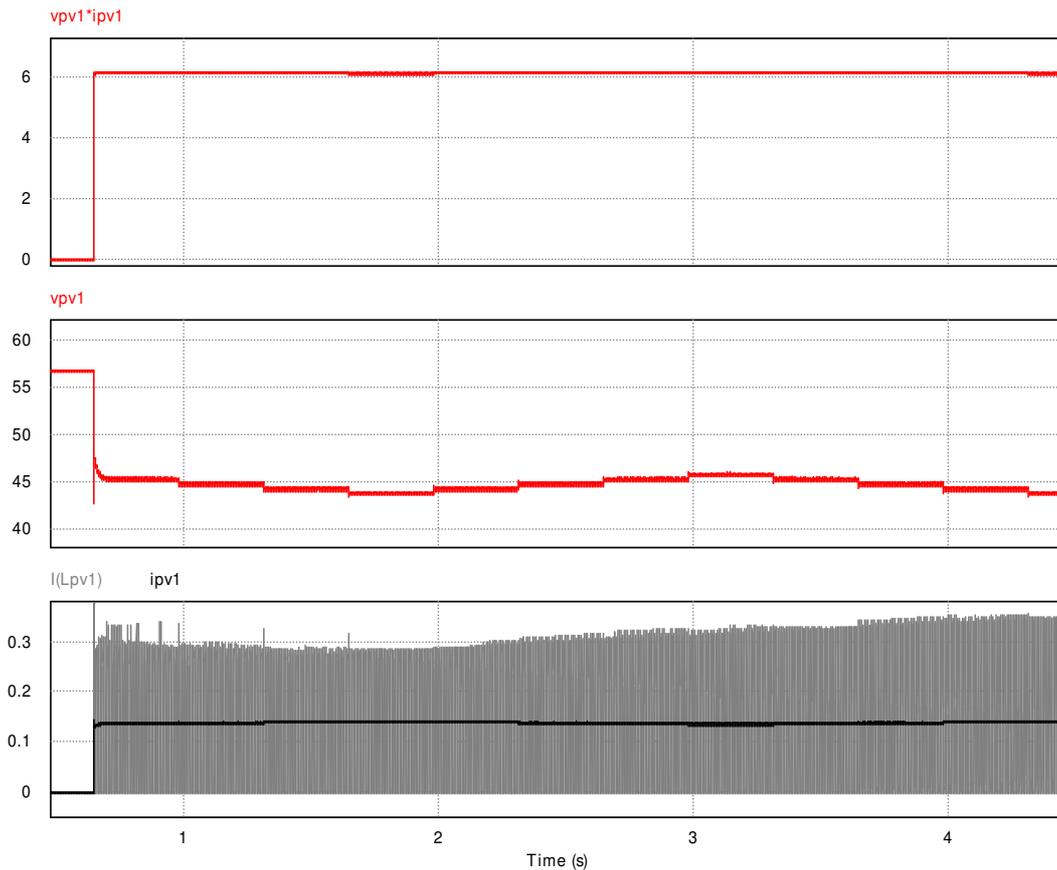


Figura 6.10 – Teste do MPPT - degrau de redução na irradiação

6.5 Conversor bidirecional

Na Figura 6.11 e Figura 6.12, o controle do conversor bidirecional é testado.

Na Figura 6.11, uma carga é inserida na saída, e o conversor bidirecional é ligado no modo Boost. A ação de controle i_b satura e, devido ao filtro anti-windup, o integrador para de funcionar. Após sair da região de saturação, a tensão de saída estabiliza em cerca de 0,1 s, como previsto no projeto do controlador.

Na Figura 6.12, verifica-se o funcionamento do conversor no modo Buck, cuja dinâmica é idêntica no modo Boost.

Em ambas simulações, constata-se que o conversor bidirecional, assim como os conversores Boost ligados aos painéis solares, também foi capaz de rejeitar as oscilações do barramento CC.

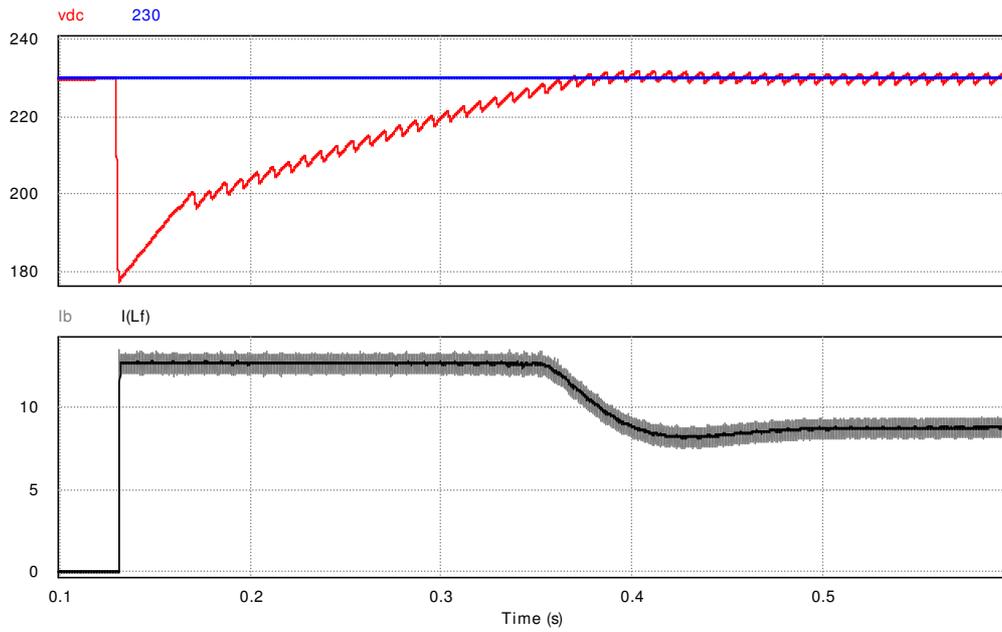


Figura 6.11 - Resposta do conversor bidirecional (modo Boost)

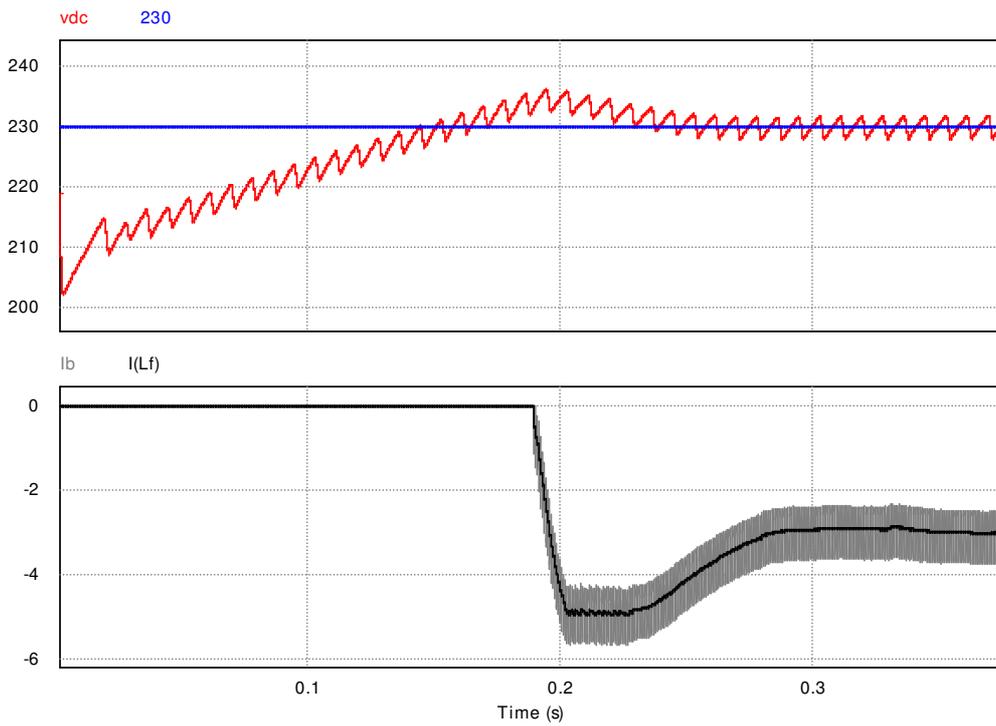


Figura 6.12 - Resposta do conversor bidirecional (modo Buck)

6.6 Inversor

Para testar o inversor, utilizou-se como carga um retificador de onda completa com capacitância de 1000 μF e potência de 510 W. Em regime permanente, a carga absorve corrente apenas próximo ao pico da onda senoidal, quando a tensão no capacitor do retificador é menor do que a tensão de saída do inversor.

A Figura 6.13 apresenta os resultados de simulação do inversor com apenas a ação *feedforward*. Observa-se que a tensão oscila e apresenta elevado conteúdo harmônico. A Distorção Harmônica Total (DHT) obtida é de 6,24%.

Os resultados do sistema projetado estão na Figura 6.14. Nesse caso, ação *feedforward* é utilizada juntamente com a ação realimentada. A tensão de saída não apresenta oscilações, e a DHT é de cerca de 4,12%. Essa tensão apresenta distorção quando há pico de corrente. Para evitar esse problema, seria necessária a utilização de outra técnica de controle, como os controladores repetitivos [29].

Na Figura 6.15, utilizou-se uma carga resistiva com potência de 510 W na saída do inversor. Nesse caso, a DHT obtida é de cerca de 0,8%, e a corrente de saída apresenta formato senoidal.

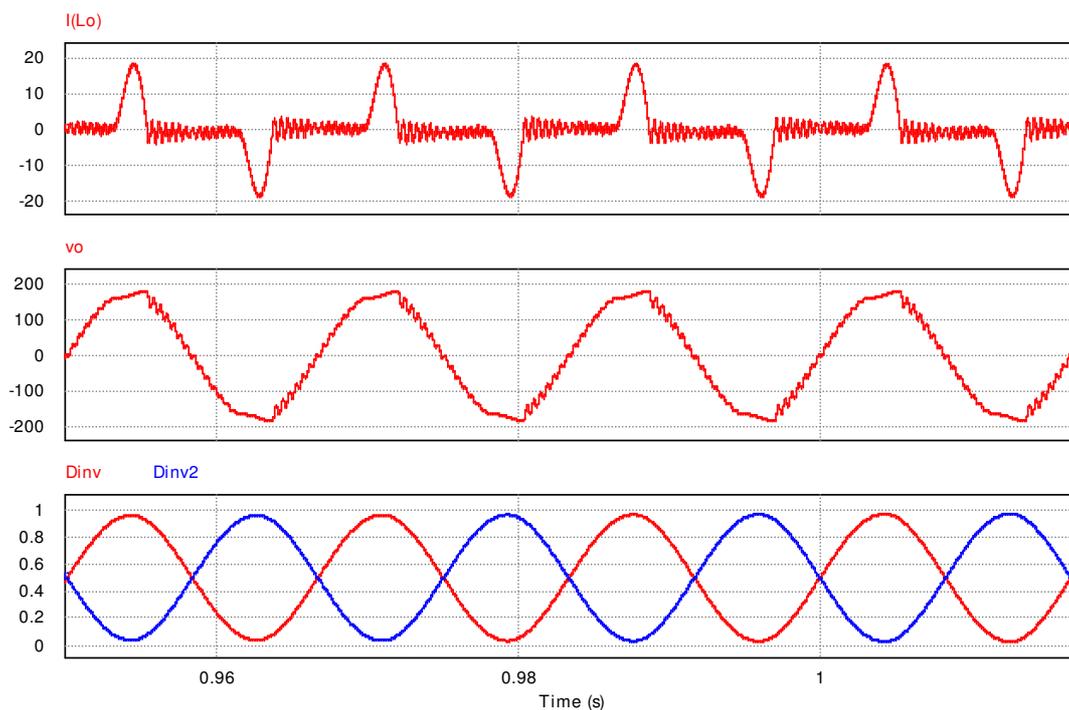


Figura 6.13 – Tensão de saída com ação *feedforward*

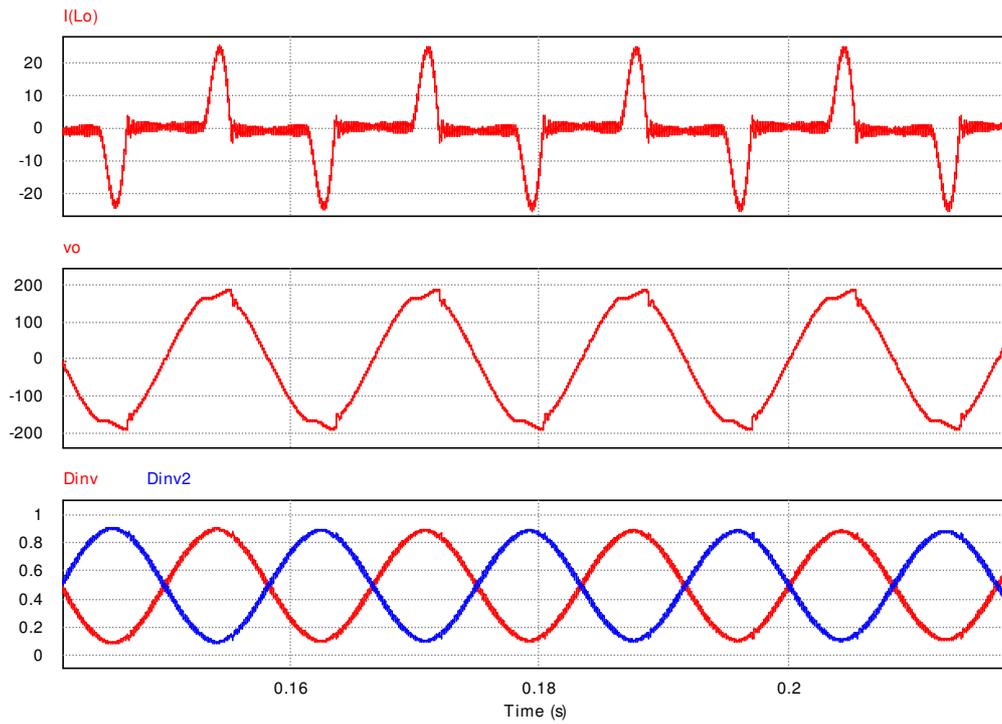


Figura 6.14 – Tensão de saída com ação *feedforward* e realimentação

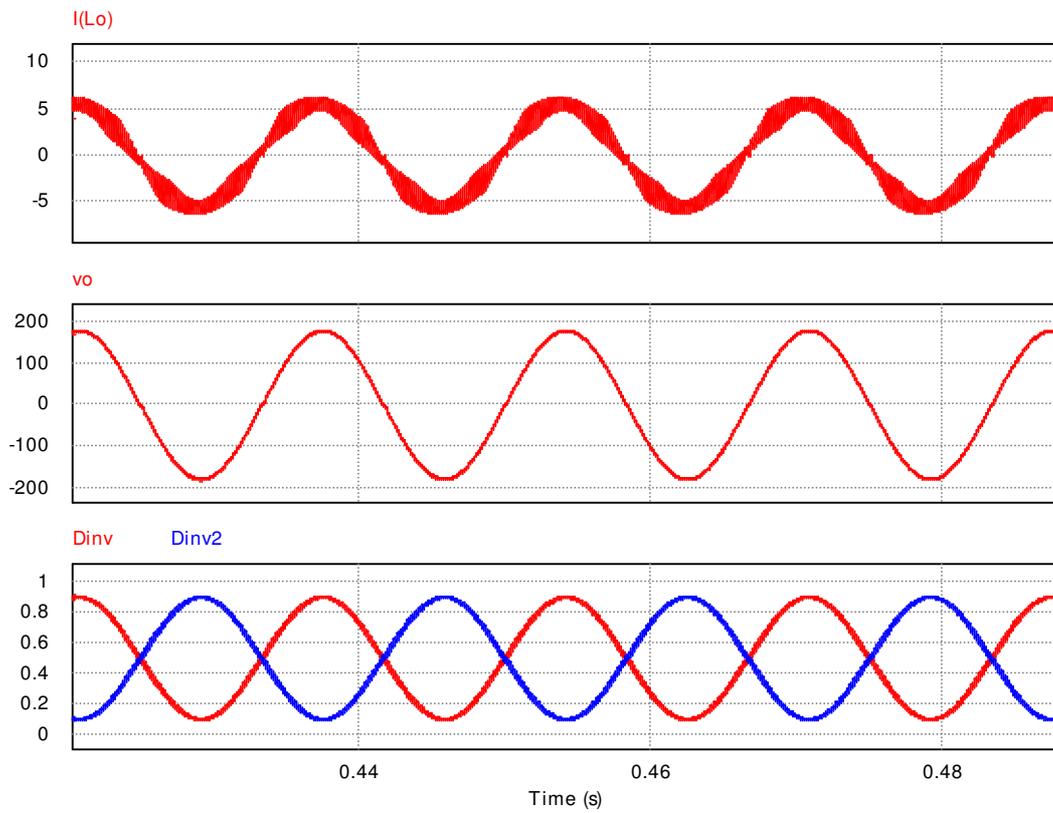


Figura 6.15 – Tensão de saída com ação *feedforward* e realimentação – carga resistiva

7 CONCLUSÕES

No presente trabalho, dimensionaram-se os conversores de potência do sistema fotovoltaico autônomo. Desenvolveu-se uma técnica de projeto para filtros LC de saída do arranjo de painéis. Através dessa técnica, são especificados os valores da eficiência de transferência de energia e da ondulação de corrente no indutor. O método foi verificado através de simulações, empregando-se modelos teóricos de painéis solares. Contudo, destaca-se que é também necessária validação experimental.

Foram também propostas estruturas para o controle dos conversores Boost e para o conversor bidirecional. Utilizou-se uma estrutura de controle em cascata cuja malha interna de corrente utiliza controladores preditivos, e a malha externa de tensão utiliza filtro de médias móveis, que rejeita frequências múltiplas de 60 Hz. Desse modo, os distúrbios de oscilações da tensão do barramento CC não se manifestam na corrente dos painéis solares e do banco de baterias. Isso possibilita aumentar a vida útil das baterias e aumentar a extração de potência dos painéis.

Foram utilizados limitadores da ação de controle nas malhas externas de tensão. No conversor bidirecional, os limitadores têm a função de limitar a corrente nas baterias. No caso dos conversores Boost dos painéis solares, o valor máximo do limitador é igual à corrente de máxima potência. Dessa forma, evita-se que o controlador de tensão entre em uma região de instabilidade, em que aumentos da ação de controle reduzem a potência de saída.

Para realizar o rastreamento de máxima potência de um arranjo de painéis, utilizou-se um controlador para manter a tensão do arranjo constante, de acordo com a referência dada pelo algoritmo MPPT do tipo perturbação e observação. Com o controlador projetado, o sistema apresenta tempo de estabilização inversamente proporcional à irradiação. Por esse motivo, foi necessário estabelecer o período do algoritmo MPPT como maior do que o tempo de estabilização para a máxima irradiação. Utilizando essa mesma estrutura de controle, é possível aumentar a velocidade do MPPT se o controlador apresentar ganho proporcional à irradiação, a fim de compensar as variações da planta.

Para o controle do inversor, utilizou-se uma ação *feedforward* juntamente à ação realimentada. Através das simulações, verificou-se que o sistema apresentou maior estabilidade com a inclusão do controle realimentado. Entretanto, não foi possível reduzir a impedância de saída acima da frequência de ressonância do filtro LC. Isso pode ser resolvido através de outras técnicas de controle, como utilizando controladores repetitivos.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), "Global Market Outlook for Photovoltaics until 2014," 2011.
- [2] Ministério de Minas e Energia - Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica. (2010, dezembro) Manual de Projetos Especiais. [Online]. <http://luzparatodos.mme.gov.br/luzparatodos/downloads/Manual%20de%20Projetos%20Especiais.pdf>
- [3] N. D. Benavides and P. L. Chapman, "Modelling the Effect of Voltage Ripple on the Power Output of Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2638-2643, Julho 2008.
- [4] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "PV panel model based on datasheet values," in *ISIE*, 2007, pp. 2392-2396.
- [5] G. Spiazzi, S. Buso, and P. Mattavelli, "Analysis of MPPT algorithms for photovoltaic panels based on ripple correlation techniques in presence of parasitic components," in *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP*, 2009, pp. 88-95.
- [6] International Energy Agency (IEA), "Management of storage batteries used in stand-alone photovoltaic power systems," Report_IEQ_PVPS_T3-10: 2002.
- [7] Hong Wang and Donglai Zhang, "The stand-alone PV generation system with Parallel Battery charger," in *International Conference on Electrical and Control Engineering*, 2010, pp. 4450-4453.
- [8] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "Power decoupling techniques for Micro-inverters in PV systems - a Review," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 3235-3240.
- [9] R. Ramabadran and B. Mathur, "Effect of shading on series and parallel connected solar PV modules," *Modern Applied Science*, vol. 3, no. 10, 2009.
- [10] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.
- [11] G. Walker and P. Sernia, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1130-1139, 2004.
- [12] Diogo Brum Candido, "Desenvolvimento de Sistemas Estáticos Distribuídos - 'Multi String', para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos," Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGE/UFSM, Santa Maria, Dissertação de Mestrado 2010.
- [13] Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, "NBR14298 - Sistemas Fotovoltaicos - Banco de

- Baterias - Dimensionamento," 1999.
- [14] RReDC. PV-Watts - A performance calculator for grid-connected PV systems. [Online]. <http://rredc.nrel.gov/solar/calculators/PVWATTS/version1>
- [15] Solar World AG, "Sunmodule - SolarWorld Module," Bonn, Datasheet 2006.
- [16] Ivo Barbi, *Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: Editora do Autor, 2001.
- [17] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. NJ, USA: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [18] L. Michels, R. F de Camargo, F. Botterón, and H. Pinheiro, "Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital," *Revista Controle & Automação*, vol. 16, pp. 221-242, 2004.
- [19] L. Schuch et al., "Analysis and Design of a new high-efficiency bidirectional integrated ZVT PWM converter for DC-Bus and Battery-Bank Interface," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 1321-1332, 2006.
- [20] Luciano Schuch, "Sistema CA/CC com um conversor PWM bidirecional para interface entre o barramento CC e o banco de baterias," Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, Dissertação de Mestrado 2001.
- [21] Magnetics Inc, "Powder Cores - 2005/2006 Catalog," 2005.
- [22] L. Nodari, M. Mezaroba, L. Michels, and C. Rech, "Single-phase half-bridge rectifier with fast dynamic response for transformerless UPS applications," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010.
- [23] R. D. O. Reiter, L. Michels, S. V. G. Oliveira, and A. Péres, "Resonant-based digital controller for an isolated step-up DC-DC converter based on three-phase high-frequency transformer for Grid-Connected PV applications," in *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2011 (submetido para publicação).
- [24] L. Roggia, J. E. Baggio, L. Michels, and J. R. Pinheiro, "Controladores para conversor Boost PFC operando nos Modos de Condução Contínua e Descontínua," in *16th Automatic Brazilian Conference*, 2008.
- [25] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, 2nd ed. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1994.
- [26] Claudio Eduardo Soares, "Controladores Baseados no Princípio do Modelo Interno com Ação Anti-Windup," Universidade do Estado de Santa Catarina, Dissertação de Mestrado Profissional 2011.
- [27] T. Eram and P. Chapman, "Comparison of photovoltaic array Maximum Power Point Tracking techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [28] Chee Wei Tan, T. Green, and C. Hernandez-Aramburo, "Analysis of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking algorithms for photovoltaic applications," in *IEEE 2nd International Power and*

Energy Conference, 2008, pp. 237-242.

- [29] L. Michels, "Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída," Programa de Pós-Graduação em Engenharia elétrica - PPGEE/UFSM, Tese de doutorado 2006.