

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA



PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
NUPEP - NÚCLEO DE PESQUISA EM ELETRÔNICA DE
POTÊNCIA

ADJEFERSON CUSTÓDIO GOMES

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST
COM TÉCNICA DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

UFU
2014

ADJEFERSON CUSTÓDIO GOMES

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST
COM TÉCNICA DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de
Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (Orientador) - UFU

Prof. Dr. Ernane Antônio Coelho (Co-Orientador) – UFU

Prof. Dr. João Batista Vieira Júnior – UFU

Prof. Dr. Luiz Carlos de Freitas – UFU

Prof. Dr. Antônio de Pádua Finazzi – UFMT

Uberlândia
2014



ADJEFERSON CUSTÓDIO GOMES

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST
COM TÉCNICA DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de
Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas
Orientador

Prof. Dr. Edgard Afonso Lamounier Júnior,
Coordenador da Pós-Graduação



*“A felicidade não está em viver, mas em saber viver. Não vive mais o que mais vive,
mas o que melhor vive.”*

Mahatma Gandhi

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pelo dom da vida, por me proteger, estar presente em minha vida, auxiliar nas minhas escolhas, me confortar nas horas difíceis e por colocar pessoas especiais em meu caminho.

Aos Professores do Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP) por terem acreditado em mim e propiciarem todo apoio necessário ao desenvolvimento desse trabalho.

Aos meus pais Romildo e Heloisa, pelos sacrifícios e renúncias para me proporcionar uma boa formação acadêmica. Pelas muitas oportunidades que me proporcionaram, pelo carinho, amor, conselhos e compreensão. Infelizmente meu pai já não se encontra entre nós, mas sei que de alguma forma ele está muito feliz seja onde estiver.

Ao meu irmão, pelos bons conselhos e companheirismo.

À minha namorada Jullianne e sua Família, que esteve sempre ao meu lado apoiando e confortando nos momentos mais difíceis. Obrigado pelo amor, carinho, compreensão, conselhos e dedicação.

Aos Professores Luiz Carlos de Freitas, João Batista Vieira Júnior e Ernane Antônio Alves Coelho pelos importantes ensinamentos tanto científicos quanto pessoais. Pela orientação e dedicação que contribuíram de forma decisiva para o desenvolvimento do trabalho.

Aos meus amigos do laboratório Danillo, Gustavo, Welker, Admarço, Fernando, Renato, Leandro, Fabrício e todos os outros companheiros de trabalho, professores do grupo de Eletrônica de Potência e técnicos da pós-graduação da FEELT.



A todos os amigos e familiares que contribuíram direta ou indiretamente na realização desse trabalho, incentivando e torcendo por sua conclusão.

A Universidade Federal de Uberlândia e ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, à FAPEMIG - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e à CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro para construção e análise experimental do protótipo, publicação e apresentação dos trabalhos originados em conferências e pela bolsa de mestrado.

Enfim, a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a conclusão desta importante etapa em minha vida profissional.

RESUMO

Este trabalho é uma contribuição ao estudo de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos de geração distribuída de energia elétrica. Os objetivos principais são: projetar os componentes e fazer a modelagem matemática em equações de espaço estado do conversor Boost para implementá-lo em sistemas de rastreamento do ponto de máxima potência, utilizando os algoritmos Perturba e Observa (Hill Climbing) e a Condutância Incremental, vislumbrando a aplicação em Sistemas Fotovoltaicos.

Para demonstrar a viabilidade do projeto, são apresentados e comparados os resultados de simulação e experimentais do projeto proposto. Apresentou-se também estudos teóricos sobre a modelagem e a simulação de dispositivos fotovoltaicos, a regulação da tensão fotovoltaica, o rastreamento da máxima potência e a modelagem e o controle do conversor Boost para utilização em sistemas Fotovoltaicos.

Palavras-Chave: Geração distribuída de energia elétrica, energia solar, efeito fotovoltaico, eletrônica de potência, conversor Boost, MPPT, MPP, P&O e IncCond.

ABSTRACT

This work is a contribution to the study of electronic converters for photovoltaic systems for distributed generation of electricity. The main objectives are: designing components and make mathematical modeling equations in state space of Boost converter to implement it in tracking systems from the point of maximum power, using the perturbed and observed (Hill Climbing) and Incremental Conductance algorithms, glimpsing application in Photovoltaic Systems.

To demonstrate the feasibility of the project are presented and compared the simulation and experimental results of the proposed project. He has also performed theoretical studies on modeling and simulation of photovoltaic devices, photovoltaic voltage regulation, tracking the maximum power, and modeling and control of Boost converter for use in PV systems.

Keywords: Distributed generation of electricity, solar energy, photovoltaic effect, power electronics, Boost converter, MPPT, MPP, P & O and IncCond.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Modelos de módulos fotovoltaicos.	23
Figura 1.2 – Circuito elétrico equivalente para célula fotovoltaica.	25
Figura 1.3 – Parâmetros de potência máxima [15].	26
Figura 1.4 – (a) Curvas para vários níveis de irradiância, (b) Incremento na tensão devido ao incremento na temperatura [28].	27
Figura 1.5 – Efeito causado pela variação da intensidade luminosa [15].	28
Figura 1.6 – Efeito causado pela temperatura na célula [15].	28
Figura 2.1 – Sistema Grid Connect.	31
Figura 2.2 – Característica P-V com pontos de máxima potência conectados: (a) sob temperatura constante; (b) sob radiação constante.	34
Figura 2.3 – Fluxograma da técnica de tensão constante.	37
Figura 2.4 – Circuito elétrico equivalente para célula fotovoltaica.	40
Figura 2.5 – Sugestão para implementar o método Beta.	42
Figura 2.6 – Algoritmo do método Beta.	42
Figura 2.7 – Ilustração do método de Gradiente de Temperatura.	44
Figura 2.8 – Casos possíveis para a potência em um painel ou sistema fotovoltaico [43].	45
Figura 2.9 – Movimento do ponto de operação do painel ou sistema fotovoltaico na curva característica [44].	45
Figura 2.10 – Fluxograma do método P&O.	47
Figura 2.11 – Método da Condutância Incremental [49].	49
Figura 2.12 – Esquema para simulação da técnica IncCond [49].	50
Figura 3.1 – Conversor Boost [31].	53

Figura 3.2 – Perdas de cada componente do conversor proposto.....	59
Figura 3.3 – (a), (b), (c) e (d), resultados experimentais do conversor boost.....	62
Figura 3.4 – (a), (b), (c) e (d), resultados teóricos do conversor boost.	62
Figura 4.1 – Conversor Boost.....	67
Figura 4.2 – Conversor Boost conectado ao painel fotovoltaico.....	68
Figura 4.3 – Considerações sobre o painel fotovoltaico como resistência.....	68
Figura 4.4 – Malha do conversor Boost para chave S_1 fechada.	69
Figura 4.5 – Malha do conversor Boost para chave S_1 aberta.....	71
Figura 4.6 – Diagrama de blocos do controle por modo tensão.....	82
Figura 4.7 – Diagrama de blocos do controle por modo corrente média.	83
Figura 4.8 – Diagrama de blocos para um processo com controle PID.	85
Figura 4.9 – Lugar das raízes e diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$ do Boost.	87
Figura 4.10 – Resposta da planta a um degrau unitário.....	88
Figura 4.11 – Malha de controle da tensão de entrada do conversor.	88
Figura 4.12 – Assíntotas do compensador PID.	90
Figura 4.13 – Diagrama de Bode do PID projetado.	93
Figura 4.14 – Diagrama de Bode e lugar das raízes da planta compensada pelo PID.	94
Figura 4.15 – Resposta do sistema compensado com o PID após um degrau unitário.	95
Figura 5.1 – Módulo fotovoltaico.....	97
Figura 5.2 – Solar Module (Physical Model).	98
Figura 5.3 - Circuito para simulação da técnica P&O.....	98
Figura 5.4 - Esquema da simulação da técnica P&O.	99
Figura 5.5 - Esquema de simulação da técnica P&O para gerar o código em linguagem C. .	100

Figura 5.6 – Degraus de Potência emulada e Potência gerada.	101
Figura 5.7 - Degraus de Potência emulada e Potência gerada.	101
Figura 5.8 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.	101
Figura 5.9 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.	101
Figura 5.10 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (azul) e referência dada pelo controle MPPT (vermelho).	102
Figura 5.11 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (azul) e referência dada pelo controle MPPT (vermelho).	102
Figura 5.12 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (azul) e referência dada pelo controle MPPT (vermelho).	103
Figura 5.13 - Resposta do compensador PID utilizado.	103
Figura 5.14 - Eficiência do algoritmo de MPPT P&O.	103
Figura 5.15 - Eficiência do algoritmo de MPPT P&O.	104
Figura 5.16 - Perda de potência no MPPT P&O.	104
Figura 5.17 - Protótipo do conversor Boost.	105
Figura 5.18 - Especificações técnicas do SAS E4361A.	108
Figura 5.19 – SAS utilizado.	109
Figura 5.20 – Interface para ajustes do SAS.	109
Figura 5.21 - Resultados experimentais - Formas de onda da tensão de saída (canal 1), Tensão de entrada (canal 4), Corrente na chave (canal 2) e Sinal de pulso na chave (canal 4)..	110
Figura 5.22 - Resultados experimentais - Formas de onda da tensão de entrada (canal 1), Corrente de entrada (canal 2) e Potência entregue pelo SAS.	110

Figura 5.23 - Resultados experimentais - Formas de onda da tensão de entrada (canal 4), Tensão de saída (canal 1).....	111
Figura 5.24 - Resultados experimentais - Curva I-V do sistema.....	112
Figura 5.25 - Resultados experimentais - Curva I-V do sistema.....	113
Figura 5.26 - Resultados experimentais - Curva I-V do sistema.....	114
Figura 5.27 – Circuito para simulação.....	115
Figura 5.28 - Esquema para simulação da técnica IncCond.....	116
Figura 5.29 – Esquema de simulação da técnica IncCond para gerar o código em linguagem C.	116
Figura 5.30 - Steps de Potência emulada e Potência gerada.	117
Figura 5.31 - Steps de Potência emulada e Potência gerada.	117
Figura 5.32 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.....	117
Figura 5.33 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.....	118
Figura 5.34 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (vermelho) e referência dada pelo controle MPPT (azul).	118
Figura 5.35 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (vermelho) e referência dada pelo controle MPPT (azul).	118
Figura 5.36 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (vermelho) e referência dada pelo controle MPPT (azul).	119
Figura 5.37 – Eficiência do algoritmo de MPPT IncCond.....	119
Figura 5.38 – Eficiência do algoritmo de MPPT IncCond.....	119
Figura 5.39 – Perda de potência no MPPT IncCond.	120



ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1 - Parâmetros equivalentes de um arranjo de células fotovoltaicas.	29
Tabela 3.1 - Especificações para projeto do conversor Boost MCC.	53
Tabela 3.2 - Especificações técnicas do diodo CSD20060.	56
Tabela 3.3 - Especificações técnicas do MOSFET CMF20120fD.	57
Tabela 5.1 - Degraus de potência para simulação.	99
Tabela 5.2 - Valores parametrizados para o primeiro ponto de operação.	109
Tabela 5.3 - Valores estabelecidos para o primeiro ponto de operação.	114

SUMÁRIO

<i>AGRADECIMENTOS</i>	<i>VI</i>
<i>RESUMO</i>	<i>VIII</i>
<i>ABSTRACT</i>	<i>IX</i>
<i>ÍNDICE DE FIGURAS</i>	<i>X</i>
<i>ÍNDICE DE TABELAS</i>	<i>XIV</i>
<i>SUMÁRIO</i>	<i>XV</i>
<i>SIMBOLOGIA</i>	<i>XVIII</i>
<i>CAPÍTULO 1</i>	<i>20</i>
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	20
1.2 - MÓDULOS FOTOVOLTAICOS	22
1.3 - CARACTERÍSTICA ELÉTRICA DO MÓDULO	24
<i>CAPÍTULO 2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA</i>	<i>31</i>
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	31
2.2 - MÉTODO DA RAZÃO CÍCLICA FIXA (CDC – CONSTANT DUTY CYCLE) ..	32
2.3 - MÉTODO DA TENSÃO CONSTANTE (CV – CONSTANT VOLTAGE)	33
2.4 - MÉTODO DA CORRENTE DE CURTO CIRCUITO (SC – SHORT CIRCUIT)	35
2.5 - MÉTODO DA TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO (OV – OPEN VOLTAGE) ...	36
2.6 - MÉTODO DE LEITURA DE TABELA (LOOK UP TABLE).....	38

2.7 - MÉTODO DA CÉLULA PILOTO	38
2.8 - MÉTODO BETA.....	40
2.9 - MÉTODO DA TEMPERATURA.....	43
2.10 - MÉTODO PERTURBA E OBSERVA (P&O) – HILL CLIMBING	44
2.11 - MÉTODO CONDUTÂNCIA INCREMENTAL (IncCond).....	47
2.12 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	50
<i>CAPÍTULO 3 Projeto físico do conversor boost</i>	52
3.1 - INTRODUÇÃO	52
3.2 - PROJETO DO CONVERSOR BOOST.....	53
3.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
<i>CAPÍTULO 4 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST</i>	64
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	64
4.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST	65
4.3 - TIPOS DE CONTROLE	81
4.3.1 - CONTROLE POR MODO TENSÃO	81
4.3.2 - CONTROLE POR MODO CORRENTE MÉDIA	82
4.4 - CONTROLADORES	83
4.4.1 - CONTROLADOR AVANÇO DE FASE - PD	84
4.4.2 - CONTROLADOR ATRASO DE FASE - PI	84
4.4.3 - CONTROLADOR COMBINADO - PID.....	85
4.5 - PROJETO DE CONTROLADORES.....	87
4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	95

<i>CAPÍTULO 5 RESULTADOS teóricos E EXPERIMENTAIS</i>	<i>96</i>
<i>5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....</i>	<i>96</i>
<i>5.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</i>	<i>96</i>
<i>5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS UTILIZANDO O ALGORITMO DE MPPT P&O</i>	<i>97</i>
<i>5.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA TÉCNICA DE MPPT IncCond.....</i>	<i>115</i>
<i>5.5 - CONCLUSÕES FINAIS.....</i>	<i>120</i>
<i>CAPÍTULO 6 CONCLUSÕES GERAIS.....</i>	<i>121</i>
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</i>	<i>123</i>
<i>Apêndice A – Layouts da placa de potência e das fontes auxiliares</i>	<i>130</i>
<i>Apêndice B – Algoritmos de MPPT.....</i>	<i>132</i>
<i>Apêndice C – Projeto Físico do Conversor Boost e do Indutor de Entrada</i>	<i>135</i>

SIMBOLOGIA

AD	- Analógico/digital.
CA	- Corrente alternada.
CC	- Corrente contínua.
CMPPT	- Rastreamento de máxima potência com controle da corrente.
DA	- Digital/analógico.
DSP	- Processador digital de sinais (do inglês, digital signal processor).
MCC	- Modo de condução contínua.
MCD	- Modo de condução descontínua.
MIPS	- Milhões de instruções por segundo.
MPP	- Ponto de máxima potência (do inglês, maximum power point).
MPPT	- Rastreamento de máxima potência (do inglês, maximum power point tracking).
P&O	- Perturba e Observa.
PV	- Fotovoltaica (do inglês, photovoltaic).
PWM	- Modulação por largura de pulso (do inglês, pulse width modulation)
RMS	- Média quadrática (do inglês, root mean square)
RSE	- Resistência série equivalente.
SSAMA	- Modelagem pela abordagem do espaço de estado médio (do inglês, state of space average modelling approach)
VMPPT	- Rastreamento de máxima potência com controle da tensão

μ_0	- Permeabilidade magnética do vácuo
μ_e	- Permeabilidade efetiva do núcleo
A_{cu}	- Área de seção transversal do fio de cobre
A_e	- Área efetiva do núcleo magnético
A_L	- Fator de indutância
A_p	- Produto das áreas úteis do núcleo
B	- Densidade de fluxo magnético
C_0	- Capacitor de filtro de saída
C_{in}	- Capacitor de filtro de entrada
CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Contínua
D	- Razão Cíclica
f	- Frequência de Chaveamento
G	- Ganho estático
K_j	- Coeficiente de densidade de corrente nos fios
K_u	- Fator de utilização da área da janela
L	- Indutor boost
N	- Número de espiras
P_0	- Potência de Saída
P_i	- Potência de Entrada
R	- Resistência de Carga
T	- Período de Chaveamento
V_0	- Tensão de Saída
V_i	- Tensão de Entrada

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A geração fotovoltaica de energia elétrica tem sido amplamente discutida na comunidade científica, em que inúmeros trabalhos vêm sendo publicados, exaustando o tema e dando o embasamento teórico para o desenvolvimento de projetos cada vez mais complexos.

A expansão da tecnologia fotovoltaica, que cresce exponencialmente desde a década de 70, pode ser atribuída a três aspectos distintos: o primeiro refere-se à melhora significativa dos materiais empregados na fabricação de células fotovoltaicas. Atualmente, além do Silício, que é o material utilizado em maior escala para a referida finalidade, uma gama bastante ampla de materiais vem sendo disponibilizada, permitindo o aperfeiçoamento, não apenas em termos de eficiência de conversão, mas também em flexibilidade, peso e custos.

O segundo aspecto impulsionador da tecnologia refere-se à busca incessante por fontes renováveis de energia que se adequem às legislações vigentes, principalmente, nos tempos atuais, em que o apelo ecológico e as dificuldades na obtenção de licenças dos órgãos ambientais para construção de usinas de grande porte se fazem presentes. Este fato também é perceptível na intervenção governamental em muitos países, sobretudo nos europeus, em que subsídios são fornecidos visando expandir o uso de fontes alternativas de energia, se destacando a fotovoltaica, a qual apresenta as seguintes vantagens:

- Confiabilidade: evitam o elevado custo de falhas no sistema elétrico em aplicações que demandam alimentação ininterrupta (fonte de energia backup);
-

- Durabilidade: longa vida útil sendo maior que 25 anos;
- Baixo custo de manutenção: necessitando somente de limpeza periódica nos módulos;
- Baixa poluição sonora;
- Possibilita a expansão da potência instalada de forma modular;
- Oferece segurança ao instalador e ao usuário final;
- Promove a autossuficiência de energia elétrica em algumas aplicações;
- Alto desempenho em elevadas altitudes.

Quando comparado com os sistemas de energia convencionais, a geração de energia fotovoltaica apresenta algumas desvantagens, tais como:

- Elevado investimento inicial;
- Viabilidade da radiações solar disponível ao longo do dia e do ano;
- Armazenamento de energia, no caso de sistemas autônomos;
- Baixa eficiência da conversão da energia solar em elétrica;
- Escassez de mão-de-obra especializada.

Evidentemente, mesmo com eficiências de conversão cada vez maiores e com a tendência mundial de utilização de fontes renováveis de energia, a geração fotovoltaica somente alcançou os patamares atuais de geração graças ao desenvolvimento da eletrônica de potência, através do desenvolvimento de novas tecnologias para o processamento da energia fotogerada, visando sempre extrair a máxima potência possível dos módulos fotovoltaicos em qualquer condição climática. Além disso, os conversores estáticos utilizados têm como objetivo adequar os níveis de tensão e corrente provenientes do arranjo fotovoltaico às necessidades da carga. No caso de cargas alimentadas em corrente contínua, são utilizados os

conversores CC-CC. No caso de cargas em corrente alternada ou no caso de sistemas conectados à rede elétrica, os conversores CC-CA são utilizados [1 -27].

1.2 - MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Um painel ou gerador solar fotovoltaico produz eletricidade em seus terminais em virtude do efeito solar fotovoltaico provocado pela irradiação solar sobre o mesmo. A utilização da eletricidade produzida, seja para conexão com a rede elétrica de distribuição, ou mesmo para utilização como unidade isolada, requer o uso de conversores estáticos de potência para adequar os níveis de tensão necessários. Este conjunto é denominado sistema fotovoltaico.

As células solares fotovoltaicas são dispositivos semicondutores capazes de absorver luz e converter parte da energia absorvida em eletricidade. Os painéis solares fotovoltaicos são construídos a partir da associação de células solares fotovoltaicas em série e/ou em paralelo. A capacidade de produção de energia a partir dos painéis é predominantemente limitada por restrições físicas das células solares fotovoltaicas, cujo custo e eficiência ainda é um grande empecilho para a disseminação desta tecnologia em larga escala. Atualmente os dois tipos de células solares fotovoltaicas mais comuns são à base de silício monocristalino e policristalino.

Mesmo sendo onerosa à energia fotovoltaica, se comparada à energia hidrelétrica, a falta de informações por parte dos consumidores e de uma política de incentivo adequada são os maiores obstáculos para a utilização dessa fonte de energia, tendo em vista que é possível reduzir substancialmente os custos com energia implementando sistemas de foto aquecimento.

Embora atenda todos os pré-requisitos ambientais, do ponto de vista dos aspectos técnicos e econômicos muitas vezes inviabilizam sua utilização para geração de energia elétrica, apresentando eficiência energética da ordem de 15%, ao mesmo tempo em que o

investimento necessário para adquirir o sistema de geração de energia elétrica fotovoltaica é elevado. A conjugação destas características faz com que o retorno de investimento de sistemas fotovoltaicos seja em longo prazo (da ordem de 15 a 30 anos) [10-12].

A maioria dos módulos fotovoltaicos são fabricados utilizando o silício, que pode ser encontrado na natureza em grandes quantidades sob a forma de sílica. Um dos motivos para essa utilização é o domínio das tecnologias de purificação do silício pela indústria de componentes semicondutores [13].

A conversão da energia solar em elétrica tem por base o efeito fotovoltaico. O efeito fotovoltaico foi relatado pela primeira vez por Edmond Becquerel, em 1839, e ocorre em materiais semicondutores que se caracterizam pela presença de bandas de energia onde é permitida a presença de elétrons (banda de valência) e de outra onde totalmente “vazia” (banda de condução), a melhor forma de compreendê-lo, é interpretar que é um fenômeno ao qual uma estrutura de material semicondutor é exposta a luz e em suas extremidades é observado o aparecimento de uma diferença de potencial, produzida pela absorção da luz. Desde essa época até os dias de hoje, os painéis vêm sendo aprimorados para obter uma eficiência de conversão cada vez maior [15]. A Figura 1.1 ilustra alguns modelos de painéis fotovoltaico.

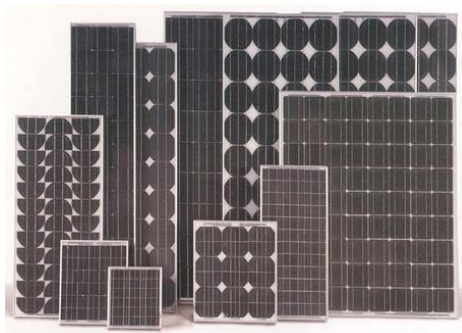


Figura 1.1 – Modelos de módulos fotovoltaicos.

O princípio de funcionamento do sistema fotovoltaico tem por base a transformação direta de luz em eletricidade e fundamenta-se na teoria do diodo de junção pn [13].

O Brasil possui excelentes níveis de radiação solar, devido a sua localização geográfica, fator que coloca o país em vantagem com relação aos países industrializados com relação à possibilidade de utilização da energia solar. Os painéis fotovoltaicos são muito utilizados na Europa, principalmente na Alemanha, onde a irradiação solar é 1,4 vezes menor que na região com menor incidência no Brasil. Este sistema pode ajudar a melhorar as condições de vida em localidades isoladas onde não existem redes de energia elétrica.

O formato de tensão disponível nos terminais de saída de uma fonte alternativa de energia tipo PV é em corrente contínua e geralmente está em nível inferior ao solicitado pela aplicação em CA. Para solucionar este problema, é associado um conversor CC-CC elevador com um inversor fonte de tensão, outra técnica é a de utilizar uma estrutura integrada de elevador mais inversor.

1.3 - CARACTERÍSTICA ELÉTRICA DO MÓDULO

Para entender o comportamento elétrico de um painel fotovoltaico, é necessário criar um modelo baseado em um circuito elétrico. O modelo mais simples de uma célula solar é uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, conforme. A figura 1.2 ilustra o circuito elétrico equivalente de um PV e a equação (1.1) expressa o equacionamento básico do circuito.

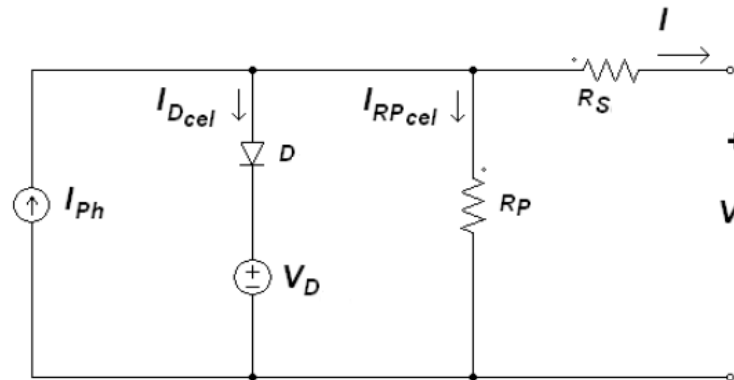


Figura 1.2 – Circuito elétrico equivalente para célula fotovoltaica.

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (1.1)$$

Onde:

V, I – Tensão e corrente nos terminais de saída da célula solar;

I_{ph} – Corrente gerada pela interação fóton-elétron;

I_r – Corrente de saturação reversa da célula;

R_s, R_p – Resistência série e paralela da célula;

Q – Carga do elétron;

η – Fator de qualidade da junção p-n;

k – Constante de Boltzmann;

T – Temperatura ambiente em Kelvin.

Os parâmetros I_{ph} e I_r são dependentes da corrente de curto-circuito por célula, temperatura de curto circuito, temperatura de referência, intensidade de radiação solar, energia de banda proibida e da tensão de circuito aberto por célula, ou seja, são dependentes das características da célula e do material utilizado para sua construção.

Utilizando a equação 1.1 é possível traçar a curva característica de tensão e corrente da célula, Figura 1.3, que depende dos valores de R_s e R_p , e dos níveis de temperatura e a radiação incidente no PV.

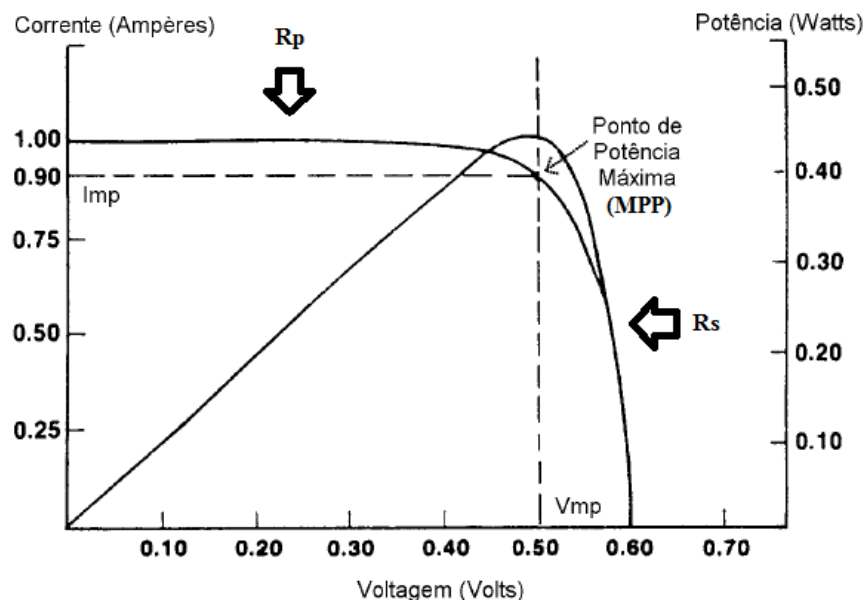


Figura 1.3 – Parâmetros de potência máxima [15].

Para cada curva, dada pelos parâmetros inerentes e externos do PV, existe um ponto de máxima potência que pode ser extraída do painel (MPP - Maximum Power Point). Conforme se observa na Figura 1.3 a resistência R_s regula a inclinação da curva após o valor de MPP, onde o PV atua como fonte de tensão. A resistência R_p regula a inclinação antes do MPP, onde o módulo comporta-se como fonte de corrente.

A máxima potência fornecida pelo painel é fortemente influenciada pelo nível de irradiância e pela temperatura. A figura 1.4 apresenta várias curvas, com diferentes valores de potência de saída do módulo fotovoltaico fabricado pela KYOCERA, modelo KD135SX-UPU, utilizado no NUPEP.

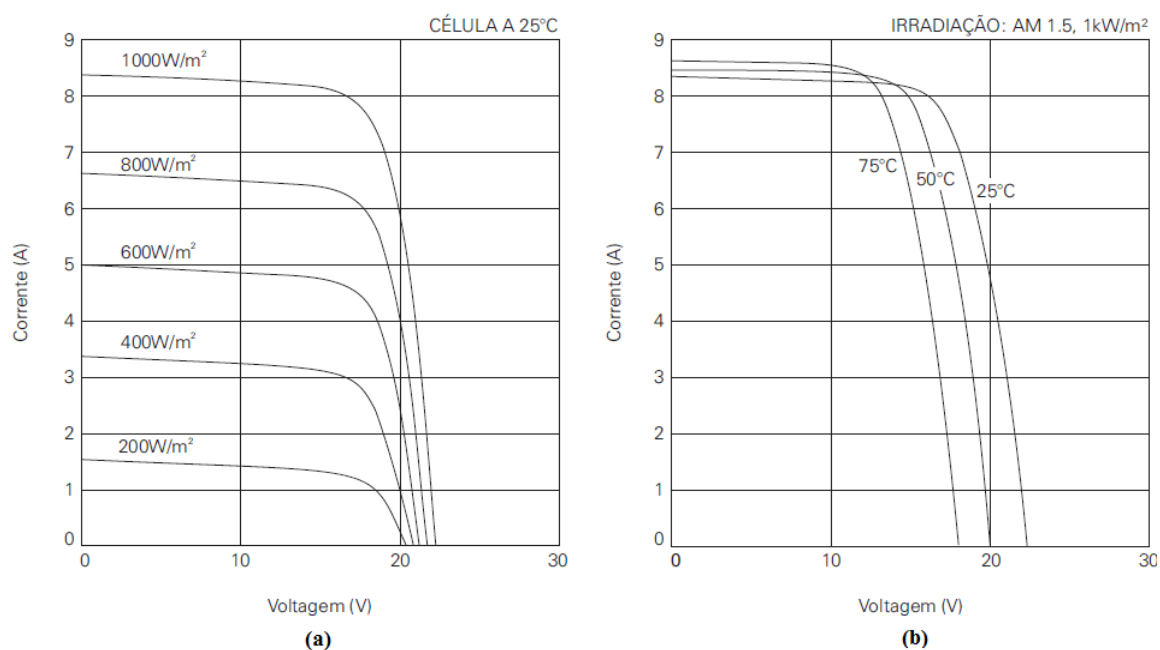


Figura 1.4 – (a) Curvas para vários níveis de irradiância, (b) Incremento na tensão devido ao incremento na temperatura [28].

Os principais fatores que influenciam nas características elétricas de um painel são a Intensidade Luminosa e a Temperatura das Células. A corrente gerada nos módulos aumenta linearmente com o aumento da Intensidade luminosa. Por outro lado, o aumento da temperatura na célula faz com que a eficiência do módulo caia abaixando assim os pontos de operação para potência máxima gerada.

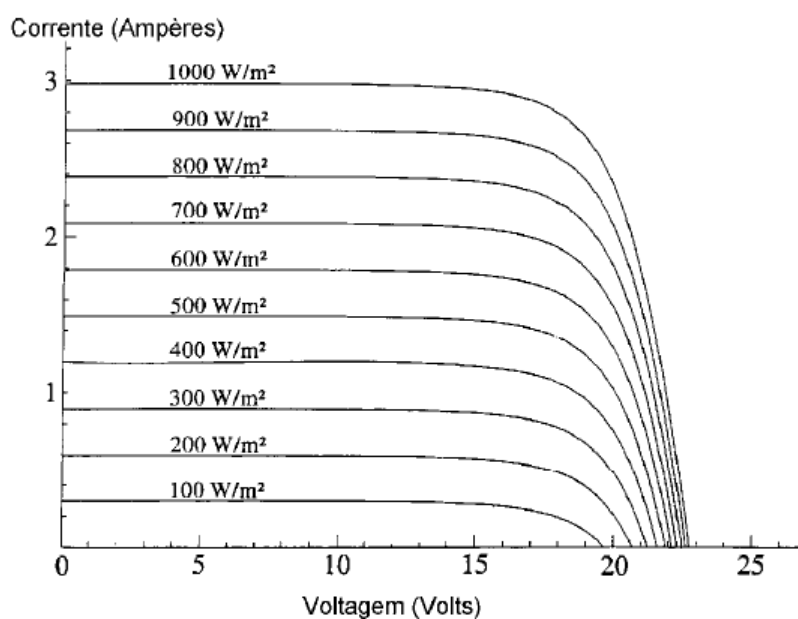


Figura 1.5 – Efeito causado pela variação da intensidade luminosa [15].

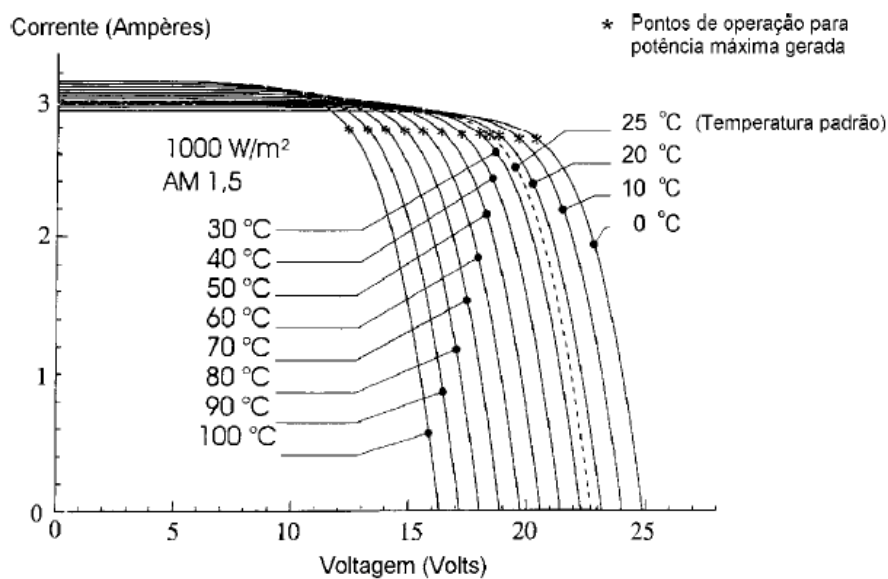


Figura 1.6 – Efeito causado pela temperatura na célula [15].

Os módulos fotovoltaicos podem ser confeccionados através de associação série, paralelo ou série-paralela (mista) de células fotovoltaicas. Para validação do modelo elétrico, consideram-se todas as células idênticas e submetidas às mesmas condições de radiação e

temperatura. A tabela 1.1 mostra os parâmetros do módulo fotovoltaico obtido em conexões série, paralela e mista.

Tabela 1.1 - Parâmetros equivalentes de um arranjo de células fotovoltaicas.

Parâmetros	Célula Fotovoltaica	Módulo Fotovoltaico		
		Associação Série	Associação Paralelo	Associação Mista
Número de Células	1	N_s	N_p	$N_s + N_p$
Resistência série	R_{scel}	$R_s = N_s.R_{scel}$	$R_s = R_{scel}/N_p$	$R_s = (N_s/N_p).R_{scel}$
Resistência paralela	R_{pcel}	$R_p = N_s.R_{pcel}$	$R_p = R_{pcel}/N_p$	$R_p = (N_s/N_p).R_{pcel}$
Corrente foto-gerada	I_{phcel}	$I_{ph} = I_{phcel}$	$I_{ph} = N_p.I_{phcel}$	$I_{ph} = N_p.I_{phcel}$
Tensão de saída	V_{cel}	$V = N_s.V_{cel}$	$V = V_{cel}$	$V = N_s.V_{cel}$
Corrente de saída	I_{cel}	$I = I_{cel}$	$I = N_p.I_{cel}$	$I = N_p.I_{phcel}$

Diante do exposto, fica evidenciado que torna-se necessário determinar a corrente solicitada ao painel em função de seus parâmetros. Uma técnica utilizada para este fim é denominada seguidor do ponto de máxima potência (MPPT – Maximum Power Point Tracking), onde uma das possibilidades de operação é fixar a tensão de saída do arranjo fotovoltaico.

Sabe-se que a eficiência de um sistema fotovoltaico é baixa, neste sentido, é de suma importância o emprego de técnicas de MPPT em conversores estáticos para sistemas PV, afim de que o sistema opera no MPP, melhorando substancialmente o rendimento do sistema como

um todo. Nesse sentido, o próximo será apresentado no próximo capítulo um estudo das técnicas de MPPT mais utilizadas.

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os elevados custos da implementação de um sistema fotovoltaico e a baixa eficiência de conversão das células solares são os maiores obstáculos da geração de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos. Desta forma torna-se necessário implementar técnicas para otimizar ao máximo o aproveitamento da capacidade de geração de um modulo solar ou arranjo de módulos e ao mesmo tempo operar no ponto de máxima potência (MPP). Para que o sistema fotovoltaico opere sempre no MPP, utiliza-se técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*). A figura 2.1 apresenta um sistema fotovoltaico que evidencia as conexões físicas para realizar o MPPT.

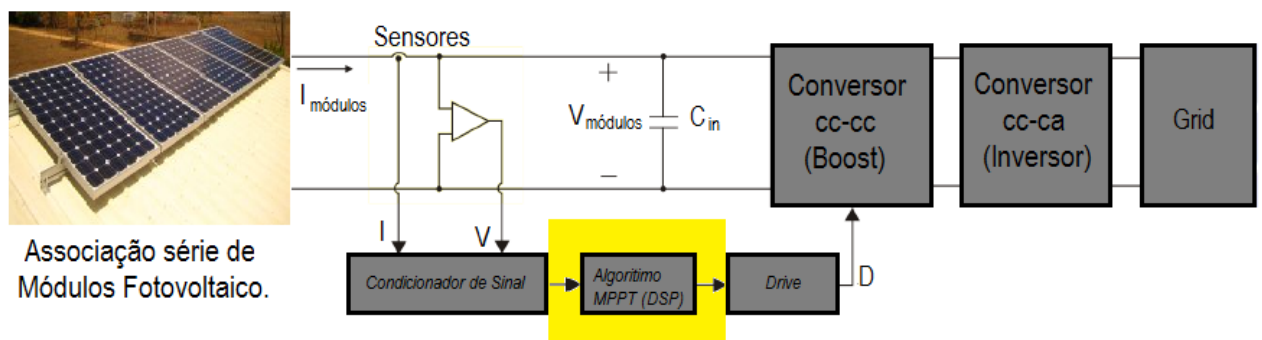


Figura 2.1 – Sistema Grid Connect.

As técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, maximum power point tracking) são indispensáveis no funcionamento dos conversores eletrônicos em aplicações para sistemas fotovoltaicos. A técnica do MPPT consiste em manter um módulo

(ou arranjo) fotovoltaico operando em um ponto específico de sua curva I-V, de tal forma que, a potência máxima disponível seja extraída para as condições de temperatura e radiação incidente a cada instante.

A potência fornecida pelo módulo ou arranjo fotovoltaico é variável em função das mudanças climáticas e da radiação solar ao longo do dia. Esta potencia é diretamente interferida por irregularidades causadas pelo sombreamento parcial sobre os painéis ou células. A curva $I \times V$ do dispositivo fotovoltaico é constantemente modificada, devido às mudanças de temperatura e níveis de irradiação, ao longo do dia. Para corrigir tal particularidade faz-se o rastreamento do ponto ideal de operação do sistema fotovoltaico, objetivando obter o máximo rendimento.

A literatura contempla diversos métodos e técnicas de algoritmos que, de forma analógica ou digital, quando associados adequadamente a um conversor, podem forçar o módulo fotovoltaico a operar no ponto de máxima potência (ponto ótimo), tais métodos variam em complexidade, velocidade de convergência para o ponto ideal, tipos de sensores requeridos, custo, faixa de eficiência, implementação em hardware e popularidade entre outros aspectos [37 - 41].

Neste capítulo serão apresentados alguns dos métodos mais utilizados para a realização do MPPT, onde para cada método serão apresentadas informações teóricas, destacando as vantagens e desvantagens de cada método.

2.2 - MÉTODO DA RAZÃO CÍCLICA FIXA (CDC – CONSTANT DUTY CYCLE)

Esta técnica é aceita como uma das mais simples. Ela consiste no pré-ajuste da razão cíclica do conversor, de tal modo que a curva de carga intercepte a curva de geração no ponto

de máxima potência desejado. Desta forma, enquanto o módulo operar neste ponto, a carga será suprida com a máxima potência disponível. Nesta técnica não há realimentação e nem ajuste da razão cíclica durante a operação. Sendo assim, é considerada como uma técnica de malha aberta ou off-line. Nesta perspectiva, por ser simples e não ter realimentação, possui algumas limitações:

- Não é imune às variações climáticas, à mudança de carga, nem ao envelhecimento do módulo;
- É pré-ajustado de acordo com as condições climáticas médias, pois, o ajuste da razão cíclica é feito considerando a potência média gerada pelo módulo ao longo de um período.

Se a carga for um banco de baterias, o emprego desta técnica terá melhor desempenho em relação ao seu emprego com carga resistiva, visto que, nesta condição, a razão cíclica pode ser ajustada simplesmente para refletir a tensão do banco de baterias para módulo fotovoltaico.

Por óbvio, quando houver variações de temperatura na superfície do módulo que alteram a tensão para qual a máxima potência ocorre, o método se torna falho.

Alguns conversores quando operando no modo descontínuo, por exemplo, Sepic, Zeta e Buck-Boost, representam, do ponto de vista do módulo fotovoltaico, em uma impedância de entrada independente da carga. Deste modo, se a razão cíclica for ajustada para o ponto de máxima potência, variações na carga não irão afetar o ponto de operação. Porém, variações de radiação ou temperatura continuam influenciando em seu desempenho, [37 – 41].

2.3 - MÉTODO DA TENSÃO CONSTANTE (CV – CONSTANT VOLTAGE)

Este é um método mais simples, uma vez que consiste na manutenção da tensão do módulo V_{max} que, conforme o gráfico P-V, corresponde ao ponto de máxima potência.

Assim sendo, monitorando somente a tensão do módulo, atua-se no conversor CC-CC, atualizando a razão cíclica e impondo a tensão de referência como ponto de operação. Na Figura 2.2a, nota-se que, para uma temperatura constante, o ponto de máxima potência desloca-se verticalmente, ou seja, para qualquer valor de radiação, a tensão que garante a máxima transferência de potência é praticamente a mesma, limitada à uma pequena faixa ΔV_{mpp} .

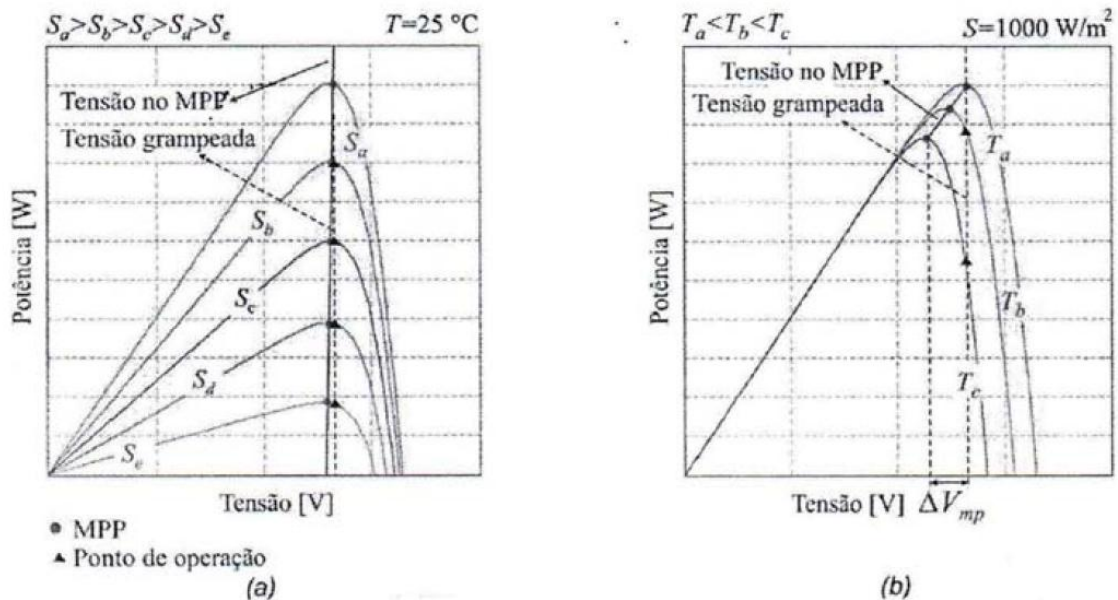


Figura 2.2 – Característica P-V com pontos de máxima potência conectados: (a) sob temperatura constante; (b) sob radiação constante.

Contudo, quando há variações na temperatura das células, a tensão de MPP é consideravelmente alterada, não coincidindo mais com o valor de referência a ser grampeado, faz com que o módulo opere fora do ponto de máxima potência. Esta situação está representada na Figura 2.2b, em que os marcadores circulares caracterizam os pontos de

máxima potência, enquanto os triangulares, os pontos de operação, obtidos através do grampeamento da tensão no valor de referência.

Conclui-se que este método é eficaz apenas quando a variação de temperatura na superfície do módulo é muito pequena, caso contrário, o ponto de operação se afasta do ponto de MPP, proporcionalmente ao aumento da temperatura. Além desta desvantagem, o método apresenta como inconveniente a necessidade do conhecimento prévio da tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico, para que possa ser ajustada como referência, [37 – 41].

2.4 - MÉTODO DA CORRENTE DE CURTO CIRCUITO (SC – SHORT CIRCUIT)

Neste método, o ponto de máxima potência é encontrado medindo-se a corrente de operação do conversor e a corrente de curto circuito no módulo fotovoltaico. A corrente de operação ótima do módulo, de fato, é proporcional à sua corrente de curto circuito para considerável faixa de radiação (S) e temperatura (T), de maneira que a equação 2.1 possa ser escrita:

$$I_{pv(MPP)} = K_I + K_d \cdot I_{pv(sc)} \quad (2.1)$$

Onde K_I é a constante de proporcionalidade, com valor de cerca de 0.92, e se mantém fixa em uma faixa de temperatura de aproximadamente $0^{\circ}\text{C} < T < 60^{\circ}\text{C}$, sob a superfície do módulo.

Nesta técnica, é necessário introduzir um interruptor em paralelo com o módulo fotovoltaico para que seja possível medir a corrente de curto circuito. Ressalta-se que, durante o curto circuito, a tensão nos terminais do módulo torna-se nula ($V_{pv} = 0$) e,

consequentemente, nenhuma potência é transferida à carga, fato este que, de certo modo, reduz a eficiência de rastreamento, haja vista a relação das perdas no sistema, [37 – 41].

2.5 - MÉTODO DA TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO (OV – OPEN VOLTAGE)

Este algoritmo tem como base a tensão de máxima potência (V_{max}) e a tensão de circuito aberto (V_{OC}) têm aproximadamente uma relação linear independente de qualquer condição de radiação e temperatura [37 - 41].

$$V_{max} \approx K_1 \cdot V_{OC} \quad (2.2)$$

$K_1 \rightarrow$ Fator de Tensão

O termo K_1 depende das características do arranjo fotovoltaico utilizado no projeto. O calculo do fator de tensão é geralmente empírico, podendo assim, determinar V_{max} e V_{OC} para diferentes condições meteorológicas. Segundo [42], K_1 é variável e encontra-se geralmente entre 0,7 e 0,8. O V_{max} pode ser calculado através da equação (2.2) quando se conhece o termo K_1 . Para medir a tensão de circuito aberto V_{OC} é preciso desconectar o conversor do arranjo fotovoltaico periodicamente. Através do fluxograma apresentado na Figura (2.3), pode-se observar, que o valor de V_{max} é utilizado como referência para ser comparado com a medição de tensão do painel (V_{pa}) e gerar um sinal de erro que é utilizado para ajustar a tensão de controle (V_C).

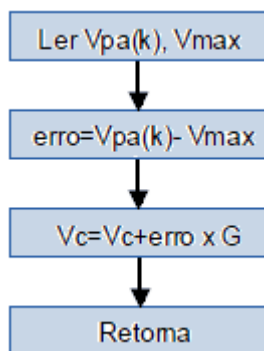


Figura 2.3 – Fluxograma da técnica de tensão constante.

Ao empregar esse método deve-se considerar três parâmetros. O primeiro é o período de amostragem da tensão de circuito aberto (T_{CA}), que é o intervalo de tempo em que o arranjo fotovoltaico é desligado do conversor de potência. O segundo é o período de amostragem (T_A), corresponde ao intervalo de tempo que a tensão do painel é amostrada em regime de funcionamento normal. O terceiro e ultimo é o ganho G do algoritmo para esta técnica.

Com base nos três parâmetros considerados podemos concluir que: Se T_{CA} for muito pequeno, a energia produzida nos painéis será reduzida pelo aumento na frequência das perdas momentâneas de energia por desconexão. Em contra partida se o T_{CA} for muito grande o MPP não poderá ser seguido para mudanças meteorológicas. Já os termos T_A e G , estão relacionados com a velocidade de convergência e a estabilidade da técnica. Sendo assim, pode-se concluir que uma diminuição no valor de T_A , permite aumentar a velocidade de convergência embora aumente a ondulação de potência em regime permanente, o sistema pode ficar instável para valores muito pequenos. Para aumentos no ganho G , a velocidade de convergência aumentará e será acrescida a ondulação em regime permanente da potência de saída do painel, chegando a instabilidade para ganhos muito grande, [37 – 41].

2.6 - MÉTODO DE LEITURA DE TABELA (LOOK UP TABLE)

Neste método, diversos valores de tensão e corrente do módulo fotovoltaico, correspondentes ao ponto de máxima potência, para determinadas condições climáticas de radiação e temperatura, são previamente acumulados em uma tabela. Desta maneira, quando o sistema está operando, os valores medidos em tempo real de tensão e de corrente do módulo são comparados com os existentes na tabela e o controle tomará a decisão de colocar o sistema operando no MPP.

Em algumas situações, é definida uma função de valores de corrente para vários pontos de máxima potência $IMPP=f(P_{m\acute{a}x})$. Quando o sistema está em operação, é realizada uma comparação entre a corrente do módulo fotovoltaico, medida em tempo real, e a corrente tabelada. Quando o erro entre ambas for nulo, a corrente drenada do módulo corresponderá ao seu ponto de máxima potência.

Esse algoritmo é tanto mais eficaz quando mais pontos de operação forem acumulados. No passado esse método tinha como principal inconveniente e a impossibilidade de gravar e armazenar todas as possíveis situações de operação, exigindo o emprego de um sistema digital com grande capacidade de memória para acumular os dados da tabela. Com os adventos tecnológicos não se tem mais esse inconveniente, [37 – 41].

2.7 - MÉTODO DA CÉLULA PILOTO

Neste método, um pequeno módulo fotovoltaico, denominado de célula piloto, é utilizado como sensor. Esta técnica evita a necessidade de curto-circuito ou circuito aberto para medir a corrente de curto circuito (I_{SC}) ou tensão de circuito aberto (V_{OC}) do sistema principal, respectivamente, haja vista que tal procedimento é realizado na célula piloto eletricamente isolada do circuito principal, [37 – 41].

Considerando que os módulos fotovoltaicos principais estão sob as mesmas condições de radiação e temperatura da célula piloto, a tensão e a corrente de máxima potência (dependendo do método utilizado), podem ser calculadas de acordo com as equações 2.3 e 2.4.

$$V_{pv_MPP} = k_1 \cdot V_{oc_cel} \quad (2.3)$$

$$V_{pv_MPP} = k_2 \cdot I_{sc_cel} \quad (2.4)$$

Onde K_1 e K_2 são constantes de proporcionalidade entre as variáveis da célula piloto e dos módulos principais.

As vantagens desse método residem principalmente nos seguintes pontos:

- Implementação simples;
- Utilização de somente um sensor (ou de corrente ou de tensão), tornando-o bastante econômico;
- Ausência de períodos de não – fornecimento de energia à carga (que ocorre ou de tensão), tornando-o bastante econômico;
- Ausência de períodos de não – fornecimento de energia à carga (que ocorre quando se utiliza um método da corrente de curto- circuito ou da tensão de circuito aberto nos módulos principais).

Apesar de ser um método atrativo para grandes sistemas fotovoltaicos, apresenta algumas desvantagens, tais como:

- Não há garantia de que se tenha as mesmas características dos módulos, configurando um erro natural inerente ao método;
-

• Necessidade de a célula piloto estar o mais próxima possível dos módulos fotovoltaicos, para que sejam garantidas condições muito semelhantes de radiação e temperatura em ambos os elementos. Caso a diferença seja considerável, as informações obtidas a partir da célula piloto não serão condizentes às condições do arranjo, [37 – 41].

2.8 - MÉTODO BETA

O método Beta consiste na aproximação do ponto de máxima potência por meio do equacionamento de uma variável intermediária, denominada β (Beta).

Com o intuito de mostrar a dedução dessa variável, o circuito equivalente do módulo fotovoltaico é simplificado, sendo reduzido ao modelo com um exponencial mostrado na Figura 2.4.

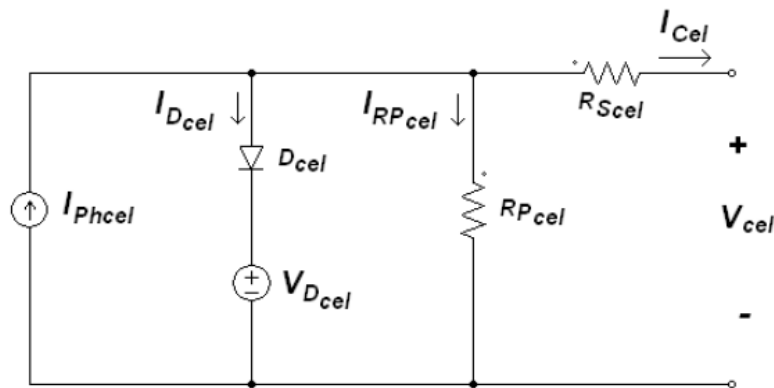


Figura 2.4 – Circuito elétrico equivalente para célula fotovoltaica.

A corrente que circula pelo resistor paralelo R_p será aqui desprezada. Assim, a corrente de saída do módulo fotovoltaico, será definida por:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \cdot [e^{c \cdot (v_{pv} + I_{pv} \cdot R_s)} - 1] \quad (2.5)$$

Onde:

- I_{ph} é corrente fotogerada;
- I_0 é a corrente de saturação reversa;
- R_s é a resistência série do modelo;
- $c = q/(A \cdot k \cdot T \cdot ns)$ é uma constante que depende da carga do elétron (q), do fator de

qualidade de junção do módulo (A), da constante de Boltzmann (k), da temperatura (T) e do número de células em série (ns).

A partir da equação da potência gerada, escreve-se:

$$P_{pv} = i_{pv} \cdot V_{pv} \quad (2.6)$$

Derivando-se a potência em função da tensão do painel, tem-se:

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = \frac{\partial i_{pv}}{\partial V_{pv}} V_{pv} + i_{pv} \quad (2.7)$$

Substituindo-se (2.5) em (2.7) e sabendo que no ponto de máxima potência, então:

$$\frac{i_{pv}}{V_{pv}} = I_0 \cdot \left[e^{c \cdot (V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s)} \cdot c \cdot \left(1 + R_s \cdot \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \right) \right] \quad (2.8)$$

Considerando que a resistência série do módulo é suficiente pequena para ser ignorada, ou seja, $R_s \cong 0$, a equação (2.8) reduz-se a:

$$\frac{i_{pv}}{V_{pv}} = I_0 \cdot c \cdot e^{c \cdot V_{pv}} \quad (2.9)$$

Aplicando logaritmo neperiano em ambos os lados da equação 2.9, obtém-se:

$$\beta = \ln(I_0 + c) = \ln\left(\frac{i_{pv}}{V_{pv}}\right) - c \cdot V_{pv} \quad (2.10)$$

Uma forma de implementação dessa técnica é apresentada na Figura 2.5, cujo respectivo algoritmo é mostrado na Figura 2.6, [37 – 41].

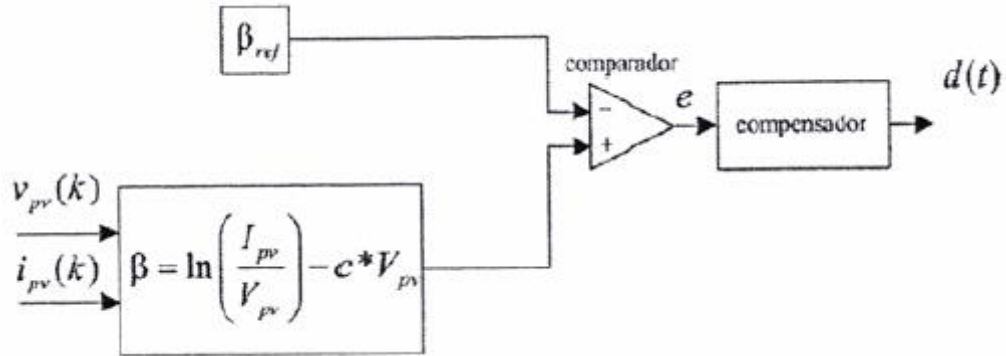


Figura 2.5 – Sugestão para implementar o método Beta.

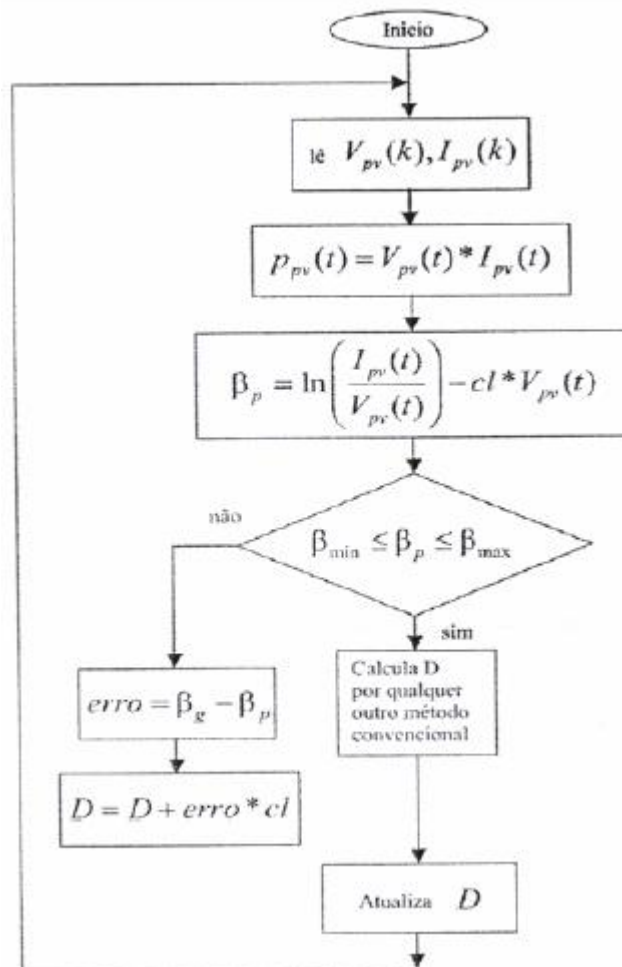


Figura 2.6 – Algoritmo do método Beta.

2.9 - MÉTODO DA TEMPERATURA

Em um módulo fotovoltaico, a tensão de circuito aberto comporta-se de forma linear com a temperatura, sendo que variações de radiação praticamente não afetam tal grandeza, conforme expressa, sem perda de generalidade e equação (2.11).

$$V_{oc} \cong V_{oc}^{STC} + \frac{dV_{oc}}{dT} \cdot (T - T^{STC}) \quad (2.11)$$

Onde:

- V_{oc}^{STC} é a tensão de circuito aberto nas condições padrão de teste;
- $\frac{dV_{oc}}{dT}$ é a taxa de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura (geralmente

fornecida no manual do fabricante);

- T é a temperatura na superfície do módulo;
- T^{STC} é a temperatura no STC.

Basicamente, na literatura, o emprego de medições de temperatura para aplicações em MPPT restringe-se no método denominado de Gradiente de Temperatura (TG – Temperature Gradient), que utiliza a medição da temperatura para determinar a tensão de circuito aberto através da equação 2.11 e, então, empregando 2.2, encontrar a tensão de máxima potência através da técnica da tensão de circuito aberto.

Nesse sentido, o método do gradiente de temperatura tem como principal vantagem o fato de evitar a perda de potência, inerente ao método da tensão de circuito aberto. Contudo, devido à necessidade de medição de temperatura a tensão, dois sensores são empregados, conforme ilustrado na Figura 2.7, [37 – 41].

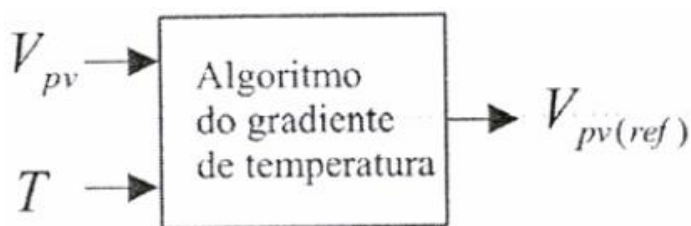


Figura 2.7 – Ilustração do método de Gradiente de Temperatura.

2.10 - MÉTODO PERTURBA E OBSERVA (P&O) – HILL CLIMBING

Este é o método mais utilizado devido a facilidade de implementá-lo. Como o próprio nome já diz, este algoritmo provoca perturbações ΔV na tensão do arranjo solar (tensão de referência) em uma dada direção, e observa o comportamento da potência de saída, tal perturbação acarreta numa alteração ΔP na potência de saída. Se ΔP for positivo (potência aumenta), a perturbação continua na mesma direção na tentativa de alcançar o MPP. Se ΔP for negativo (potência diminui), o sinal da variação de ΔV é invertido. O processo descrito é repetido periodicamente. Pode-se perceber que o MPP nunca será atingido, pois o sistema perturba a tensão do arranjo fotovoltaico a todo instante. Conclui-se que o em regime permanente o sistema oscila em torno do MPP desperdiçando um pouco da energia disponibilizada pelos painéis. As oscilações podem ser minimizadas reduzindo o tamanho da perturbação, diminuindo assim o desperdício da energia disponibilizada pelos painéis, mas é importante saber que perturbações muito pequenas tornam a técnica lenta para rastrear o MPP. A Figura 2.8 apresenta as quatro possíveis situações de evolução da potência em um sistema fotovoltaico utilizando a técnica P&O, tal representação também pode ser encontrada na Figura 2.9.

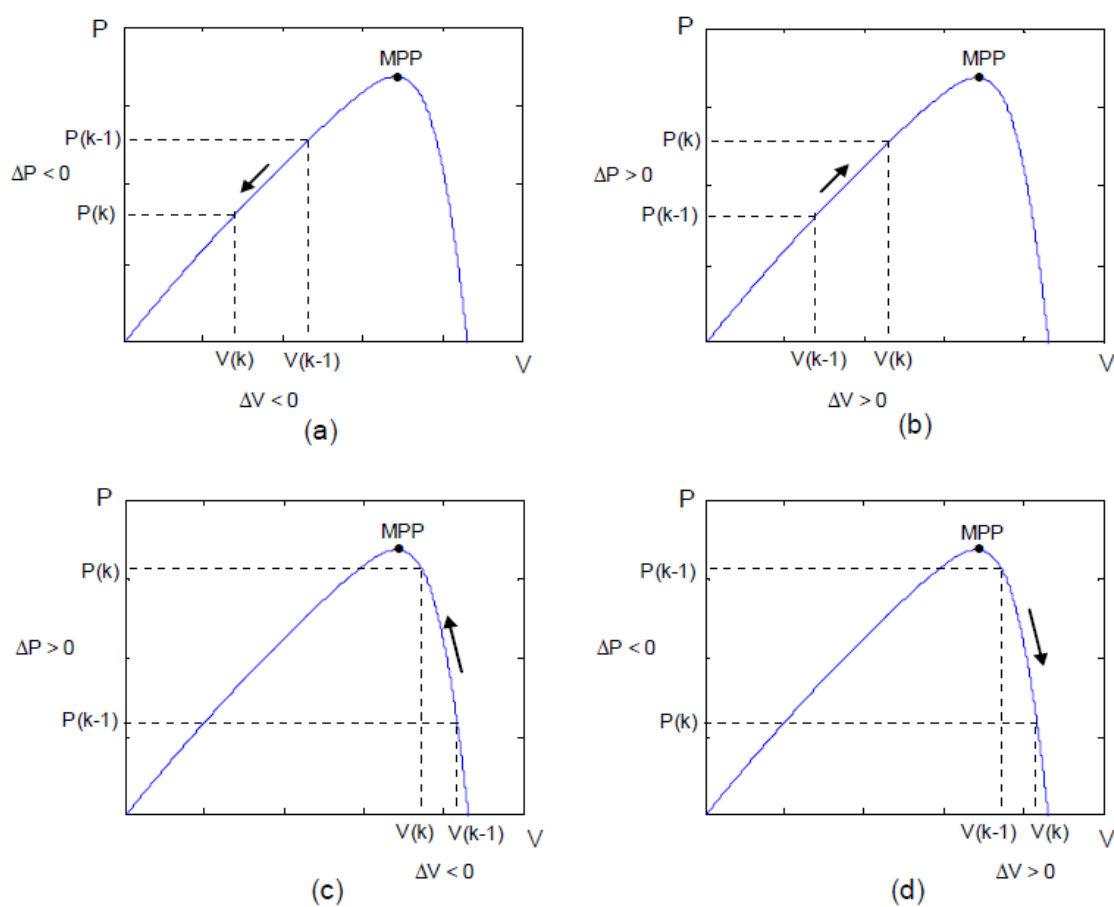


Figura 2.8 – Casos possíveis para a potência em um painel ou sistema fotovoltaico [43].

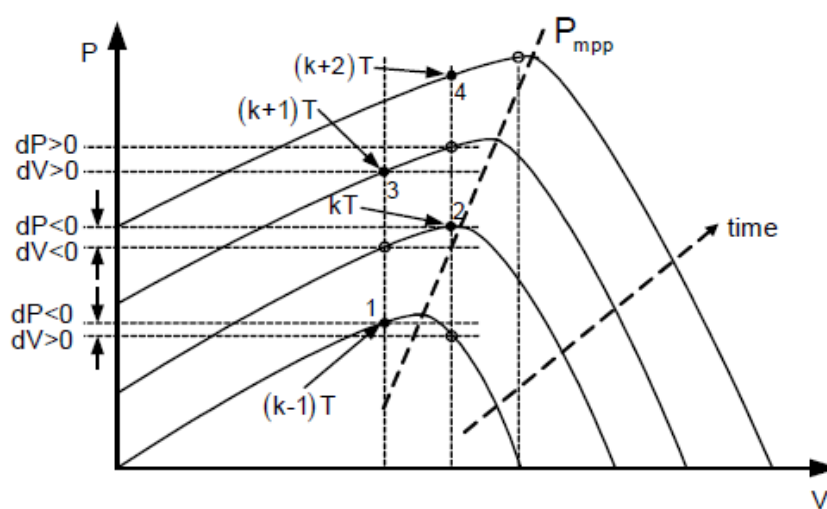


Figura 2.9 – Movimento do ponto de operação do painel ou sistema fotovoltaico na curva característica [44].

Na técnica P&O tem-se que definir dois parâmetros, são eles: No primeiro, o período de amostragem (T_A) que corresponde ao instante de tempo em que é feita a amostragem da tensão e ou corrente do modulo ou arranjo fotovoltaico. No segundo, define-se o tamanho da perturbação (ΔV) aplicada à tensão de referência, tomando o devido cuidado com perturbações muito pequenas. As perturbações na tensão de referência não podem ter a mesma ordem de grandeza que as oscilações presentes na tensão de barramento CC provocadas pela não linearidade do conversor de potência e ruídos nas medições [43] e [45].

A escolha de um período de amostragem pequeno permite detectar rapidamente modificações nas condições meteorológicas, rastreando em menor tempo o novo MPP. Porém, existe uma limitação para o valor mínimo de T_A imposta pela dinâmica do conversor de potência. O T_A deve ser escolhido como sendo superior ao tempo de estabilização da tensão de saída do conversor para evitar instabilidade da técnica MPPT [43] e [45].

Como desvantagens do método pode-se citar a dificuldade de localizar o MPP em baixos níveis de radiação e a impossibilidade de determinar quando esse ponto foi realmente alcançado. Pode-se citar também a presença do erro em regime permanente, resposta dinâmica lenta e operação fora do ponto de máxima potência, quando ocorrem mudanças rápidas nas condições climáticas (temperatura e radiação solar) [37], [43] e [46]. A Figura 2.10 mostra o fluxograma da técnica P&O.

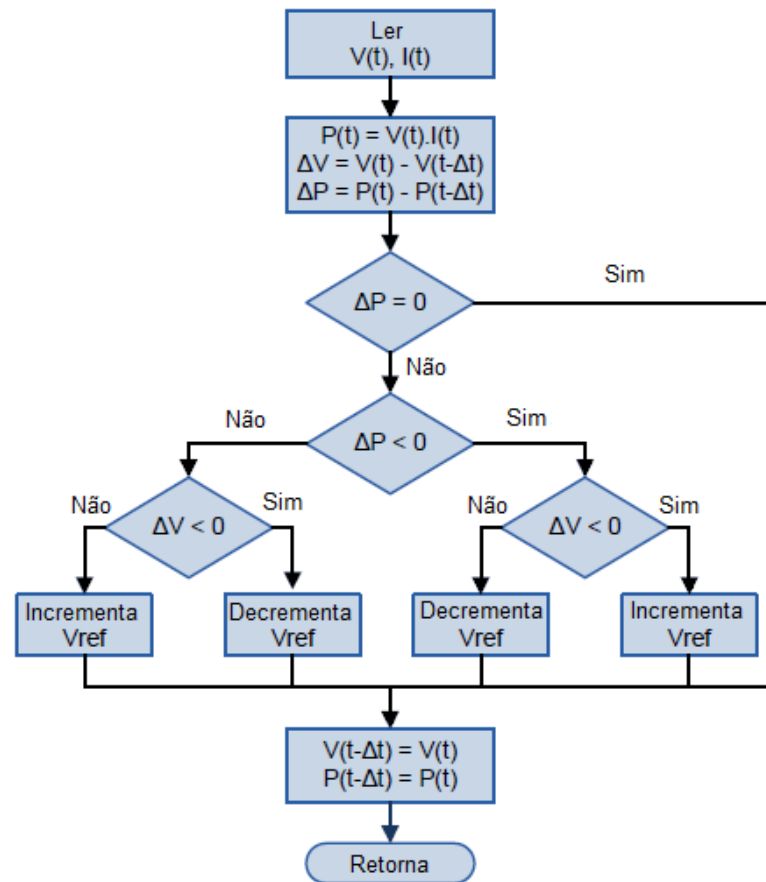


Figura 2.10 – Fluxograma do método P&O.

2.11 - MÉTODO CONDUTÂNCIA INCREMENTAL (IncCond)

O método baseia-se na condutância do painel, ou seja, a derivada da potência de saída do painel, em relação à tensão ser zero no ponto de máxima potência, ou seja, esse método é uma evolução do P&O. O IncCond usa a equação da potência (2.12):

$$P = V \cdot I \quad (2.12)$$

Onde P é a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico, V a tensão do arranjo e I a corrente drenada do arranjo fotovoltaico. Derivando a equação 2.12 em relação a V, temos:

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.13)$$

Fazendo:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.14)$$

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (2.15)$$

Se o ponto de operação está à direita da curva de potência, temos:

$$\frac{dP}{dV} < 0 \quad (2.16)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \quad (2.17)$$

Se o ponto de operação está à esquerda da curva de potência:

$$\frac{dP}{dV} > 0 \quad (2.18)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (2.19)$$

Portanto, o método da condutância incremental tem como fundamento procurar o ponto da tensão, onde a condutância é igual à condutância incremental.

Quando a condição da equação 5.7 não é atingida, o direcionamento da perturbação é calculado novamente, usando as equações 5.5 e 5.6, se $\frac{dP}{dV} < 0$ o MPPT está à direita do

ponto de máxima potência, se , $\frac{dP}{dV} > 0$ o MPPT está à esquerda do ponto de máxima

potência. O método IncCond apresenta várias vantagens sobre o método P&O, conseguindo

determinar exatamente quando se atinge o ponto de máxima potência, enquanto o P&O oscila em torno do ponto de máxima potência. Outra vantagem é que o método IncCond consegue rapidamente atingir o MPP, em condições climáticas instáveis, com uma precisão bastante superior ao método P&O [37 – 41].

A desvantagem mais significativa do método IncCond, comparando com qualquer outro método é o grau de complexidade para implementar. Na Figura 2.11 está apresentado o método IncCond e a Figura 2.12 o fluxograma da técnica.

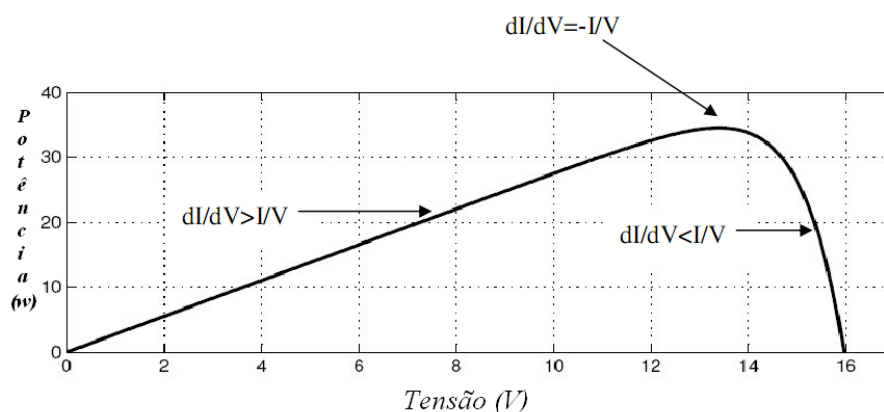


Figura 2.11 – Método da Condutância Incremental [49].

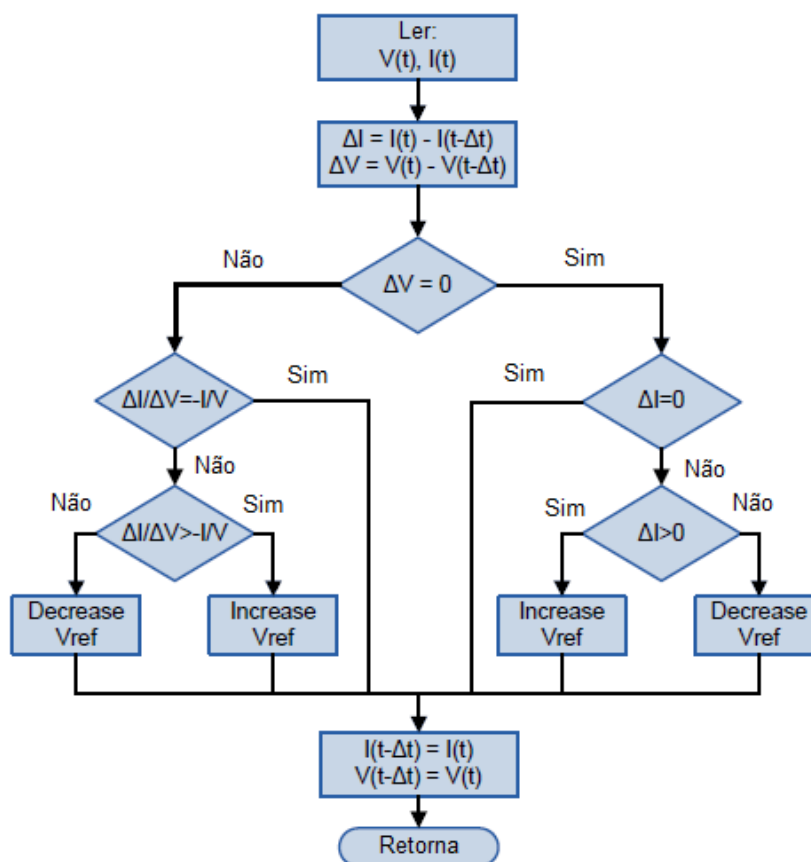


Figura 2.12 – Esquema para simulação da técnica IncCond [49].

2.12 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo fez-se uma revisão bibliográfica dos principais métodos de rastreamento do MPP empregados em sistemas fotovoltaicos. Baseado em estudos comparativos entre as principais técnicas de MPPT apresentados em [37 – 41], onde os autores defendem que as técnicas mais eficientes são: perturbação e observação (P&O – Perturbation and Observation) e Condutância Incremental (IncCond – Incremental Conductance), optou-se pela implementação dessas técnicas no rastreamento do MPP com o conversor Boost.

No próximo capítulo é apresentado todo projeto físico dos componentes do conversor Boost (Indutor, Capacitor de entrada, Capacitor de saída e semicondutores) e a eficiência do conversor, vislumbrando implementar as técnicas de MPPT P&O e IncCond.

CAPÍTULO 3

PROJETO FÍSICO DO CONVERSOR BOOST

3.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar o projeto do conversor Boost aplicado ao rastreamento da máxima potência em módulos fotovoltaicos ligados em cascata.

A tensão de saída nos painéis é contínua, porém em diversas aplicações é necessário um conversor para regular a tensão de saída dependendo da sua utilização. Para esse fim, é comum o uso de conversores CC-CC. Dentre os diversos tipos de conversores existentes os mais utilizados em sistemas fotovoltaicos são:

- Buck: Conversor abaixador de tensão;
- Boost: Conversor elevador de tensão.

Nos conversores CC-CC é possível obter uma tensão média de saída em um nível desejado, uma vez que existem flutuações na tensão de entrada e saída da carga. Entre diversos métodos para controlar a tensão de saída, o utilizado neste projeto emprega chaveamento a uma frequência constante e ajusta a duração dos estados das chaves controladas. Tal método, denominado de modulação por largura de pulso (PWM) é capaz de modificar o ciclo de trabalho D determinado pela razão entre o tempo de comutação da chave e o período total de chaveamento (tempo ligado + tempo desligado) [30].

No presente trabalho optou-se por utilizar o conversor Boost para regular a tensão de entrada ao nível de 350 V e implementar a técnica de MPPT P&O e IncCond.

3.2 - PROJETO DO CONVERSOR BOOST

O conversor Boost é um conversor CC-CC elevador de tensão, ou seja, sempre sua tensão de saída V_o é superior à de entrada V_i , ou no limite teórico, igual. Um aspecto importante relacionado ao conversor Boost é o fato do mesmo apresentar característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída, tornando menos trabalhoso a regulação da tensão V_o . De acordo com [30] e [31], o circuito elétrico de um conversor Boost pode ser representado de acordo com a Figura 3.1.

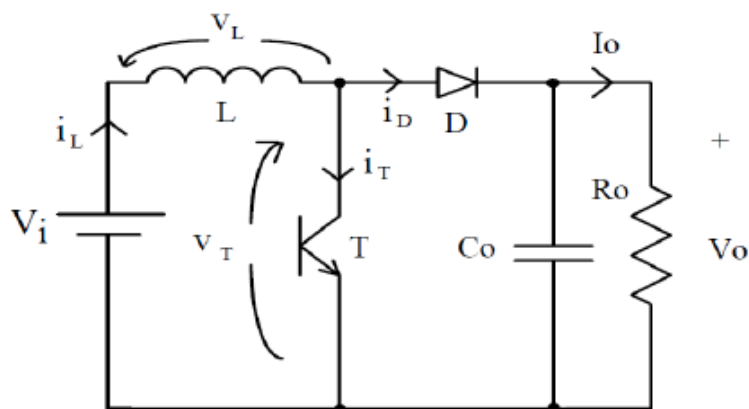


Figura 3.1 – Conversor Boost [31].

Para determinar os parâmetros do conversor (L , C_o e R_o), é necessário definir as especificações necessárias para projeto, conforme denominado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Especificações para projeto do conversor Boost MCC.

<i>Grandeza</i>	<i>Representação</i>	<i>Valor</i>
<i>Potência de entrada</i>	P_E [W]	1080
<i>Tensão de entrada</i>	V_E [V]	141.6
<i>Corrente de entrada</i>	I_E [A]	7.63
<i>Tensão de saída</i>	V_{CARGA} [V]	350
<i>Rendimento</i>	η	0.95

<i>Frequência de comutação</i>	f_s [kHz]	50
<i>Máxima ondulação da corrente de entrada</i>	ΔI_{LEmax} [A]	$0.05 \cdot I_E$
<i>Máxima Ondulação da tensão de entrada</i>	ΔV_{Emax} [V]	$0.01 \cdot V_E$
<i>Máxima Ondulação da tensão de saída</i>	ΔV_{COmax} [V]	$0.01 \cdot V_{CARGA}$

A determinação dos parâmetros é apresentado conforme em [30] e [31].

- Determinação da razão cíclica de operação:

$$D := 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0.595 \quad (3.1)$$

- Determinação da Potência média na carga:

$$P_{out} := P_{in} \cdot \eta = 1.026 \times 10^3 \text{ W} \quad (3.2)$$

- Determinação da corrente média na carga:

$$I_o := \frac{P_{out}}{V_o} = 2.933 \text{ A} \quad (3.3)$$

- Determinação da ondulação máxima da corrente de entrada:

$$\Delta I_L := \frac{\Delta I_{L\%} \cdot I_i}{100} = 0.381 \text{ A} \quad (3.4)$$

- Determinação da ondulação máxima da tensão de saída:

$$\Delta V_{co} := \frac{\Delta V_{co\%} \cdot V_o}{100} = 3.5 \text{ V} \quad (3.5)$$

- Determinação da ondulação máxima da tensão de entrada:

$$\Delta V_c := \frac{\Delta V_{c\%} \cdot V_i}{100} = 1.416 \text{ V} \quad (3.6)$$

- Determinação da resistência de carga:

$$R := \frac{V_o}{I_o} = 119.351 \, \Omega \quad (3.7)$$

- Determinação do indutor do filtro de entrada:

O projeto físico do indutor encontra-se no apêndice C. O indutor projetado foi confeccionado pela Empresa Tecnotrafo.

$$L_s := \frac{V_i \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L} = 4.42 \times 10^{-3} \, H \quad (3.8)$$

- Determinação do capacitor de saída:

Para determinar o valor do capacitor de saída, utilizou-se a equação do capacitor de entrada do inversor, que é o mesmo elemento na saída do conversor Boost.

$$C_o := \frac{\left[\frac{(1.414 \cdot 0.77)}{V_{out}} - \frac{1}{n \cdot V_o} \right] \cdot P_{in}}{4 \cdot 3.14 \cdot \Delta V_{co}} = 0.012 \, F \quad (3.9)$$

- Determinação do capacitor de entrada:

$$C_e := \frac{I_M \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_c} = 6.577 \times 10^{-5} \, F \quad (3.10)$$

Com os valores das grandezas básicas do conversor, é possível determinar os esforços nos seguintes componentes semicondutores:

DIODO

- Corrente Média Máxima: A corrente média através do diodo de transferência é igual a corrente média de saída, assim:

$$I_o := \frac{P_{out}}{V_o} = 2.933 \, A \quad (3.11)$$

- Corrente Eficaz Máxima:

$$I_{Def\ max} = \left(I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \times \sqrt{1 - D} = \left(7.627 + \frac{0.763}{2} \right) \times \sqrt{1 - 0.595} = 5.096 \quad (3.12)$$

- Tensão Reversa Máxima:

$$PIV = 1.2 \times V_o = 420\ V \quad (3.13)$$

A partir dos valores calculados anteriormente escolheu-se o seguinte diodo:

CSD20060 (600V – 20A)

Tabela 3.2 - Especificações técnicas do diodo CSD20060.

Símbolo	Significado	Valor
V_{RRM}	Tensão reversa repetitiva máxima	600 V
I_F	Corrente média	20 A
$I_{Dmed\ max}$	Máxima corrente média na saída	3 A
I_{FRM}	Corrente repetitiva máxima	50 A
V_F	Queda de tensão direta	1,6 V
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa	50 pC
f	Frequência de operação	50 kHz

A perda total em um diodo é a soma das perdas no estado ligado, no estado desligado e no chaveamento:

$$P_T = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \quad (3.14)$$

- P_{SW} → Perdas de condução;
- Perdas de comutação;
- P_{OFF} → Bloqueio;
- P_{ON} → Entrada em condução.

$$P_{SW} = V_F \times I_F + r_T \times I_{Def}^2 = I_{Dmed\ max} \times V_F = 3 \times 1.6 = 4.8\ W \quad (3.15)$$

$$P_{ON} \cong 0 \quad (3.16)$$

$$P_{OFF} = V_R \times Q_{RR} \times f = 0 \quad (3.17)$$

As perdas na entrada de condução são desprezadas por não apresentar valor significativo e as perdas por bloqueio é zero, porque o diodo utilizado não tem carga de recuperação reversa, portanto as perdas totais no diodo são:

$$P_{Tdiodo} = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} = 0 + 0 + 4.8 = 4.8\ W \quad (3.18)$$

CHAVE

- Tensão Máxima: A tensão máxima sobre a chave, sem considerar as sobre-tensões, é igual a tensão de saída:

$$V_{Sw\ max} = V_o = 350\ V \quad (3.19)$$

- Corrente Eficaz:

$$I_{Sef\ max} = \left(I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \times \sqrt{D} = \left(7.627 + \frac{0.763}{2} \right) \times \sqrt{0.595} = 6.177\ A \quad (3.20)$$

A partir dos valores calculados anteriormente escolheu-se o seguinte diodo:

MOSFET – Silicon Carbide – CMF20120fD 1200V – 080mΩ – 42A

Tabela 3.3 - Especificações técnicas do MOSFET CMF20120fD.

Símbolo	Significado	Valor
V_{DS}	Tensão dreno-source	350 V
I_{DSS}	Corrente no dreno	1 μ A
I_D	Corrente pulsante	6.177 A
R_{DS}	Resistência em condução	80mΩ

T_r	Tempo de entrada em condução	38 ns
T_f	Tempo de abertura	24 ns
D	Razão Cíclica	0.595
T	Período	40 μ s
t_{on}	Tempo em condução	23.8 μ s
t_{off}	Tempo fora de condução	16.2 μ s

As perdas na chave podem ser calculadas conforme abaixo:

$$P_{on} = \frac{I_D \times R_{DS(ON)} \times T_{on}}{T} = \frac{6.177^2 \times 80 \times 10^{-3} \times 23.8 \times 10^{-6}}{40 \times 10^{-6}} = 1.81619 \text{ W} \quad (3.21)$$

$$P_{off} = \frac{V_{DS} \times I_{DSS} \times T_{off}}{T} = \frac{350 \times 1 \times 10^{-6} \times 16.2 \times 10^{-6}}{40 \times 10^{-6}} = 142 \text{ } \mu\text{W} \quad (3.22)$$

$$W_{on} = \frac{V_{DS} \times I_D \times T_r}{6} \times f = \frac{350 \times 6.177 \times 38 \times 10^{-9}}{6} = 0.3423 \text{ W} \quad (3.22)$$

$$W_{off} = \frac{V_{DS} \times I_D \times T_f}{6} \times f = \frac{350 \times 6.177 \times 24 \times 10^{-9}}{6} \times 25 \times 10^3 = 0.2162 \text{ W} \quad (3.23)$$

$$P_{sw} = W_{on} + W_{off} = 0.3423 + 0.2162 = 0.5585 \text{ W} \quad (3.24)$$

$$P_{Tchave} = P_{on} + P_{off} + P_{sw} = 1.81619 + 142 \text{ } \mu + 0.5585 = 2.374832 \text{ W} \quad (3.25)$$

$P_{on} \rightarrow$ Perdas no estado ligado;

$P_{off} \rightarrow$ Perdas no estado desligado;

$P_{sw} \rightarrow$ Perdas de potência por chaveamento;

$W_{on} \rightarrow$ Perdas de energia quando a chave passa de estado desligado para ligado;

$W_{off} \rightarrow$ Perdas de energia quando a chave passa de estado ligado para desligado;

Análise das perdas totais do conversor

Pode-se realizar a análise teórica das perdas totais do conversor, somando-se o valor das perdas dos componentes passivos e semicondutores do conversor proposto.

$$P_{T\text{conversor}} = P_{T\text{indutor}} + P_{T\text{diodo}} + P_{T\text{chave}} \cong 25 \text{ W} \quad (3.26)$$

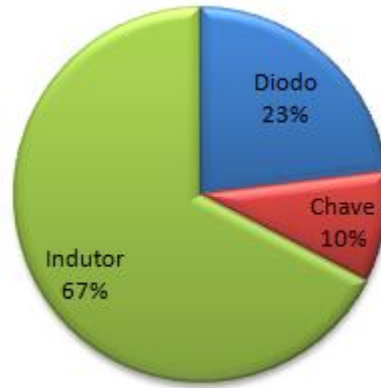


Figura 3.2 – Perdas de cada componente do conversor proposto.

Nota-se que o componente que mais influencia nestas perdas é o Indutor.

O rendimento do conversor pode ser estimado na equação abaixo:

$$\eta(\%) = \frac{P_O}{P_O + P_{T\text{conversor}}} \times 100 = \frac{1080}{1080 + 25} \times 100 \cong 98\% \quad (3.27)$$

O conversor Boost foi especificado para operar na frequência de 50kHz, porém questionou-se a possibilidade de operar o conversor nas frequências de 25 kHz, 50 kHz, 75 kHz e 100 kHz, variando tanto a potência processada no conversor quanto o ganho estático.

Para as diversas situações citadas anteriormente, calculou-se as perdas intrínsecas ao funcionamento do conversor e com o auxílio do software MATLAB determinou-se as curvas de rendimento calculado, tais resultados são apresentados na Figura 3.4 – (a), (b), (c) e (d).

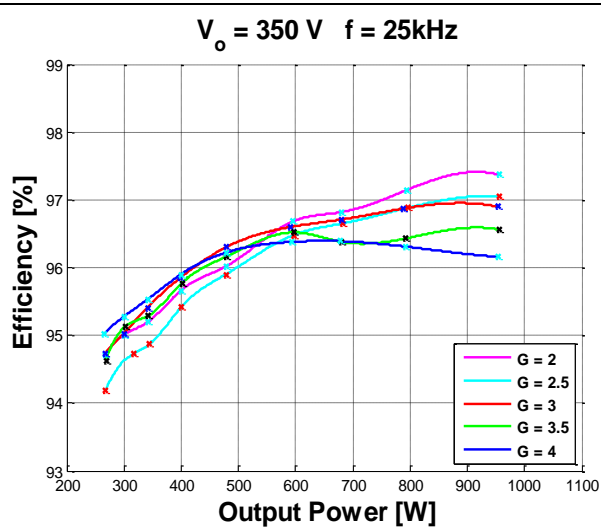
Ao implementar a estrutura projetada, fez-se os experimentos para as mesmas condições consideradas nos cálculos de rendimento teórico e com o software MATLAB determinou-se

as curvas de rendimento experimental, tais resultados são apresentados na Figura 3.3 – (a), (b), (c) e (d).

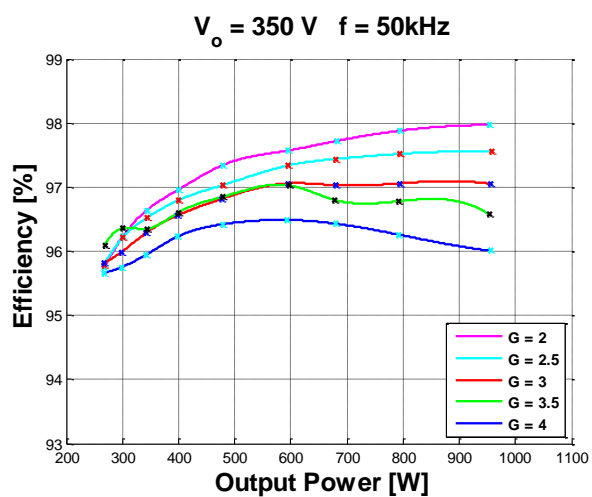
Analisando as Figuras 3.3 e 3.4, pode-se comparar as curvas de rendimento teórico (calculado) e experimental do conversor proposto. Tais curvas foram levantadas com o objetivo de investigar a melhor faixa de frequência de operação do conversor e determinar qual a faixa de ganho estático que o conversor pode operar com uma melhor eficiência.

Ao analisar as curvas de rendimentos teóricos e experimentais é possível concluir que as melhores faixas de rendimento estão entre as frequências de 50 kHz a 75kHz, também percebe-se que quanto maior o ganho de tensão, menor é a eficiência do conversor. O baixo rendimento do conversor operando com frequência de chaveamento de 25kHz comparado a faixa de rendimento para as frequências de 50 KHz a 75KHz é atribuído aos momentos em que o conversor opera em MCD e no caso da frequência de 100KHz é atribuído ao aumento das perdas no indutor e as perdas no chaveamento que aumenta linearmente com a frequência.

Resultados Experimentais

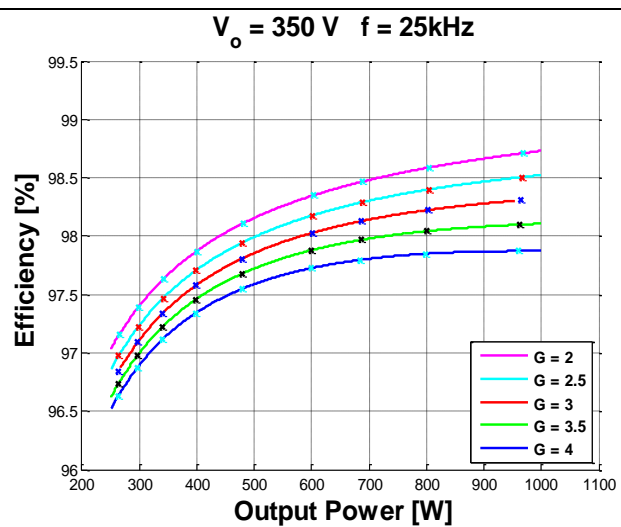


(a)

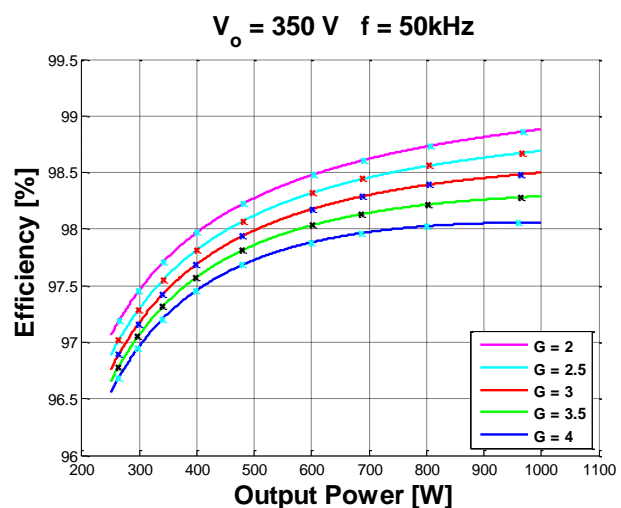


(b)

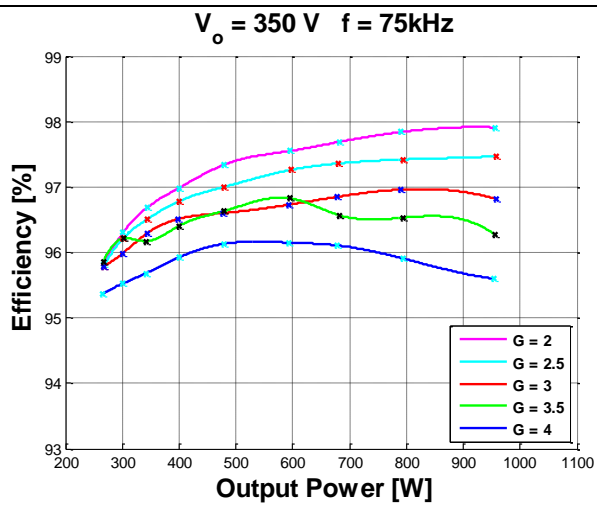
Resultados estimados



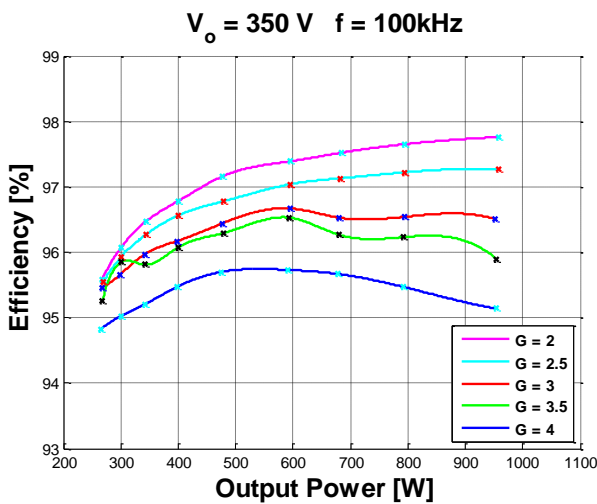
(a)



(b)

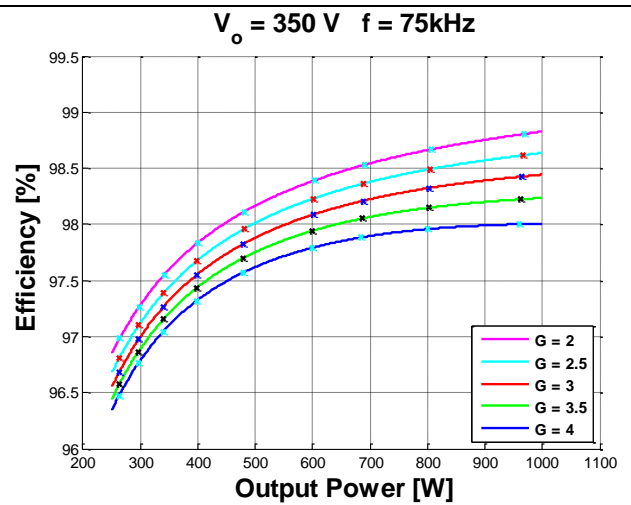


(c)

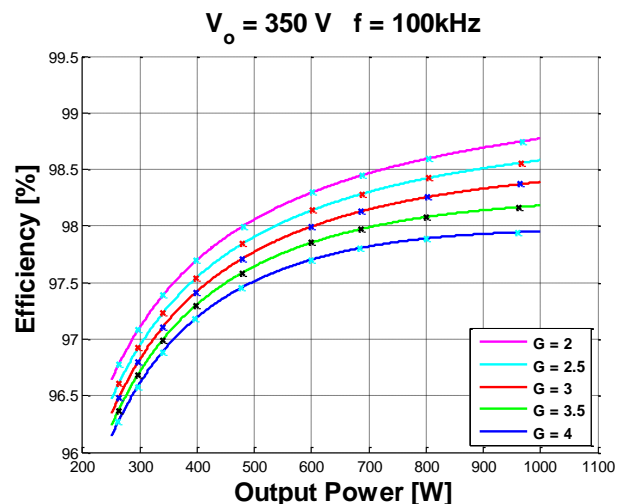


(d)

Figura 3.3 – (a), (b), (c) e (d), resultados experimentais do conversor boost.



(c)



(d)

Figura 3.4 – (a), (b), (c) e (d), resultados teóricos do conversor boost.

3.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo demonstrou-se todo o embasamento teórico necessário para compreender a condição de funcionamento em regime permanente, do conversor estático proposto em modo de condução contínua.

Apresentaram-se todos os procedimentos de cálculos e equações de projeto do conversor Boost para determinar o valor do indutor de Boost, dos semicondutores e dos capacitores de entrada e de saída do conversor proposto. Neste capítulo também foram estimadas também todas as perdas envolvidas no projeto.

É importante salientar que na construção do conversor Boost, se a malha formada entre a chave, diodo de transferência e capacitor filtro, for o mais curto possível, não é necessário o uso de um circuito snubber. A tensão na chave é naturalmente grampeada pelo capacitor utilizado como filtro de saída.

CAPÍTULO 4

MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para o uso do conversor Boost clássico, é necessário que os módulos solares estejam ligados em série, evitando a necessidade de um ganho muito alto do conversor. Sabe-se que o conversor Boost quando utilizado em aplicações com ganho alto o seu rendimento diminui de forma considerável, pois o mesmo entra na região de instabilidade. Desta forma, torna-se inviável sua aplicação em situações que demanda alto ganho de tensão.

No controle do conversor Boost, além de uma malha de tensão, um algoritmo MPPT P&O e IncCond é implementado para que a máxima potência das células fotovoltaicas seja extraída.

Neste capítulo, faz-se a modelagem do conversor elevador Boost considerando que pode ser modelado como um sistema linear invariante no tempo podendo ser representado utilizando o método do espaço de estados.

O método de espaço estado médio faz uso das equações de espaço estado para gerar as equações médias de pequenos sinais de conversores PWM. Este método é análogo ao método da modelagem AC de conversores, porém é escrito em forma de matriz. A vantagem deste método é a generalidade do seu resultado, onde um modelo de pequenos sinais médio pode ser obtido.

4.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

O espaço estado é apenas uma maneira de escrever as equações diferenciais que descrevem o sistema. As derivadas das variáveis de estado são expressas como combinações lineares de entradas independentes do sistema são as próprias variáveis de estado. As variáveis de estado, em uma representação física, são associadas a armazenamento de energia, ou seja, podem ser expressos como correntes de indutor ou tensões nos capacitores.

Em um determinado instante do tempo, os valores das variáveis de estado dependem do estado anterior (amostra anterior) do sistema, ao invés dos valores atuais das entradas. Para resolver as equações diferenciais do sistema, os valores iniciais das variáveis de estado devem ser especificados. Se forem definidos todos os valores das variáveis de estado no tempo inicial t_0 e também os valores das entradas do sistema, poder-se resolver as equações de estado encontrando-se as formas de onda do sistema em qualquer tempo no futuro.

As equações de estado do sistema são escritas em forma de matriz como vistas abaixo:

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A * x(t) + B * u(t) \quad (4.1)$$

$$y(t) = C * x(t) + E * u(t) \quad (4.2)$$

onde,

$x(t)$ – Vetor de estados;

$(dx(t))/dt$ – Derivada do vetor de estados;

$u(t)$ – Vetor de entrada;

A – Matriz de sistema;

B – Matriz de entrada;

C – Matriz de saída;

E – Matriz de ação avante.

O vetor de estados $x(t)$ contém todas as variáveis de estado, ou seja, correntes nos indutores, tensões nos capacitores, etc.

O vetor de entrada $u(t)$ contém as entradas independentes do sistema como, por exemplo, a tensão de entrada de uma fonte DC.

A derivada do vetor de estados é a matriz o qual os elementos são iguais às derivadas dos elementos correspondentes do vetor de estados. A matriz K contém os valores de capacitância, indutância e indutância mútua (se existir). Em outros sistemas físicos, K pode conter valores tais como o momento de inércia ou massa.

As matrizes A e B contêm constantes de proporcionalidade. Os termos do vetor de saída $y(t)$ são de livre escolha do projetista, onde podem ser os sinais que deverão ser controlados. As matrizes C e E contêm constantes de proporcionalidade.

Sabe-se que o conversor Boost possui dois elementos armazenadores de energia, um indutor L_1 e um capacitor C_o , como podem ser vistos na figura 4.1. Geralmente, aplicando-se os conceitos vistos anteriormente de espaço estado médio para modelagem deste conversor, determina-se que a matriz de estado terá dois termos que são a corrente $i_L(t)$ no indutor e a tensão $v_C(t)$ no capacitor de saída C_o . Porém, para a aplicação do conversor Boost em um sistema fotovoltaico de dois estágios (conversor CC-CC em série com inversor), a fonte de tensão de entrada (painel fotovoltaico) terá amplitude variável e deverá ser controlada, bem como a corrente drenada deste painel. Em outras palavras, diz-se que o Boost irá controlar a potência drenada do painel fotovoltaico (MPPT). A tensão de saída deste conversor não será o foco, como é usual, pois esta será controlada pelo inversor conectado em cascata, logo pode ser considerada como uma fonte de tensão fixa V_{out} .

Novamente, aplicando-se os conceitos da modelagem proposta, as novas variáveis de estado serão a corrente $i_L(t)$ no indutor e a tensão $v_i(t)$ de entrada no capacitor de entrada C_{in} .

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

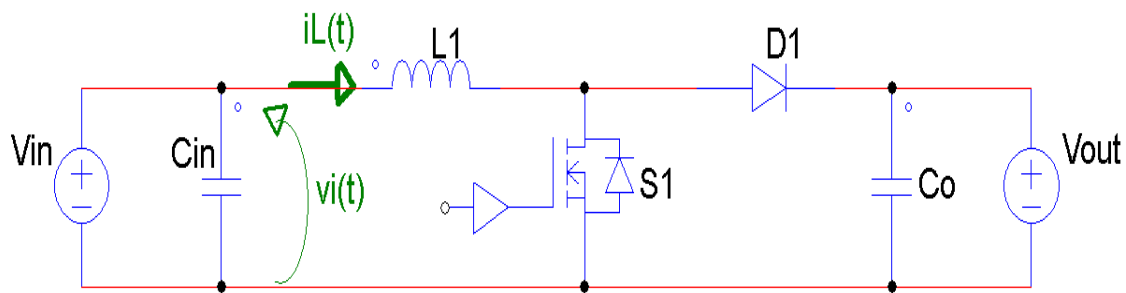


Figura 4.1 – Conversor Boost.

O vetor de entrada é determinado pelas fontes de tensão independentes presentes no sistema. Para modelar o conversor Boost não ideal considerou-se a perda de condução representada de resistência R_{on} da chave S_1 e a queda de tensão do diodo D_1 representada por uma fonte V_{d1} independente. A tensão de saída V_{out} , que é uma fonte independente, e a queda de tensão V_{d1} no diodo devem ser inseridos no vetor de entrada:

$$u(t) = \begin{bmatrix} v_{out}(t) \\ V_{d1} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Para modelar a entrada do conversor, devemos encontrar a corrente de entrada $i_o(t)$. Para calcular esta corrente, ela deve ser incluída no vetor de saída:

$$y(t) = [i_o(t)] \quad (4.5)$$

A tensão $v_i(t)$ não foi inclusa no vetor de saída porque está contemplada no vetor de estados $x(t)$. Outra consideração que deverá ser feita é a representação do painel fotovoltaico

como uma resistência variável. Isto porque a tensão em seus terminais varia frequentemente com as condições climáticas externas (irradiação solar e temperatura) e este efeito é emulado como uma carga variável, em paralelo com o capacitor de entrada.

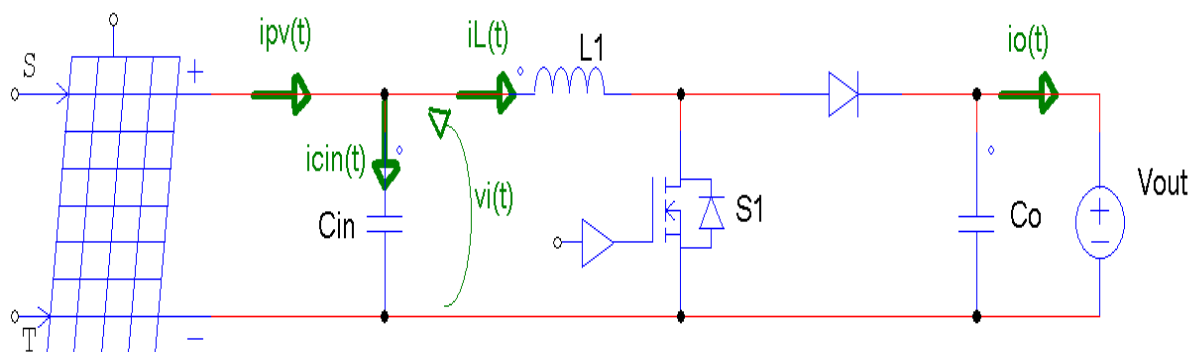


Figura 4.2 – Conversor Boost conectado ao painel fotovoltaico.

O circuito resultante das considerações abortadas anteriormente é demonstrado abaixo:

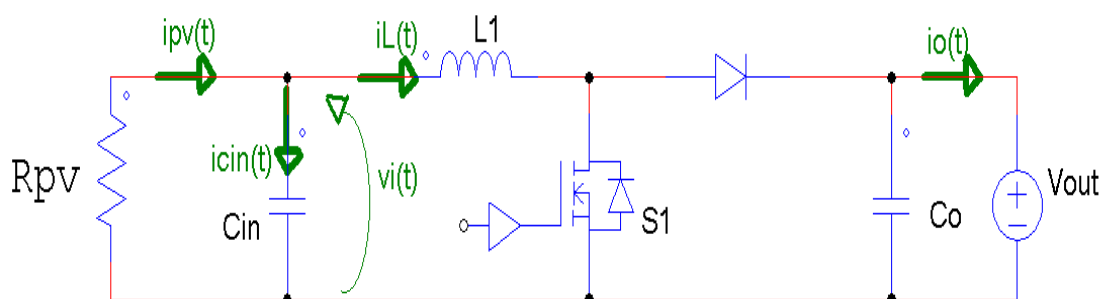


Figura 4.3 – Considerações sobre o painel fotovoltaico como resistência.

Com base nas considerações acima, pode-se escrever as equações de estado para cada intervalo de operação do conversor. Quando a chave S_1 está fechada (estado 1), de acordo com a Figura 4.4, têm-se as seguintes equações de malha:

$$v_i(t) - v_L(t) - i_L(t) * R_{on} = 0 \quad (4.6)$$

$$v_L(t) = v_i(t) - i_L(t) * Ron$$

$$L * \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - i_L(t) * Ron$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_i(t)}{L} - \frac{i_L(t) * Ron}{L} \quad (4.7)$$

$$i_L(t) = i_{pv}(t) - i_{cin}(t) \quad (4.8)$$

$$i_{cin}(t) = i_{pv}(t) - i_L(t)$$

$$Cin * \frac{dv_i(t)}{dt} = -\frac{v_i(t)}{Rpv} - i_L(t)$$

$$\frac{dv_i(t)}{dt} = -\frac{v_i(t)}{Rpv * Cin} - \frac{i_L(t)}{Cin} \quad (4.9)$$

$$Io(t) = 0 \quad (4.10)$$

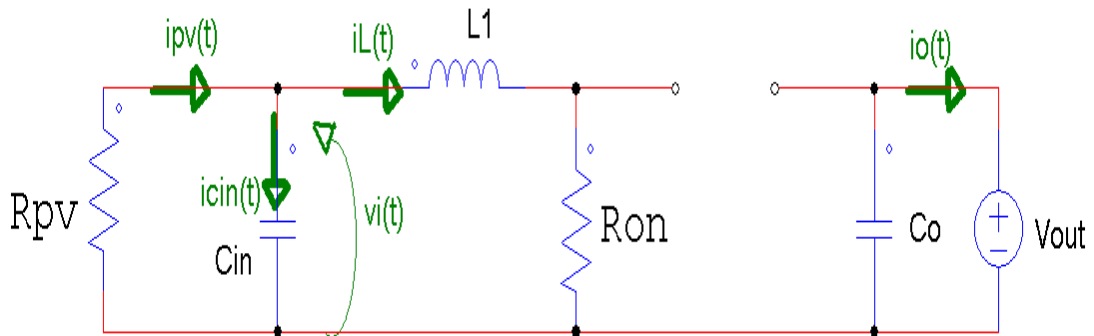


Figura 4.4 – Malha do conversor Boost para chave S_1 fechada.

As equações (4.7) e (4.9) da primeira etapa de operação podem ser escritas como as matrizes de estado em (4.1):

$$\frac{dx(t)}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_i(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{out}(t) \\ V_{d1} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

A partir de (4.11) sabe-se que as matrizes de sistema e de entrada são as seguintes:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Quando a chave S_1 está aberta (estado 2), de acordo com a Figura 4.5, têm-se as seguintes equações de malha.

$$v_i(t) - v_L(t) - V_{d1} - V_{out} = 0 \quad (4.14)$$

$$v_L(t) = v_i(t) - V_{d1} - V_{out}$$

$$L * \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - V_{d1} - V_{out}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_i(t)}{L} - \frac{V_{d1}}{L} - \frac{V_{out}}{L} \quad (4.15)$$

$$i_L(t) = i_{pv}(t) - i_{cin}(t) \quad (4.16)$$

$$i_{cin}(t) = i_{pv}(t) - i_L(t)$$

$$Cin * \frac{dv_i(t)}{dt} = -\frac{v_i(t)}{Rpv} - i_L(t)$$

$$\frac{dv_i(t)}{dt} = -\frac{v_i(t)}{Rpv * Cin} - \frac{i_L(t)}{Cin} \quad (4.17)$$

$$Io(t) = i_L(t) \quad (4.18)$$

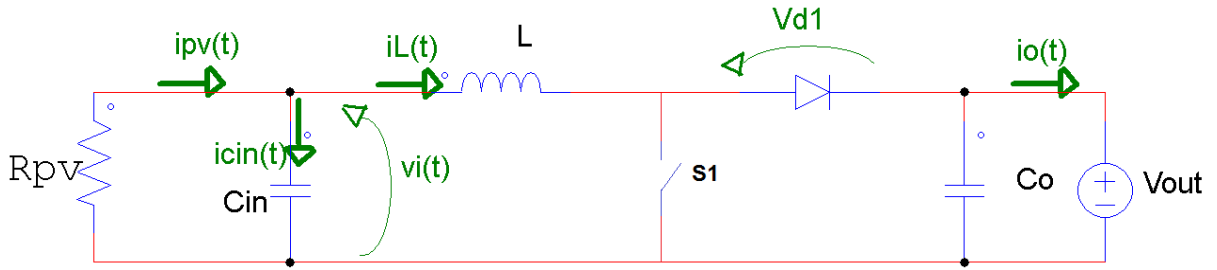


Figura 4.5 – Malha do conversor Boost para chave S_1 aberta.

As equações (4.15) e (4.17) da segunda etapa de operação podem ser ajustadas para o formato das matrizes de estado em (3.1):

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= \begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_i(t)}{dt} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{(R_{pv} * C_{in})} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{out}(t) \\ V_{d1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.19)$$

A partir de (4.19) sabe-se que as matrizes de sistema e de entrada do conversor no estado de funcionamento 2 são as seguintes:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{(R_{pv} * C_{in})} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Para encontrar as equações de espaço estado médio deve-se trabalhar com as equações de estado em equilíbrio (regime permanente) e com o modelo ac de pequenos sinais. Considerando-se que o conversor Boost opera em modo de condução contínua, as matrizes

médias de sistema A_{med} e de entrada B_{med} , em um período de chaveamento, são descritas abaixo:

$$A_{med} = A_1 * D + A_2 * (1 - D) \quad (4.22)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} * (1 - D)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{Cin} & -\frac{D}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D}{L} \\ -\frac{D}{Cin} & -\frac{D}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix}$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$B_{med} = B_1 * D + B_2 * (1 - D) \quad (4.24)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * (1 - D)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D}{L} & -\frac{D}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{D - 1}{L} & \frac{D - 1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Em seguida, lineariza-se o sistema de equações ao redor de um ponto de operação. Considera-se como ponto de operação para o sistema, aquele que corresponde à operação com as especificações de projeto. Nesta situação, os valores representativos das variáveis de estado são os valores eficazes ou os valores de pico (constantes).

Em outras palavras, as equações de espaço estado do conversor serão tratadas para uma análise de regime permanente ou equilíbrio. Para isso serão consideradas as frequências naturais do conversor e as variações das fontes de entrada bem menores que a frequência de chaveamento. Assim representa-se as equações de estado médias utilizando as matrizes médias de sistema e de entrada, encontradas anteriormente, e zerando a derivada da matriz de estado $(dx(t))/dt$ (análise em regime permanente ou ponto de operação) . Logo:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A * x(t) + B * u(t) \quad (4.26)$$

$$0 = A_{med} * X + B_{med} * U$$

$$X = -A_{med}^{-1} * B_{med} * U \quad (4.27)$$

Substituindo (4.23), (4.25) e (4.4) em (4.27), tem-se:

$$X = - \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} \frac{D-1}{L} & \frac{D-1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{out} \\ V_{d1} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} \frac{(D-1) * (V_{d1} + V_{out})}{(Rpv + D * Ron)} \\ -\frac{R * (D-1) * (V_{d1} + V_{out})}{(Rpv + D * Ron)} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

A matriz X representa os valores de equilíbrio das variáveis de estado sendo U o vetor de entrada de equilíbrio. A partir destes valores, obtêm-se os ganhos estáticos da corrente no indutor L e da tensão no capacitor C, em função da tensão de entrada.

Quando o conversor Boost opera em MCC, o ripple de chaveamento é pequeno e pode ser negligenciado. Neste caso, somente as variações AC das formas de onda do conversor são

modeladas. Elimina-se o ripple de chaveamento utilizando a média das variáveis de estado (corrente no indutor e a tensão no capacitor) em um período de chaveamento. Assim têm-se somente as componentes de baixa frequência das formas de onda destas variáveis, como demonstradas abaixo:

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} \quad (4.29)$$

$$C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_C(t) \rangle_{T_s} \quad (4.30)$$

Onde $\langle x(t) \rangle_{T_s}$ é a média de $x(t)$ em um intervalo de tempo T_s :

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(t) dt \quad (4.31)$$

O valor médio é calculado em um período de chaveamento, de tal modo que somente as baixas frequências são modeladas. O efeito físico desta média móvel (variável) da equação (4.31) é um filtro passa baixa. Porém as equações médias (4.29) e (4.30) são equações diferenciais não lineares, envolvendo multiplicação de valores variantes no tempo. Para se obter um modelo linear, de fácil análise, e construindo um modelo de pequenos sinais o qual será linearizado ao redor de um ponto de operação, ou em regime permanente. Assim, as características das funções linearizadas e não lineares serão aproximadamente iguais para pequenas variações AC, em torno do ponto de operação.

Determina-se então o modelo de pequenos sinais, perturbando-se as variáveis no ponto de operação. Considera-se que os valores totais das variáveis no ponto de operação são compostos pelos valores médios e pelas pequenas perturbações ao redor do ponto de operação.

Introduz-se também perturbações na razão cíclica para a análise do modelo matemático.

Portanto:

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (4.32)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t) \quad (4.33)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (4.34)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (4.35)$$

Aplicando-se o modelo de pequenos sinais na equação de espaços de estado médio, tem-se que:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{\text{med}} * X + B_{\text{med}} * U \quad (4.36)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = [A_1 * d(t) + A_2 * d'(t)] * x(t) + [B_1 * d(t) + B_2 * d'(t)] * u(t)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = \{A_1 * [D + \hat{d}(t)] + A_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * [X + \hat{x}(t)] + \{B_1 \\ * [D + \hat{d}(t)] + B_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * [U + \hat{u}(t)] \end{aligned} \quad (4.37)$$

Desenvolvendo-se (3.37), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = \{A_1 * [D + \hat{d}(t)] + A_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * X + \{A_1 * [D + \hat{d}(t)] + A_2 \\ * [D' - \hat{d}(t)]\} * \hat{x}(t) + \{B_1 * [D + \hat{d}(t)] + B_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * U + \{B_1 \\ * [D + \hat{d}(t)] + B_2 * [D' - \hat{d}(t)]\} * \hat{u}(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = [A_1 * D + A_2 * D'] * X + [A_1 * \hat{d}(t) - A_2 * \hat{d}(t)] * X + [A_1 * D \\ + A_2 * D'] * \hat{x}(t) + [A_1 * \hat{d}(t) - A_2 * \hat{d}(t)] * \hat{x}(t) + [B_1 * D \\ + B_2 * D'] * U + [B_1 * \hat{d}(t) - B_2 * \hat{d}(t)] * U + [B_1 * D + B_2 \\ * D'] * \hat{u}(t) + [B_1 * \hat{d}(t) - B_2 * \hat{d}(t)] * \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (4.38)$$

Como a multiplicação de duas perturbações $\hat{d}(t) * \hat{x}(t)$ ou $\hat{d}(t) * \hat{u}(t)$ gera um valor muito pequeno, os 4º e 8º termos da equação (4.28) podem ser desconsiderados. Logo a equação (4.38) pode ser representada por (4.39).

$$\frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = A_{med} * X + A_{med} * \hat{x}(t) + [A_1 - A_2] * X * \hat{d}(t) + B_{med} * U + B_{med} * \hat{u}(t) + [B_1 - B_2] * U * \hat{d}(t) \quad (4.39)$$

Os termos DC da equação (3.39) são:

$$\frac{dX}{dt} = A_{med} * X + B_{med} * U \quad (4.40)$$

Os termos AC de primeira ordem são obtidos eliminando-se o termo DC de (4.39):

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} - \frac{dX}{dt} \quad (4.41)$$

Em outras palavras, os termos DC da equação (4.39) são separados e zerados, uma vez que a derivada do valor X no ponto de operação (termo constante) é igual à zero. Assim, desenvolvendo (4.39) temos:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} * X + A_{med} * \hat{x}(t) + [A_1 - A_2] * X * \hat{d}(t) + B_{med} * U + B_{med} * \hat{u}(t) + [B_1 - B_2] * U * \hat{d}(t) - A_{med} * X - B_{med} * U \quad (4.42)$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} * \hat{x}(t) + B_{med} * \hat{u}(t) + \{[A_1 - A_2] * X + [B_1 - B_2] * U\} * \hat{d}(t) \quad (4.43)$$

Chamando o termo em negrito na equação (4.43) de **B_d**, tem-se:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} * \hat{x}(t) + B_{med} * \hat{u}(t) + B_d * \hat{d}(t) \quad (4.44)$$

Logo:

$$\begin{aligned}
 B_d = & \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \right\} \\
 & * \begin{bmatrix} \frac{(D-1) * (Vd + V_{out})}{(Rpv + D * Ron)} \\ -\frac{R * (D-1) * (Vd + V_{out})}{(Rpv + D * Ron)} \end{bmatrix} + \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} * \begin{bmatrix} v_{out} \\ V_{d1} \end{bmatrix} \\
 B_d = & \begin{bmatrix} \frac{(Rpv + Ron) * (Vd + V_{out})}{L * (Rpv + D * Ron)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.45)
 \end{aligned}$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (4.44), tem-se:

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\hat{x}(t)}{dt}\right\} = \mathcal{L}\{A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + B_d \cdot \hat{d}(t)\} \quad (4.46)$$

$$s \cdot I \cdot \hat{X}(s) - \hat{x}(0) = A_{med} \cdot \hat{X}(s) + B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s) \quad (4.47)$$

Tem-se $\hat{x}(t=0)$, logo:

$$(s \cdot I - A_{med}) \cdot \hat{X}(s) = B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s)$$

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot [B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s)] \quad (4.48)$$

Aplicando o princípio da superposição em (4.48), considerando $\hat{U}(S) = 0$,

calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado em relação à razão cíclica.

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \cdot \hat{D}(s) \quad (4.49)$$

$$\hat{G}_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} \hat{G}_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} &= \left\{ s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out}) \\ L * (Rpv + D * Ron) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \hat{G}_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} &= \left\{ \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out}) \\ L * (Rpv + D * Ron) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \hat{G}_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} &= \begin{bmatrix} s + \frac{D * Ron}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{Cin} & s + \frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out}) \\ L * (Rpv + D * Ron) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \hat{G}_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} &= \begin{bmatrix} \frac{(L + Cin * Rpv * L * s) * (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out})}{L * (Rpv + D * Ron) * (Rpv + D * Ron + L * s + Cin * Rpv * L * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s)} \\ \frac{Rpv * (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out})}{(Rpv + D * Ron) * (Rpv + D * Ron + L * s + Cin * L * Rpv * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s)} \end{bmatrix} \quad (4.51) \end{aligned}$$

Como $\hat{X}(s)$ é representado pelo vetor $\begin{bmatrix} \hat{I}_L(s) \\ \hat{V}_i(s) \end{bmatrix}$, tem-se que a função de transferência.

$\hat{G}_{id}(s) = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)}$ é igual ao elemento da 1ª linha e 1ª coluna do vetor $\hat{G}_{xd}(s)$. Por

consequente, a função de transferência $\hat{G}_{vd}(s) = \frac{\hat{V}_i(s)}{\hat{D}(s)}$ é igual ao elemento da 2ª linha e 1ª

coluna do vetor \hat{G}_{xd} . Portanto:

$$\begin{aligned}\hat{G}_{id}(s) &= \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)} = \hat{G}_{xd}(s)_{(1,1)} \\ &= \frac{(L + Cin * Rpv * L * s) * (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out})}{L * (Rpv + D * Ron) * (Rpv + D * Ron + L * s + Cin * Rpv * L * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s)}\end{aligned}\quad (4.52)$$

$$\begin{aligned}\hat{G}_{vd}(s) &= \frac{\hat{V}_i(s)}{\hat{D}(s)} = \hat{G}_{xd}(s)_{(1,2)} \\ &= - \frac{Rpv * (Rpv + Ron) * (Vd + V_{out})}{(Rpv + D * Ron) * (Rpv + D * Ron + L * s + Cin * L * Rpv * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s)}\end{aligned}\quad (4.53)$$

Aplicando o princípio da superposição em (4.48), considerando $\hat{D}(S) = 0$,

calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado em relação à matriz de entrada.

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \cdot \hat{U}(s) \quad (4.54)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \quad (4.55)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \left\{ s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D-1}{L} & \frac{D-1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \left\{ \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D * Ron}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{Cin} & -\frac{1}{(Rpv * Cin)} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D-1}{L} & \frac{D-1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{(L + Cin * L * Rpv * s) * (D - 1)}{L * (Rpv + D * Ron + L * s + Cin * L * Rpv * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s)} & \text{idem } a_{11} \\ \frac{Rpv * (1 - D)}{Rpv + D * Ron + L * s + Cin * L * Rpv * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s} & \text{idem } a_{21} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

Como $\hat{X}(s)$ é representado pelo vetor $\begin{bmatrix} \hat{I}_L(s) \\ \hat{V}_i(s) \end{bmatrix}$ e $\hat{U}(s)$ é representado por $\begin{bmatrix} \hat{V}_{out}(s) \\ \hat{V}_d(s) \end{bmatrix}$

, tem-se que a função de transferência $\hat{G}_{iv_{out}}(s) = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{V}_{out}(s)}$ é igual ao elemento da 1ª linha e

1ª coluna do vetor \hat{G}_{xu} . Por conseguinte, a função de transferência $\hat{G}_{vv_d}(s) = \frac{\hat{V}_i(s)}{\hat{V}_d(s)}$ é

igual ao elemento da 2ª linha e 1ª coluna do vetor $\hat{G}_{xu}(s)$.

Portanto:

$$\hat{G}_{iv_{out}}(s) = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{V}_{out}(s)} = \hat{G}_{xu}(s)_{(1,1)} = \frac{(L + Cin * L * Rpv * s) * (D - 1)}{L * (Rpv + D * Ron + L * s + Cin * L * Rpv * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s)} \quad (4.57)$$

$$\hat{G}_{vv_d}(s) = \frac{\hat{V}_i(s)}{\hat{V}_d(s)} = \hat{G}_{xu}(s)_{(2,1)} = \frac{Rpv * (1 - D)}{Rpv + D * Ron + L * s + Cin * L * Rpv * s^2 + Cin * D * Rpv * Ron * s} \quad (4.58)$$

Para projetar o compensador de tensão com o conversor Boost alimentado pelo painel fotovoltaico, com o objetivo de realizar o MPPT, utiliza-se a função de transferência $\hat{G}_{vd}(s)$ abaixo. Para facilitar o projeto, simplificou-se a função $\hat{G}_{vd}(s)$, adotando valor zero para a

queda de tensão do diodo (V_d) e para a resistência de condução da chave (R_{on}) em (4.58).

Assim, tem-se a equação (4.59):

$$\hat{G}_{vin_d}(s) = \frac{\hat{V}_i(s)}{\hat{D}(s)} = - \frac{V_{out}}{\left(1 + \frac{L*s}{R_{pv}} + C_{in} * L * s^2\right)} \quad (4.59)$$

4.3 - TIPOS DE CONTROLE

Existem duas técnicas de controle que são bastante utilizadas para o controle de conversores PWM: o Controle por Modo Tensão (Voltage Mode Control) e o Controle por Modo Corrente Média (Average Current Mode Control).

4.3.1 - CONTROLE POR MODO TENSÃO

A técnica de controle por modo tensão, aplicada a conversores estáticos, permite regular a tensão de saída num determinado valor, conforme o valor e formato da tensão de referência. O controle citado normalmente tem uma malha simples, como é mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.6 [33-36]. Dependendo da aplicação, muitas vezes é necessário adicionar uma malha de corrente externa, em paralelo com a malha de tensão, para limitar a corrente na carga. Este tipo de aplicação é normalmente usado em carregadores de bateria.

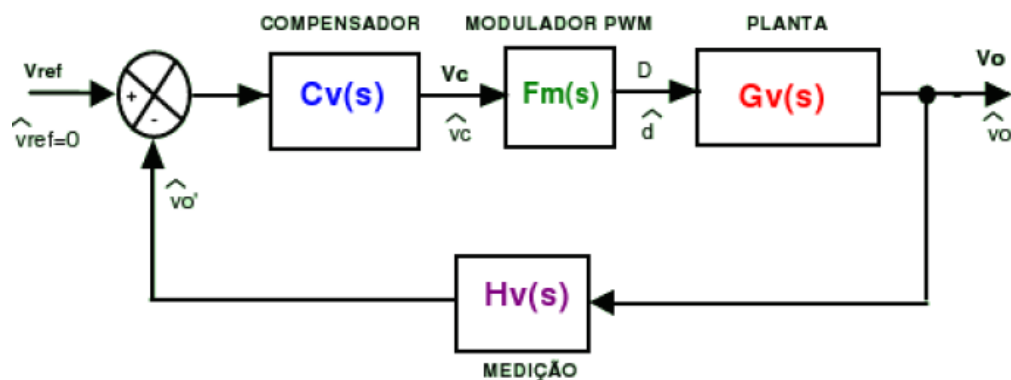


Figura 4.6 – Diagrama de blocos do controle por modo tensão.

Onde:

- $C_v(s)$: Função de transferência do compensador;
- $F_m(s)$: Função de transferência do modulador PWM;
- $G_v(s)$: Função de transferência da planta;
- $H_v(s)$: Função de transferência de medição.

4.3.2 - CONTROLE POR MODO CORRENTE MÉDIA

A técnica de controle de modo corrente média, aplicada a conversores CC-CC, é uma alternativa interessante que apresenta as seguintes vantagens e desvantagens:

Vantagens:

- Apresenta uma proteção de sobre-corrente natural;
- Possibilita o paralelismo de conversores;
- A função de transferência do conversor se aproxima a uma de primeira ordem;
- Apresenta imunidade a ruídos;

Desvantagens:

- Possui uma maior complexidade de projeto em relação ao controle por modo de tensão.

O controle por modo corrente média apresenta duas malhas de controle, a malha de corrente interna e a malha de tensão externa.

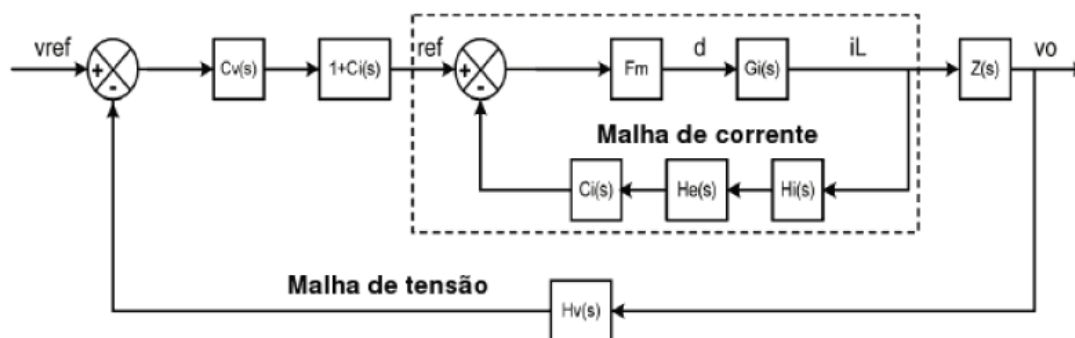


Figura 4.7 – Diagrama de blocos do controle por modo corrente média.

Onde:

Malha de Corrente:

- $C_i(s)$: Função de transferência do compensador de corrente;
- $G_i(s)$: Função de transferência da planta [$G_i(s)=i_L/d$];
- $H_i(s)$: Função de transferência do elemento de medição de corrente;
- $F_m(s)$: Função de transferência do comparador PWM;
- $H_e(s)$: Função de transferência teórica para testar robustez da malha de

corrente.

Malha de Tensão:

- $C_v(s)$: Função de transferência do compensador de tensão;
- $H_v(s)$: Função de transferência do elemento de medição de tensão;
- $Z(s)$: Função de transferência que relaciona tensão de saída/corrente no

indutor (em pequenos sinais).

4.4 - CONTROLADORES

O controlador tem a função de melhorar o desempenho do sistema em relação a alguma variação que possa acarretar em uma mudança na variável de interesse. Nos conversores

estáticos, o controlador deve fazer o sistema trabalhar em uma margem de fase positiva, ou seja, garantir que o sistema seja estável e também fazer com que a variável tensão, variável controlada, se mantenha, mesmo com presença de distúrbios [33-36].

4.4.1 - CONTROLADOR AVANÇO DE FASE - PD

A função de transferência típica de um PD apresenta um zero de baixa frequência e vários polos com frequências elevadas. Um modelo da função de transferência do PD é apresentado em (4.60).

$$G_C(s) = G_{C0} \cdot \frac{(1 + \frac{s}{w_z})}{(1 + \frac{s}{w_p})} \quad (4.60)$$

Alocando-se corretamente o zero \ddot{Y} e o polo \ddot{Y} , este controlador pode aumentar a margem de fase do sistema, melhorando assim a estabilidade [33-36].

4.4.2 - CONTROLADOR ATRASO DE FASE - PI

O modelo do controlador atraso de fase é mostrado em (4.61).

$$G_C(s) = G_{C\infty} \cdot (1 + \frac{w_L}{s}) \quad (4.61)$$

Alocando-se corretamente o zero, este controlador pode aumentar o ganho do sistema para baixas frequências sem mudar a margem de fase [33-36].

4.4.3 - CONTROLADOR COMBINADO - PID

Esse controlador combina as características dos outros controladores de forma bastante eficaz, onde um anula a desvantagem do outro. A função de transferência típica do controlador PID é mostrada por (4.62).

$$G_C(s) = G_{cm} \cdot \frac{(1 + \frac{w_L}{s}) \cdot (1 + \frac{s}{w_z})}{(1 + \frac{s}{w_{p1}}) \cdot (1 + \frac{s}{w_{p2}})} \quad (4.62)$$

Alocando corretamente os pólos e zeros é possível um aumento da margem de fase e um aumento do ganho para baixas frequências, além de conseguir diminuir os ganhos para altas frequências. [33-36]

O compensador PID combina as vantagens do controlador PI e PD. A ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema, sendo responsável pelo erro nulo em regime permanente. O efeito desestabilizador do controlador PI é contrabalanceado pela ação derivativa, que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema, ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais rápida, devido ao seu efeito antecipatório.

Na Figura 4.8 é apresentado o diagrama de blocos com o controlador PID. O processo de ajuste dos parâmetros PID é chamado de sintonia.

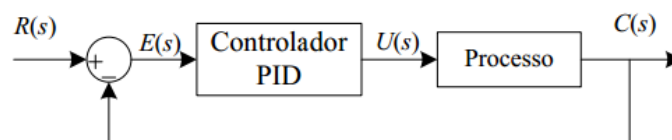


Figura 4.8 – Diagrama de blocos para um processo com controle PID.

O termo de natureza integral tem a característica de fornecer uma saída não nula após o sinal de erro ter sido zerado. Este comportamento é consequência do fato de que a saída

depende dos valores passados do erro e não do valor atual. Em outras palavras, erros passados “carregam” o integrador num determinado valor, o qual persiste mesmo que o erro se torne nulo. Esta característica tem como consequência que distúrbios constantes podem ser rejeitados com erro nulo. Diferentemente do que ocorre com controladores proporcionais, aqui não é necessário que o erro seja não nulo para dar origem a um controle que cancele o efeito do distúrbio. Assim, a principal razão para a presença do termo de natureza integral é reduzir ou eliminar os erros estacionários.

O termo derivativo tem o papel de aumentar o amortecimento e, em geral, melhorar a estabilidade de um sistema. Intuitivamente, a ação do termo derivativo pode ser entendida quando considerarmos um controlador PD num instante em que o erro é momentaneamente nulo, mas sua taxa de variação, não. Nesse caso, o termo proporcional não terá contribuição alguma sobre a saída, mas o termo derivativo, sim; este último, tem, o papel de fazer com que o controlador se antecipe à ocorrência do erro. Essa característica de tornar o controlador sensível à taxa de variação do erro tem o efeito de aumentar o amortecimento do sistema.

A combinação dos termos de natureza proporcional, integral, e derivativa é normalmente utilizada para se obter um grau aceitável de redução de erro estacionário, simultaneamente, com boas características de estabilidade e de amortecimento. Os compensadores PID permitem um compromisso na especificação de mais de um parâmetro da resposta transitória, entre eles: tempo de estabilização, tempo de subida e overshoot máximo, com uma especificação de erro máximo de regime permanente. Isso garante uma grande flexibilidade na especificação de projetos, diferentemente do que ocorre com o controlador proporcional, que só garante a especificação de um parâmetro.

4.5 - PROJETO DE CONTROLADORES

A função transferência demonstrada na Equação 4.59 apresenta os seguintes diagramas de Bode e o lugar das raízes, Figura 4.9.

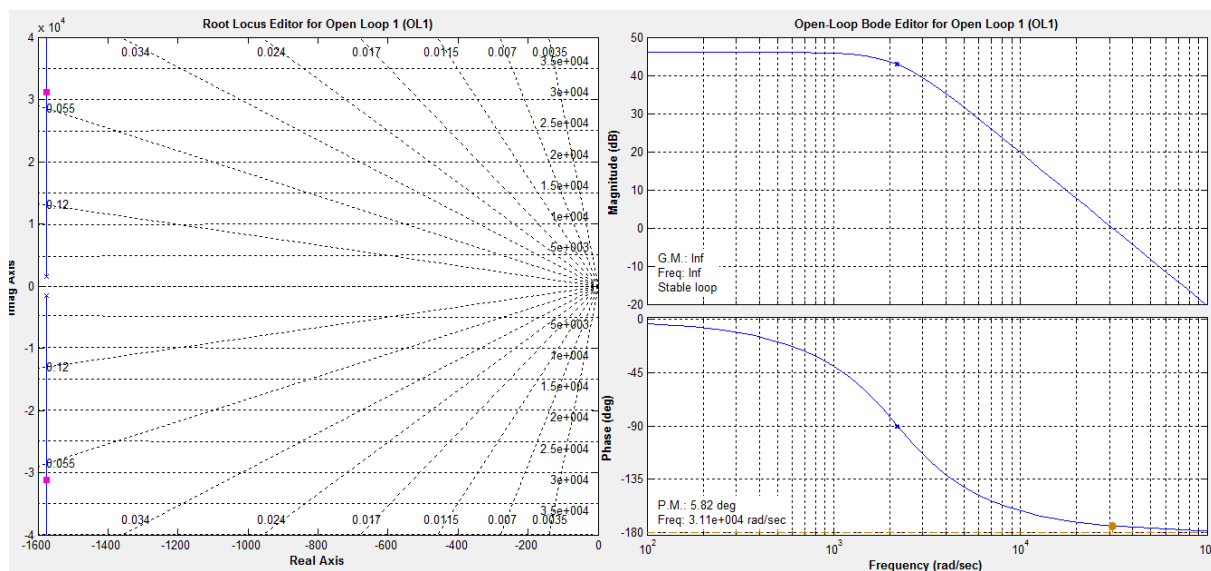


Figura 4.9 – Lugar das raízes e diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$ do Boost.

Analisando a Figura 4.9, percebe-se que a margem de fase é de $0,84^\circ$, ou seja, o sistema encontra-se próximo da instabilidade com frequência de cruzamento de 5,8kHz. A Figura 4.10 mostra que a resposta da planta a um degrau unitário é subamortecida, pois a planta apresenta polos complexos conjugados, com grandes oscilações em regime transitório e grande tempo de estabilização.

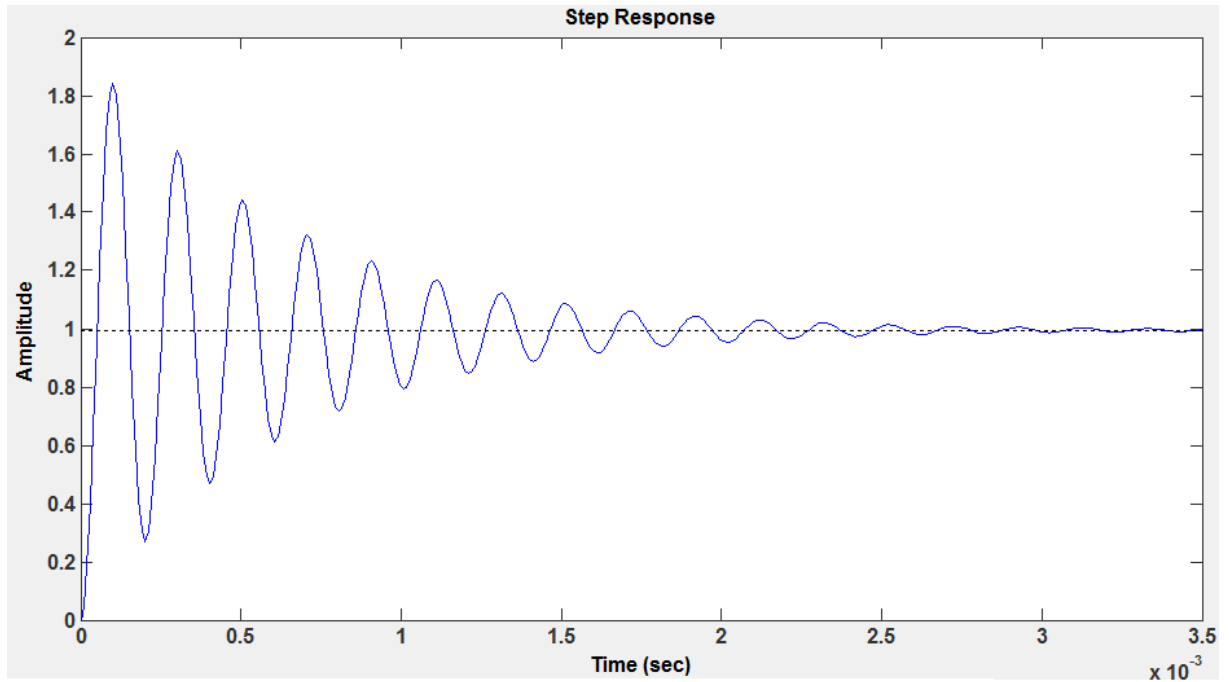


Figura 4.10 – Resposta da planta a um degrau unitário.

Baseando-se nas analogias das Figuras 4.9 e 4.10, conclui-se que é de suma importância projetar um compensador para a planta apresentar resposta estável e rápida para compensar as perturbações causadas ao sistema.

Sabe-se que o conversor Boost apresenta característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída, então para monitorar a tensão de saída do conversor CC-CC de forma que seja mantida em $350 V_{dc}$ é empregada a técnica de controle por malha de tensão, demonstrada na Figura 4.11.

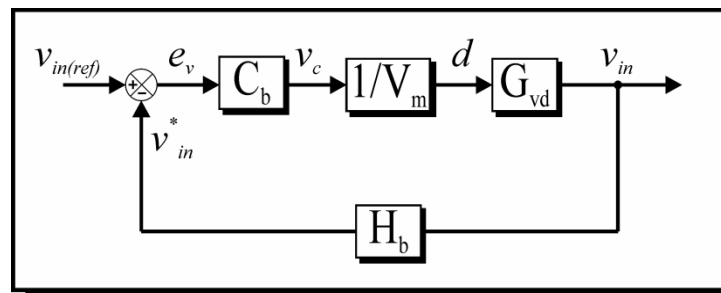


Figura 4.11 – Malha de controle da tensão de entrada do conversor.

Nesta técnica a tensão de saída é monitorada pelo controlador e é compensada através do tempo em que a chave fica aberta ou fechada. A adição da malha de controle da tensão, estabelece que a tensão de referência seja de $350 V_{dc}$, onde o erro desta tensão é amplificado e somado à potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, compondo a referência de potência instantânea.

Além disso, os algoritmos P&O e IncCond respondem mais rápido controlando tensão que controlando corrente, já que a tensão varia em menor quantidade que a corrente quando ocorre variações bruscas no índice de insolação, resultando em rastreamento mais rápido de potência, com menores perdas.

Neste projeto pode-se utilizar diferentes tipos de compensadores. Escolheu-se o compensador PID por se tratar de uma configuração já consagrada na literatura e por apresentar resposta dinâmica satisfatória para a aplicação proposta.

O compensador PID possui dois zeros e dois polos. Um dos zeros e o polo na origem podem ser projetados como o compensador integral ideal. O outro zero pode ser projetado como o compensador derivativo ideal. Por fim, o último polo do compensador é utilizado para atenuar as frequências provenientes da frequência de chaveamento. Na Figura 4.12 é apresentado o diagrama de Bode do compensador PID.

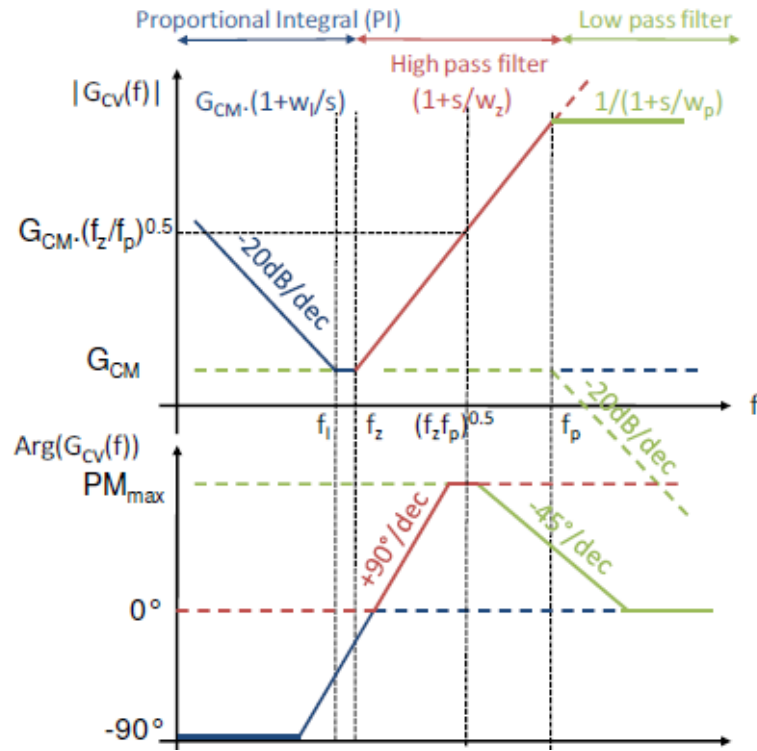


Figura 4.12 – Assíntotas do compensador PID.

Para verificar a estabilidade, deve-se considerar que a margem de fase deve estar entre 0° e 180° . Além disso, para que o sistema apresente um tempo de acomodação reduzido e com um “overshoot” pequeno, é desejável que se obtenha margem de fase entre 45° e 76° .

Se o ganho do compensador for muito alto na frequência de chaveamento, esses harmônicos de chaveamento serão amplificados e podem prejudicar a operação do PWM. Assim, a frequência de corte f_{corte} da malha de tensão compensada tem que ser de uma década inferior à frequência de chaveamento f_{sw} do conversor DC-DC. O pólo ressonante f_o da função de transferência da planta do Boost é calculado através da equação (4.63).

$$f_o = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\frac{1}{L_b * C_{in}}} = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\frac{1}{4.2 * 10^{-6} * 65. * 10^{-6}}} = 9632,49\text{Hz} \quad (4.63)$$

Os coeficientes do compensador PID serão calculados abaixo para uma margem de fase desejada ($PM_{desejada}$) de 72° :

$$f_{corte} \ll f_{sw} \rightarrow f_{corte} = \frac{f_{sw}}{10} = \frac{50k}{10} = 5kHz \quad (4.64)$$

$$f_z = f_{corte} * \frac{\sqrt{1 - \sin(PM_{desejada})}}{\sqrt{1 + \sin(PM_{desejada})}} = 5000 * \frac{\sqrt{1 - \sin(72)}}{\sqrt{1 + \sin(72)}} = 792Hz \quad (4.65)$$

$$\omega_z = 2 * \pi * f_z = 4976,2 \text{ rad/s} \quad (4.66)$$

$$f_p = f_{corte} * \frac{\sqrt{1 + \sin(PM_{desejada})}}{\sqrt{1 - \sin(PM_{desejada})}} = 5000 * \frac{\sqrt{1 + \sin(72)}}{\sqrt{1 - \sin(72)}} = 31,57kHz \quad (4.67)$$

$$\omega_p = 2 * \pi * f_p = 198352,35 \text{ rad/s} \quad (4.68)$$

$$f_l \ll f_{corte} \rightarrow f_l = \frac{f_{corte}}{10} = \frac{f_{sw}}{100} = \frac{50k}{100} = 500Hz \quad (4.69)$$

$$\omega_l = 2 * \pi * f_l = 3141,6 \text{ rad/s} \quad (4.70)$$

$$G_{cm} = \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} * \frac{V_m}{G_v(f_{corte})H_v} \approx \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} * \frac{V_m}{H_v V_{Cbus}} \left(\frac{f_{corte}}{f_o} \right)^2 = \sqrt{\frac{792}{31,57k}} * \frac{10}{1 * 350} \left(\frac{5000}{726,44} \right)^2 \quad (4.71)$$

$$= 0,2114386663$$

Onde:

f_z = Frequência do zero do compensador PID;

f_p = Frequência do polo do compensador PID;

G_{cm} = Ganho estático do compensador PID;

f_l = Frequência do zero do compensador PID;

V_m = Amplitude da onda triangular do PWM.

Assim, a função de transferência do compensador, substituindo-se os valores calculados é:

$$PI = G_{cm} * \left(1 + \frac{\omega_l}{s}\right) = \left(\frac{0,2114386663s + 589,4}{s}\right) \quad (4.72)$$

$$PD = G_{cm} * \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} = 0,2114386663 * \frac{\left(1 + \frac{s}{4976,2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{198352,35}\right)} \quad (4.73)$$

$$\begin{aligned} PID = G_{cv}(s) &= 0,2114386663 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{4976,2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{198352,35}\right)} * \left(1 + \frac{3141,6}{s}\right) \\ &= \frac{8,427988s^2 + 6,8416724993 * 10^4 s + 1,31756681882 * 10^8}{s^2 + 1,98352350000 * 10^5 s} \end{aligned} \quad (4.74)$$

Na Figura 4.11 estão apresentados os diagramas de Bode e a resposta no domínio do tempo após um degrau unitário da planta compensada em malha fechada utilizando o compensador PID.

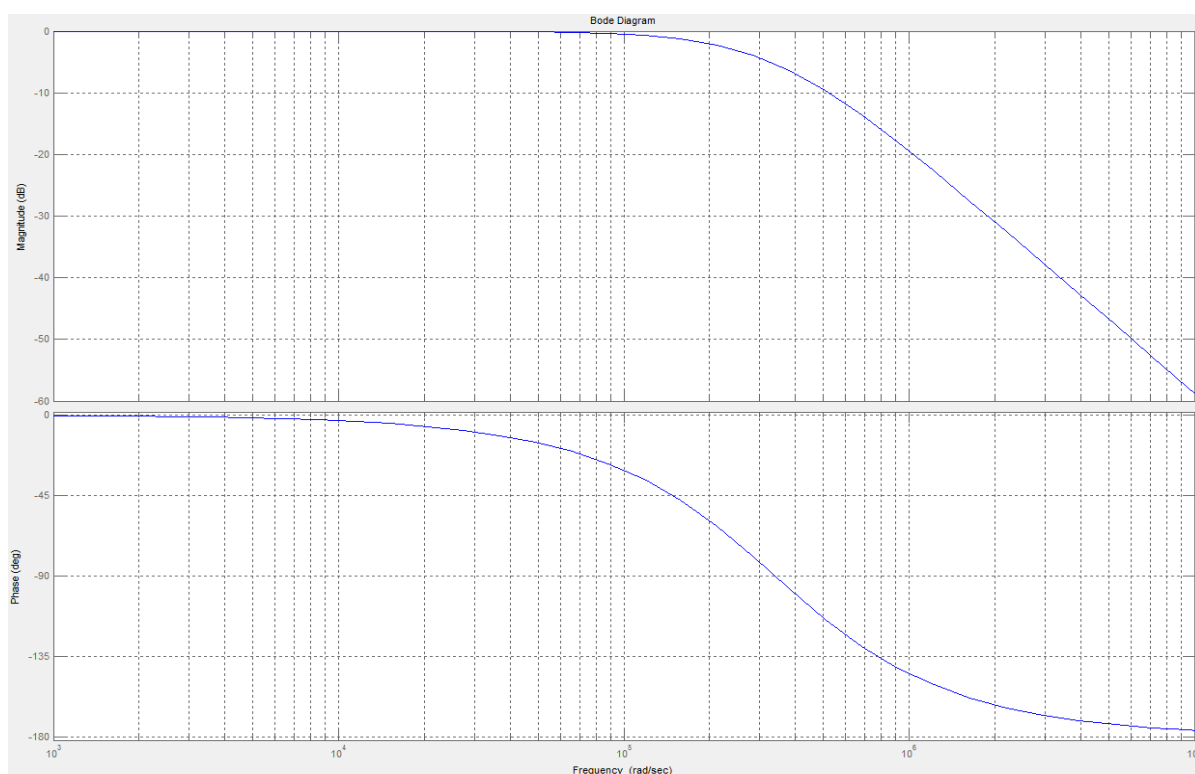


Figura 4.13 – Diagrama de Bode do PID projetado.

Na Figura 4.14 estão apresentados os diagramas de Bode e a resposta no domínio do tempo após um degrau unitário da planta compensada em malha fechada utilizando o compensador PID apresentado na Figura 4.13.

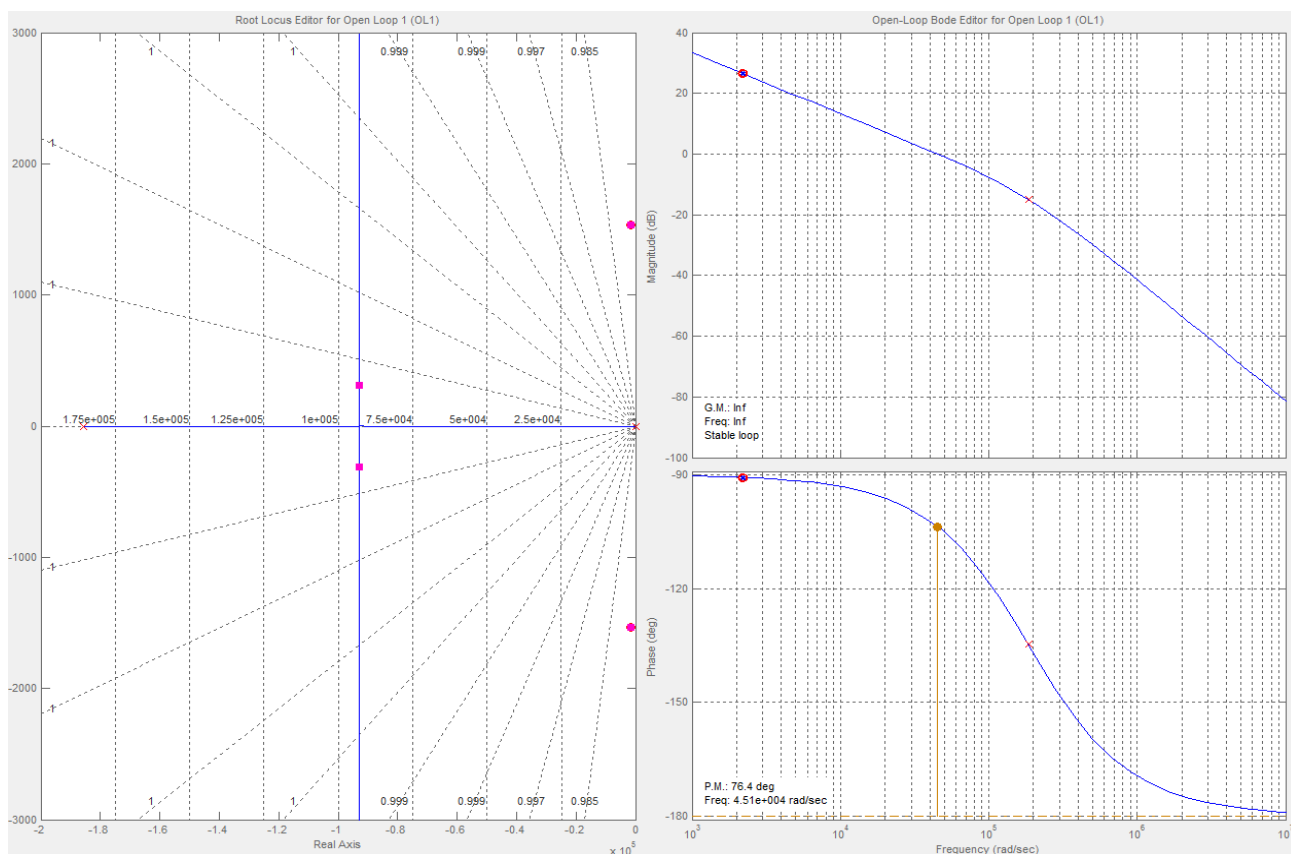


Figura 4.14 – Diagrama de Bode e lugar das raízes da planta compensada pelo PID.

Observa-se na Figura 4.14 que o sistema em malha fechada apresenta uma margem de fase de aproximadamente de $76,4^\circ$, bem próximo do valor utilizado no projeto. O sistema é estável e as componentes de alta frequência a partir de 5 kHz são atenuadas. A Figura 4.15 demonstra a resposta do sistema no tempo após um degrau

unitário.

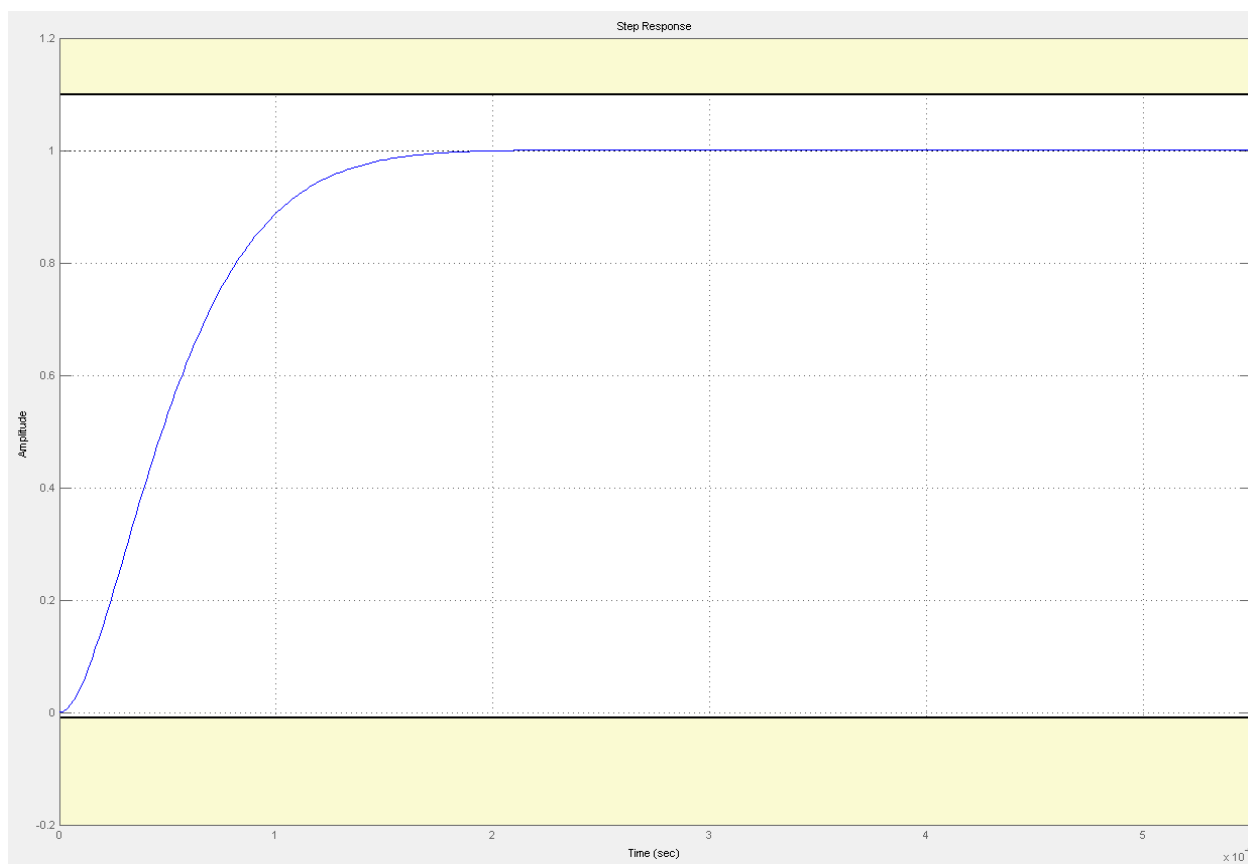


Figura 4.15 – Resposta do sistema compensado com o PID após um degrau unitário.

4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Apresentou-se neste capítulo, toda a modelagem matemática do conversor Boost em Espaço de Estados conforme os critérios de projeto estabelecidos e as especificações dos componentes determinados no capítulo 3. Além disso, projetou-se o compensador PID para compensação da planta controlada por modo de tensão e demonstrou através dos diagramas de Bode da planta a viabilidade da utilização do PID.

No próximo capítulo apresenta-se os resultados de simulação e experimentais das técnicas de MPPT P&O e IncCond, demonstrando a eficiência do sistema obtida com o PID projetado neste capítulo.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nos capítulos anteriores fez-se o projeto do circuito de potência, a modelagem matemática e o projeto do compensador utilizado para conversor BOOST. Além disso, determinou-se que as técnicas de MPPT abordadas nesse trabalho serão os algoritmos P&O e IncCond.

Com o intuito de validar os resultados teóricos, fez-se a simulação do conversor utilizando o programa computacional PSIM. Para isso, foram utilizados elementos de circuito ideais na simulação e, baseados nos resultados obtidos, montou-se um protótipo, em laboratório, visando reproduzir as condições de funcionamento desejadas e comprovar os princípios teóricos estabelecidos para a operação do conversor proposto.

Os estudos teóricos, de simulação e a implementação prática justificam a viabilidade e aplicabilidade do conversor em Sistemas Fotovoltaicos.

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimentais do protótipo utilizando os métodos de MPPT P&O e IncCond.

5.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Com o intuito de comprovar a viabilidade da aplicação do conversor Boost, e a eficiência dos Métodos de MPPT P&O e IncCond, foram estabelecidos pontos de operação para simulação e obtenção dos resultados experimentais, conforme equipamentos e componentes disponíveis em laboratório. Salienta-se que, no caso do Método IncCond, foram apresentados somente resultados computacionais.

Para a simulação dos sistemas propostos utilizou-se o software PSIM. Objetivando-se a simplificação da estrutura de simulação, foram apresentados os blocos de potência e de controle da estrutura.

5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS UTILIZANDO O ALGORITMO DE MPPT P&O

Para simular o arranjo fotovoltaico utilizou-se o bloco Solar Module (physical model) do Software PSIM, Figura 5.1, no qual foram inclusos os dados técnicos de catálogo dos módulos (fabricante Kyocera modelo KD135SX-UPU), Figura 5.2.

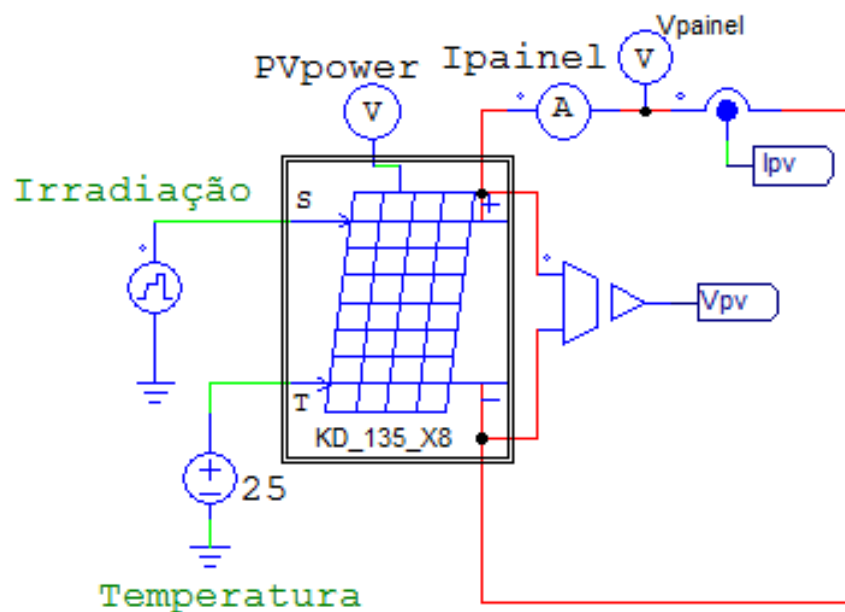


Figura 5.1 – Módulo fotovoltaico.

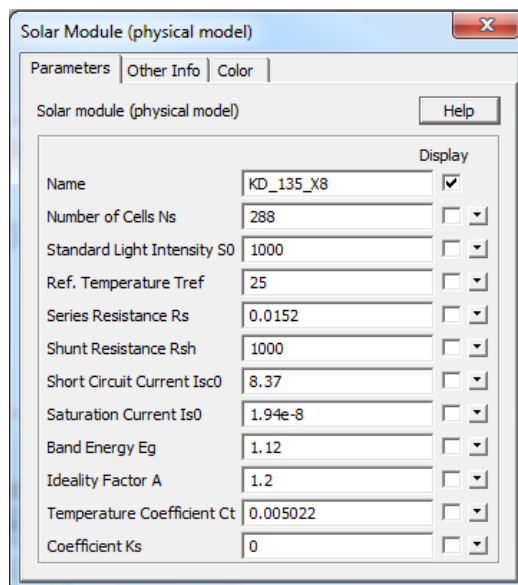


Figura 5.2 – Solar Module (Physical Model).

Na Figura 5.3, tem-se o circuito utilizado na simulação da técnica de MPPT P&O. Todo o sistema é representado pelo circuito que representa o Degrau de Luminosidade, a fonte primária de energia que é o Pannel Fotovoltaico (PV) e pelo conversor CC-CC tipo Boost. Esse esquemático foi elaborado e simulado no Software PSIM.

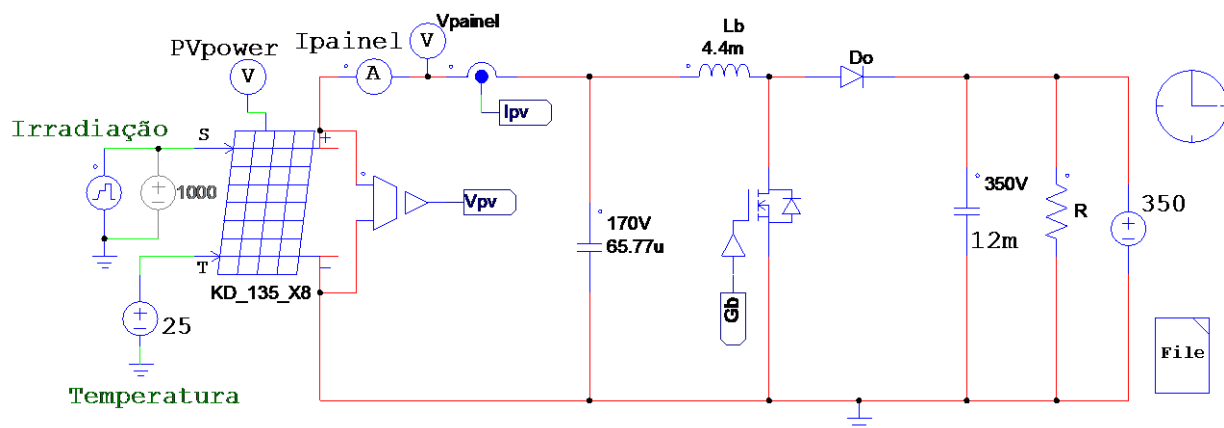


Figura 5.3 - Circuito para simulação da técnica P&O.

Os módulos PV operam como unidade básica de geração de energia, podendo ser conectados em série ou em paralelo. No presente trabalho foi considerado que os painéis fotovoltaicos foram conectadas em cascata.

A estrutura do conversor estático Boost é utilizada com o objetivo de fazer o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) da associação de painéis fotovoltaicos e elevar a tensão obtida nos terminais do módulo PV.

Sabe-se que a tensão e a corrente gerada em uma célula fotovoltaica são extremamente dependentes da irradiação solar diária. O bloco que representa o Degrau de Luminosidade, tem a função de representar as oscilações intempestivas de luminosidade incidente nos painéis ao longo do dia e obedece os degraus de insolação especificados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Degraus de potência para simulação.

Potência [w]	100	100	400	400	600	600	300	300	700	700	1000	1000	500	500
Tempo [s]	0	0.2	0.23	0.4	0.42	0.6	0.62	0.8	0.82	1	1.02	1.2	1.22	1.4

Para desenvolver o algoritmo P&O desenvolveu-se o subsistema MPPT Perturb & Observe da Figura 5.4 baseado no fluxograma da Figura 2.12.

Controle P&O Clássico

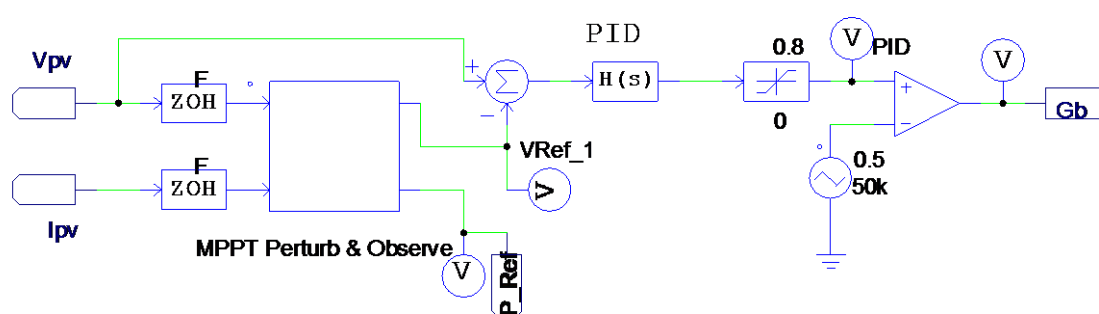


Figura 5.4 - Esquema da simulação da técnica P&O.

Implementou-se o algoritmo Perturba e Observa utilizando a função *C Block* do PSIM, cuja frequência de amostragem, conforme determinado no projeto do

compensador PID, é de 100 kHz, isto é, duas vezes maior que a frequência de chaveamento.

Simulou-se a técnica considerando a condição em que se têm variações na irradiação solar e a temperatura fixa em 25° C.

Utilizou-se o bloco de simulação representado pela Figura 5.4 para simular a técnica de MPPT P&O. A partir dele, pode-se utilizar o algoritmo e gerar o código em linguagem C para compilar no Software CCS e executá-lo no DSP. Outra alternativa é utilizar o bloco de simulação da Figura 5.5 para gerar o código que será compilado pelo CCS e executado no DSP.

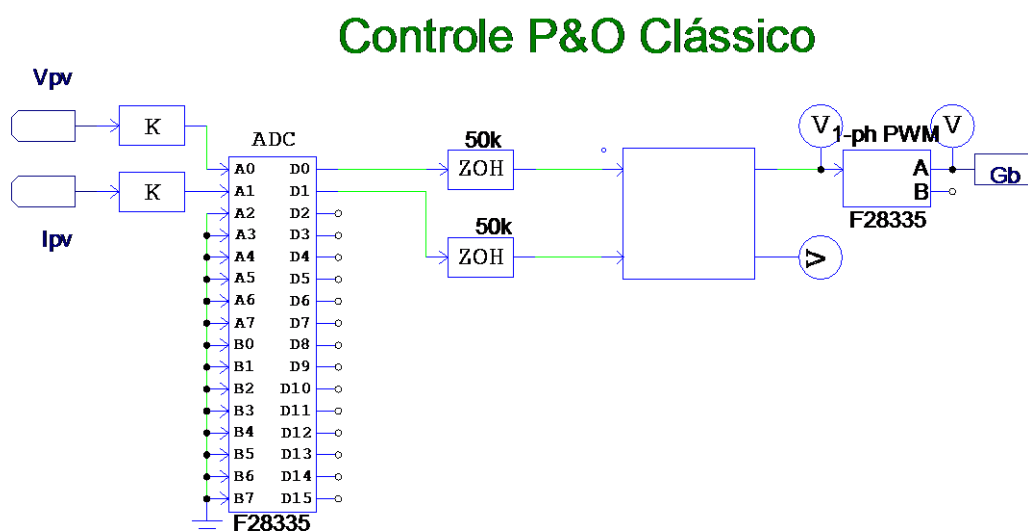


Figura 5.5 - Esquema de simulação da técnica P&O para gerar o código em linguagem C.

Nas Figuras 5.6 e 5.7, têm-se os degraus de potência definidos para a operação do bloco de simulação dos módulos PV representado pelo gráfico em azul. No gráfico vermelho é apresentada a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, ou seja, a potência drenada pela carga.

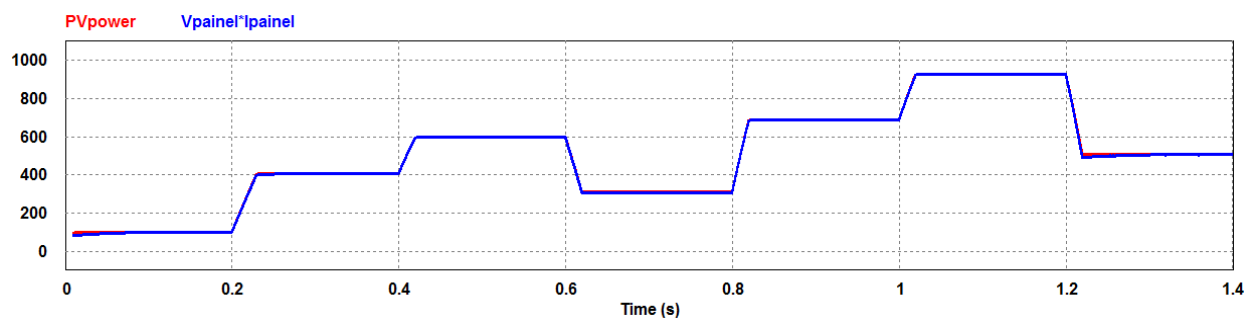


Figura 5.6 – Degraus de Potência emulada e Potência gerada.

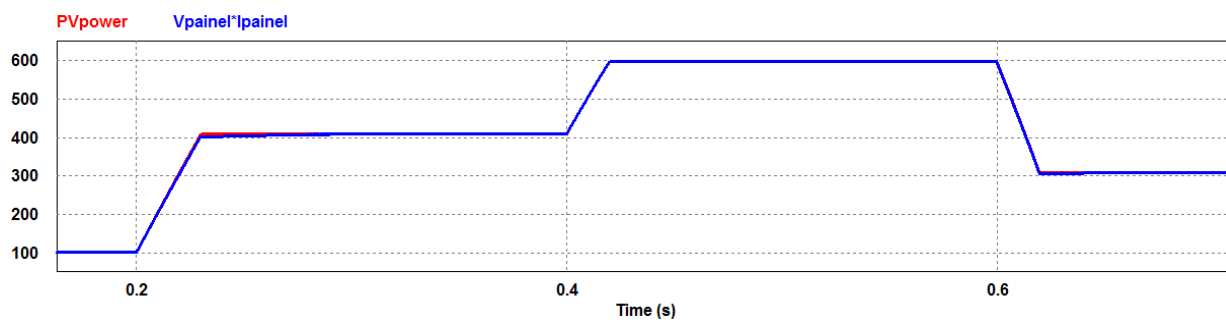


Figura 5.7 - Degraus de Potência emulada e Potência gerada.

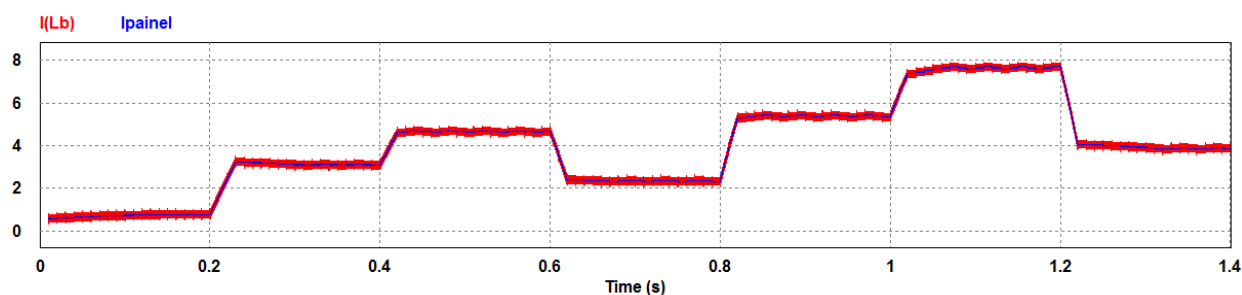


Figura 5.8 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.

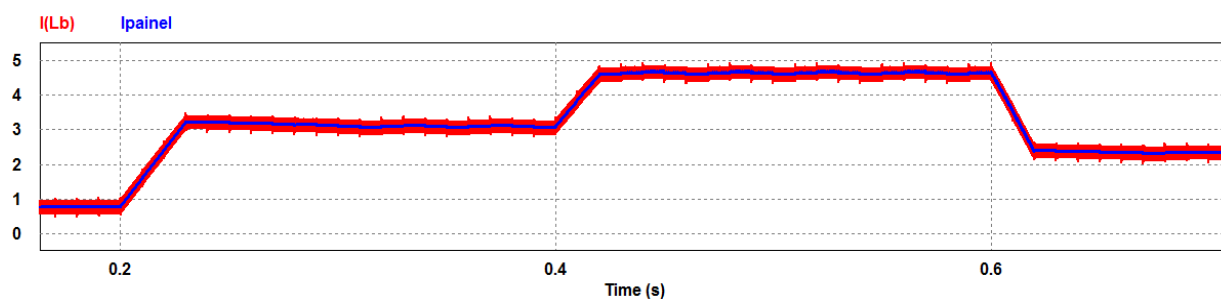


Figura 5.9 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.

A corrente fornecida pelo arranjo fotovoltaico, gráfico azul, e a corrente no indutor do conversor Boost, gráfico vermelho, são mostradas nas Figuras 5.8 e 5.9. Comprova-se aqui que a variação da corrente do painel fotovoltaico é instantânea com a variação da insolação, tornando inviável ao algoritmo P&O impor a referência de corrente, o que justifica a adoção de perturbar a tensão do painel.

A resposta do controle MPPT aplicado ao conversor Boost utilizando-se o compensador PID apresentada nas Figuras 5.10, 5.11 e 5.12, mostrou-se muito rápida e com pequeno erro de regime permanente. A ondulação máxima de tensão nos terminais do painel foi de 0,8 V de pico a pico em torno da tensão de referência. Analisando-se os resultados práticos e de simulação, optou-se por utilizar o PID para o controle da tensão nos terminais do painel.

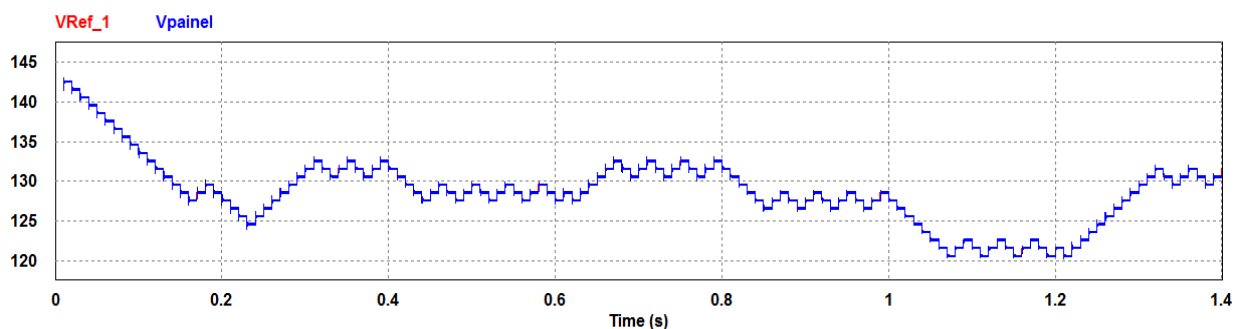


Figura 5.10 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (azul) e referência dada pelo controle MPPT (vermelho).

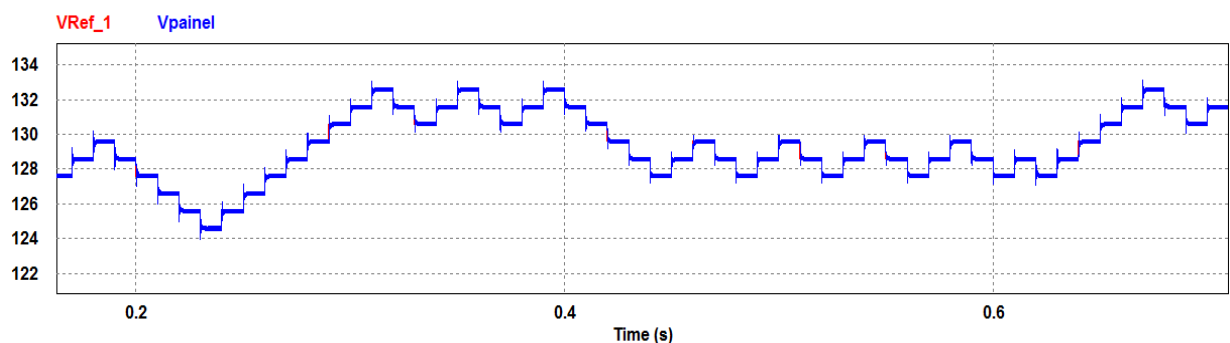


Figura 5.11 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (azul) e referência dada pelo controle MPPT (vermelho).

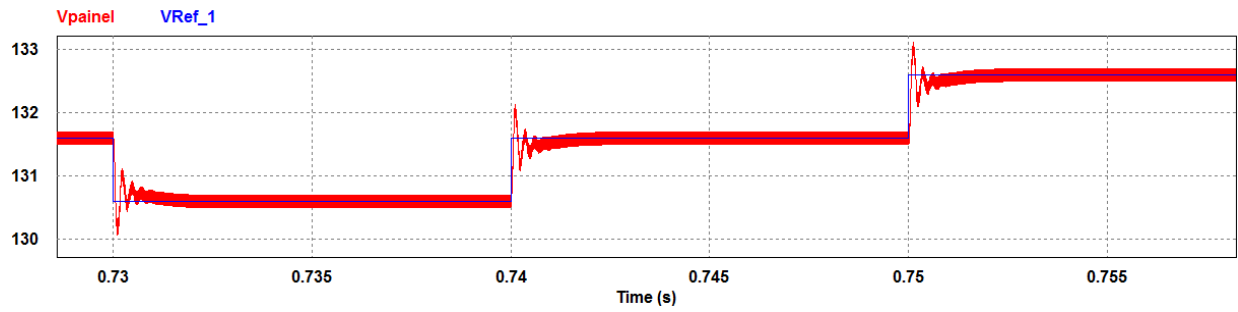


Figura 5.12 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (azul) e referência dada pelo controle MPPT (vermelho).

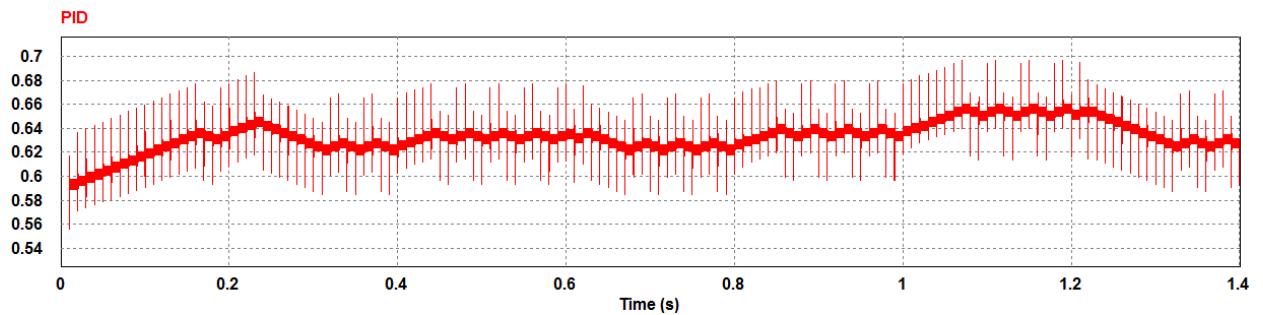


Figura 5.13 - Resposta do compensador PID utilizado.

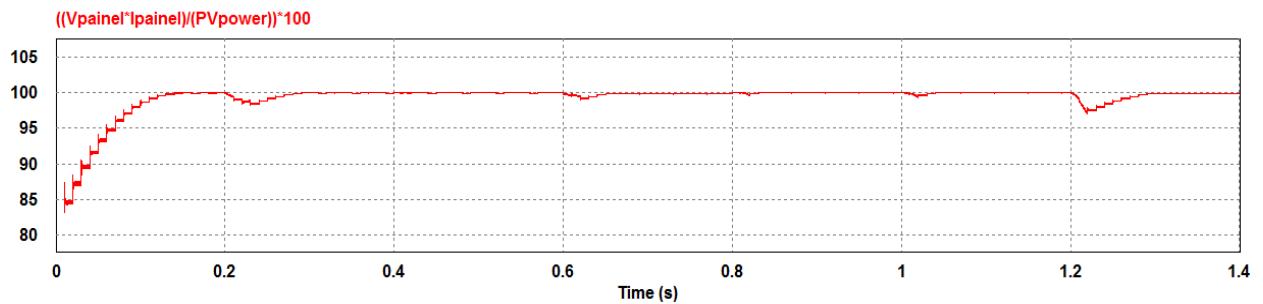


Figura 5.14 - Eficiência do algoritmo de MPPT P&O.

A Figura 5.15 apresenta o valor instantâneo do rendimento do algoritmo de MPPT utilizado. Nota-se que o rendimento mínimo foi em torno de 98,3%, sendo que na maior parte do tempo o rendimento do MPPT está acima de 99,5%. Constatou-se que o rendimento do MPPT tem uma redução nos momentos em que os degraus de irradiação são alterados.

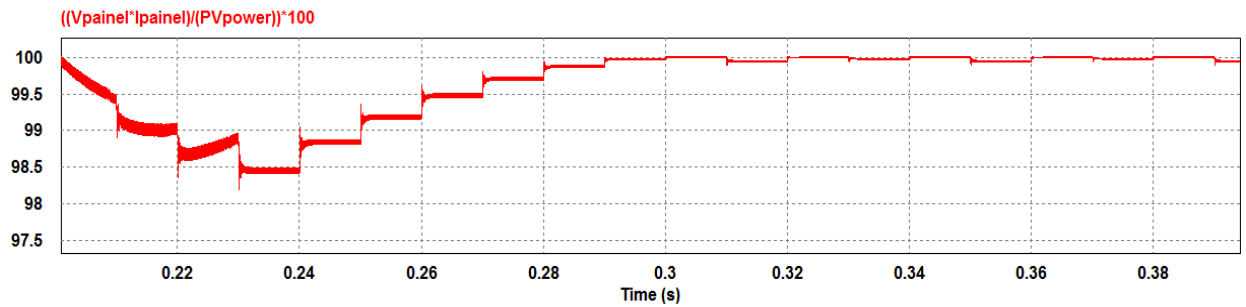


Figura 5.15 - Eficiência do algoritmo de MPPT P&O.

A Figura 5.16 representa a perda de potência no MPPT. Analisando os resultados de simulação, percebe-se que a variação de tensão foi mais brusca com degraus elevados de irradiação, por isso ocorrem maiores perdas no rastreamento.

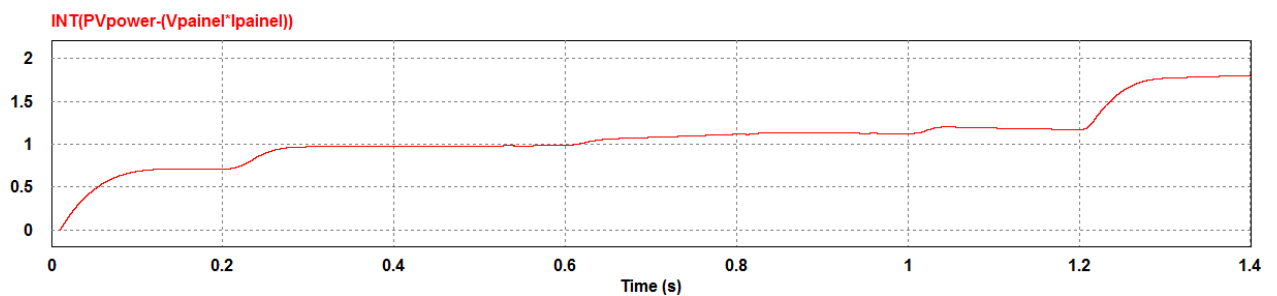


Figura 5.16 - Perda de potência no MPPT P&O.

Para a obtenção dos resultados experimentais, além do protótipo demonstrado na Figura 5.17, utilizou-se os seguintes equipamentos: “E4360A Modular Solar Array Simulator Mainframe” (SAS) fabricado pela Agilent Technologies, osciloscópio TPS2024 da Tektronix, fonte de tensão variável (Varivolt), retificador bifásico a diodos, reostato (resistência variável), circuito de gatilho com a fonte auxiliar, módulos de aquisição e condicionamento de sinais de tensão e corrente, além de duas fontes auxiliares com saídas de +5 V, -5 V, +12 V, -12 V, +15 V e -15 V. Para realizar o controle do conversor, através da variação da largura de pulso que aciona a chave semicondutora, utilizou-se o microprocessador DSP TMS320F28335.

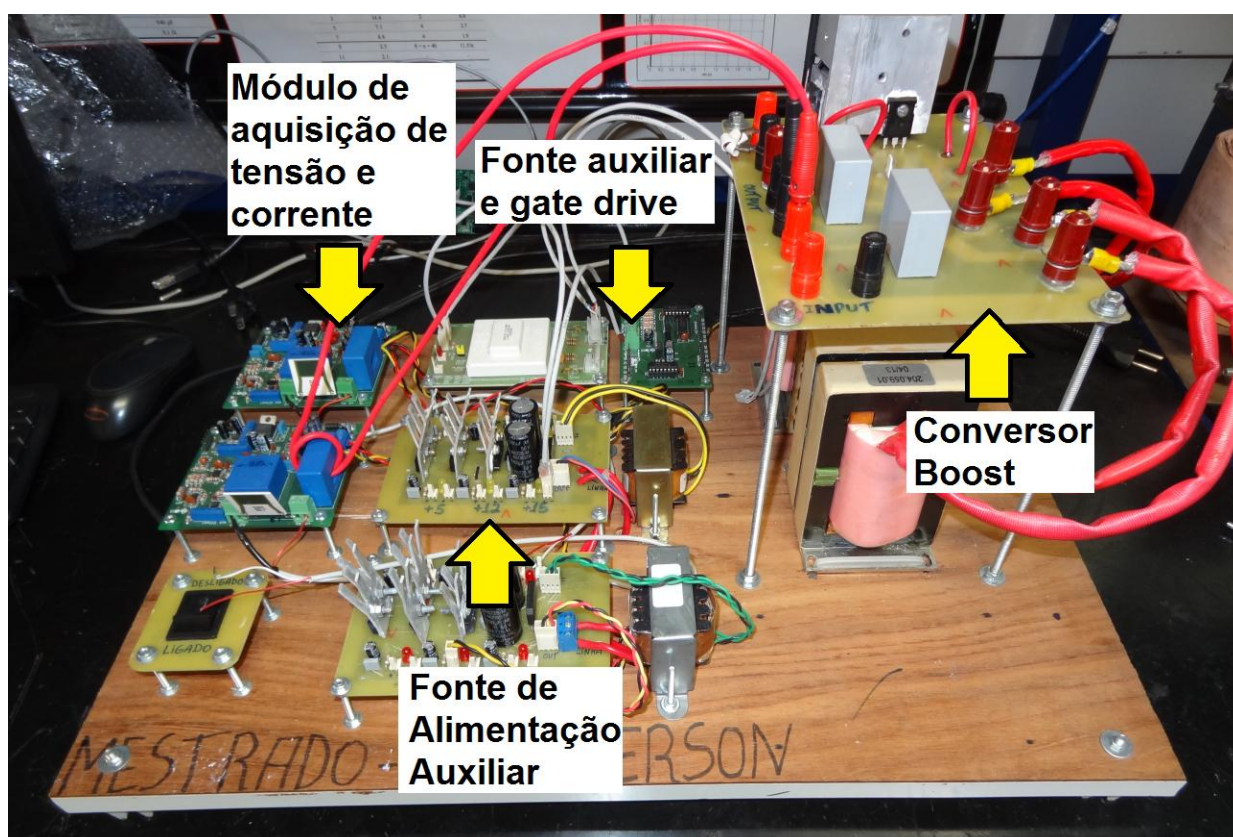


Figura 5.17 - Protótipo do conversor Boost.

A fonte de tensão variável (Varivolt) e o retificador bifásico a diodos representa o link DC no barramento do conversor Boost, responsável por realizar a imposição da tensão na saída do conversor.

O circuito de gatilho (*gate driver*) utilizado para enviar os pulsos de comando para os IGBTs é o SKHI-10op da Semikron. Ele possui proteção contra curto-circuito baseado no monitoramento da tensão VCE do interruptor, provendo o desligamento suave com a sinalização de erro. Esse circuito necessita de uma fonte de alimentação, também fabricada pela Semikron, a qual é alimentada com 15 V e fornece uma tensão isolada de 24 V na saída.

O módulos de aquisição e condicionamento de sinais de tensão e corrente, tem a função de aquisição e tratamento de sinais de tensão e corrente para que estes possam ser

interpretados por um DSP (*Digital Signal Processor*). Estes módulos tem em seu corpo basicamente 2 sensores Hall, um de tensão e outro de corrente, 5 AOs (Amplificadores Operacionais), 1 regulador de tensão e outros componentes simples (conectores, beads, resistores, trimpots e capacitores).

O microprocessador a ser utilizado nos ensaios práticos é ilustrado na Figura 6.26. Deve-se destacar que este DSP TMS320F28335 da Texas Instruments, é um processador digital de sinais de ponto flutuante, 32 bits e 150 MIPS (150 milhões de instruções por segundo), cuja arquitetura é otimizada para controle digital. Tem capacidade de processamento e funções periféricas específicas para controle, sendo que suas características principais, relacionadas à aplicação em eletrônica de potência, são:

- Processador de 32 bits em ponto flutuante;
 - Frequência de clock de entrada de 30 MHz;
 - Frequência operação de 150 MHz (6.67 ns);
 - Arquitetura Harvard;
 - Memória Flash 512K;
 - Memória RAM 68K;
 - Memória SRAM 256K;
 - Interface para memória externa;
 - 12 saídas PWM;
 - 16 Canais de conversão A/D de 12 bits (12.5 MSPS);
 - Contador de tempo dedicado de 16 bits com controle de período e frequência;
 - Conector RS-232 com driver de linha;
 - Watchdog Timer;
-

- Até 87 pinos multiplexados de entrada/saída;
- Interface JTAG (padrão IEEE 1149.1);
- Interface CAN 2.0 com driver de linha e conector;
- Controlador USB JTAG;
- Múltiplos conectores de expansão.

Para fins de teste utilizou-se o SAS, que é um equipamento com características parametrizadas de módulos solares fotovoltaicos. O modelo presente no laboratório é composto por um simulador E4361A, no qual possui as especificações técnicas conforme Figura 5.18.

Usa-se o SAS como fonte de alimentação do sistema. Este emulador possui a característica de alterar os seus parâmetros internos, e por isto é utilizado previamente aos módulos fotovoltaicos. O fato do SAS permitir ajustar configurações distintas facilita a realização de testes, verificando o bom funcionamento do controle aplicado ao sistema. Portanto, a edição de parâmetros se torna simples, como por exemplo, mudar a irradiação solar durante os testes.

O SAS gera curvas $I - V$ mediante a definição de 3 pontos: tensão de circuito aberto, corrente de curto circuito e o ponto de máxima potência. Além disso, o SAS permite que curvas $I - V$ sejam geradas por meio de uma tabela de pontos definida pelo usuário.

		E4361A	E4362A	E4362A-J01	E4362A-J02	
Output Ratings (Simulator and Table mode)		Maximum Power	510 W	600 W	594 W	594 W
		Maximum Open Circuit Voltage (V _{OC})	65 V	130 V	117 V	120 V
		Maximum Voltage Point (V _{MP})	60 V	120 V	108 V	110 V
	Line Voltage: 200 V/230 V/240 V	Maximum Short Circuit Current (I _{SC})	8.5 A	5.0 A	5.5 A	5.4 A
		Maximum Circuit Point (I _{MP}) ¹	8.5 A	5.0 A	5.5 A	5.4 A
	Line Voltage: 100 V/120 V ⁴	Maximum Short Circuit Current (I _{SC})	4.25 A	2.5 A	2.75 A	2.7 A
		Maximum Current Point (I _{MP}) ¹	4.25 A	2.5 A	2.75 A	2.7 A
Output Ratings (Fixed Mode)	Minimum Impedance (ΔV/ΔVI) ¹		0.25 Ω	1 Ω	1 Ω	1 Ω
	Voltage		0 - 60 V	0 - 120 V	0 - 108 V	0 - 110 V
	Line Voltage: 200 V/230 V/240 V	Current	0 - 8.5 A	0 - 5.0 A	0 - 5.5 A	0 - 5.4 A
	Line Voltage: 100 V/120 V ⁴	Current	0 - 4.25 A	0 - 2.5 A	0 - 2.75 A	0 - 2.7 A
Current Derating Factor (from 40°C to 55°C)		0.11 A/°C	0.069 A/°C	0.069 A/°C	0.068 A/°C	
Output Voltage Ripple & Noise (from 20 Hz to 20 MHz with a resistive load, outputs ungrounded, or either output grounded)	Simulator/Table mode	20 mV _{rms}	24 mV _{rms}	24 mV _{rms}	24 mV _{rms}	
		125 mV _{p-p}	195 mV _{p-p}	195 mV _{p-p}	195 mV _{p-p}	
	Fixed mode (constant voltage)	24 mV _{rms}	30 mV _{rms}	30 mV _{rms}	30 mV _{rms}	
		150 mV _{p-p}	150 mV _{p-p}	150 mV _{p-p}	150 mV _{p-p}	
Programming Accuracy ^{2,3} (@ 23°C ±5°C)	Fixed Mode Voltage	0.075% + 25 mV	0.075% + 50 mV	0.075% + 50 mV	0.075% + 50 mV	
	Fixed Mode Current	0.2% + 20 mA	0.2% + 10 mA	0.2% + 11 mA	0.2% + 11 mA	
Readback Accuracy ³ (from front panel or over GPIB with respect to actual output @ 23 ±5°C)	Voltage	0.08% + 25 mV	0.08% + 50 mV	0.08% + 50 mV	0.08% + 50 mV	
	+Current	0.20% + 20 mA	0.20% + 10 mA	0.20% + 11 mA	0.20% + 11 mA	
	–Current	0.35% + 48 mA	0.35% + 24 mA	0.35% + 26 mA	0.35% + 26 mA	
Load Regulation – Fixed Mode (change in output voltage or current for any load change within ratings)	Constant voltage	2 mV	2 mV	2 mV	2 mV	
	Constant current	1 mA	1 mA	1 mA	1 mA	
Line Regulation – Fixed Mode (change in output voltage or current for any line voltage change within ratings)	Constant voltage	2 mV	2 mV	2 mV	2 mV	
	Constant current	1 mA	1 mA	1 mA	1 mA	

Figura 5.18 - Especificações técnicas do SAS E4361A.

Os parâmetros de ajuste para determinar o primeiro ponto de operação são:

Tabela 5.2 - Valores parametrizados para o primeiro ponto de operação.

Voc [V]	Vmp [V]	Imp [A]	Isc [A]	Pmáx [W]
61.5	49.53	7.33	8	363.0549

Os ajustes no SAS podem ser feitos de duas maneiras: no próprio equipamento, Figura 5.19, ou através da interface representada na Figura 5.20.



Figura 5.19 – SAS utilizado.



Figura 5.20 – Interface para ajustes do SAS.

A obtenção dos resultados experimentais limitou-se às condições de operação do SAS, conforme a ficha técnica representada na Figura 5.18. Parametrizando o SAS com os dados da Tabela 5.2, observa-se os seguintes resultados através do osciloscópio:

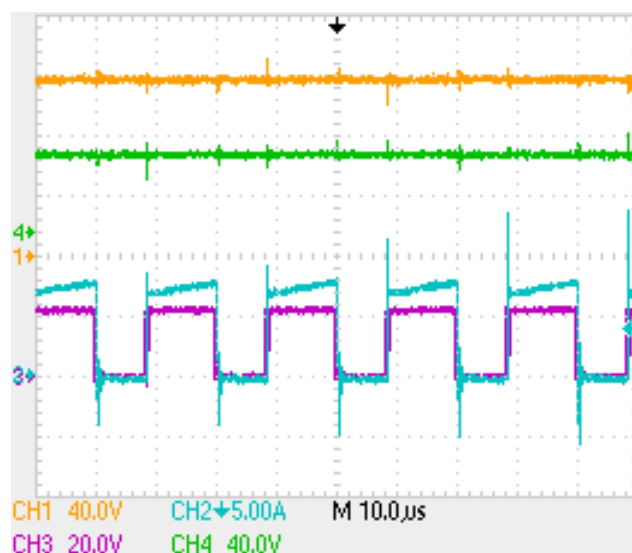


Figura 5.21 - Resultados experimentais - Formas de onda da tensão de saída (canal 1), Tensão de entrada (canal 4), Corrente na chave (canal 2) e Sinal de pulso na chave (canal 4).

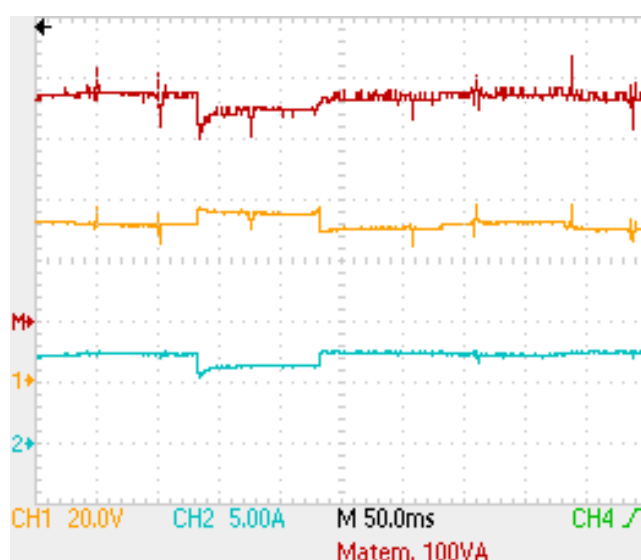


Figura 5.22 - Resultados experimentais - Formas de onda da tensão de entrada (canal 1), Corrente de entrada (canal 2) e Potência entregue pelo SAS.

Analisando as Figuras 5.22 e 5.23 é possível perceber o degrau de perturbação do algoritmo de MPPT P&O na tensão de entrada.

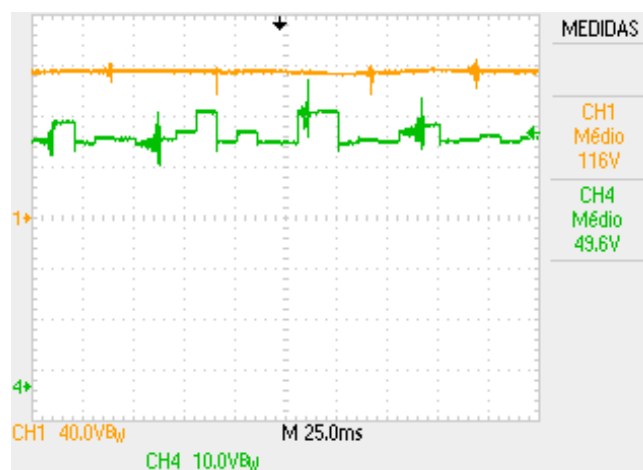


Figura 5.23 - Resultados experimentais - Formas de onda da tensão de entrada (canal 4), Tensão de saída (canal 1).

Além dos resultados obtidos no osciloscópio, o *software* para interface do SAS gera a curva I-V do sistema e mostra a dinâmica de funcionamento do protótipo, evidenciando o comportamento do Ponto de Máxima Potência (Mpp) mediante as perturbações causadas pelo algoritmo de MPPT P&O utilizado. As Figuras 5.24 a 5.26 representam a curva I-V do SAS, em que pode-se verificar que sobre a curva I-V onde o Mpp excursiona, forma-se uma hachura, que representa os pontos do rastreamento sobre a curva, esses são os limites obtidos para o sistema proposto, evidenciando que o Mpp está entre 99.76% até 96.39%.

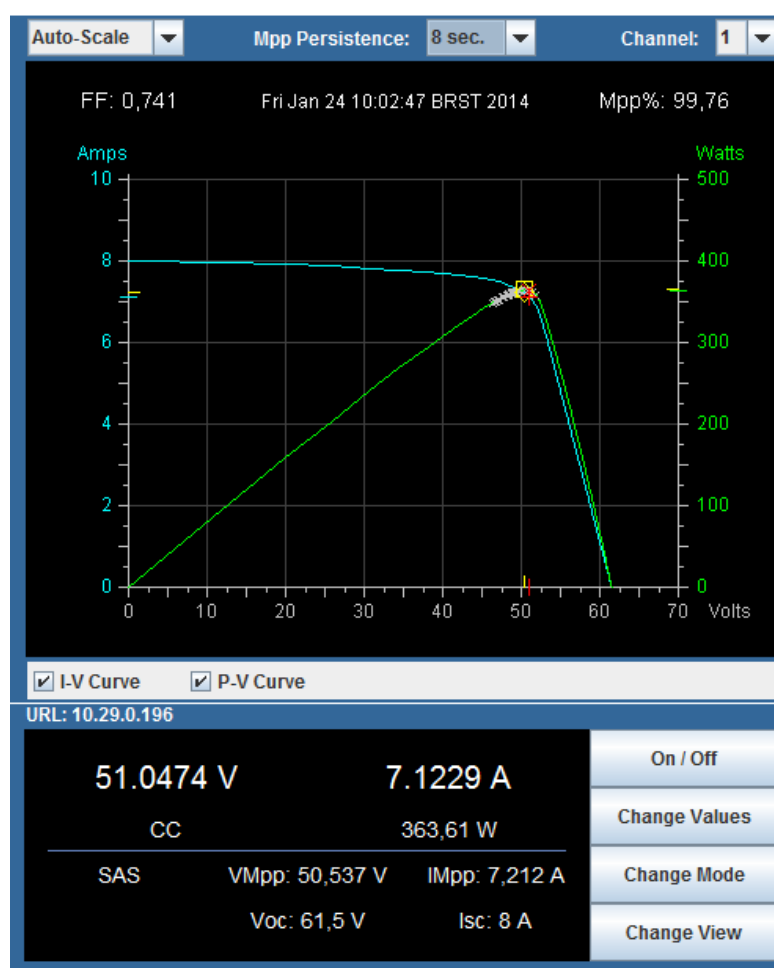


Figura 5.24 - Resultados experimentais - Curva I-V do sistema.

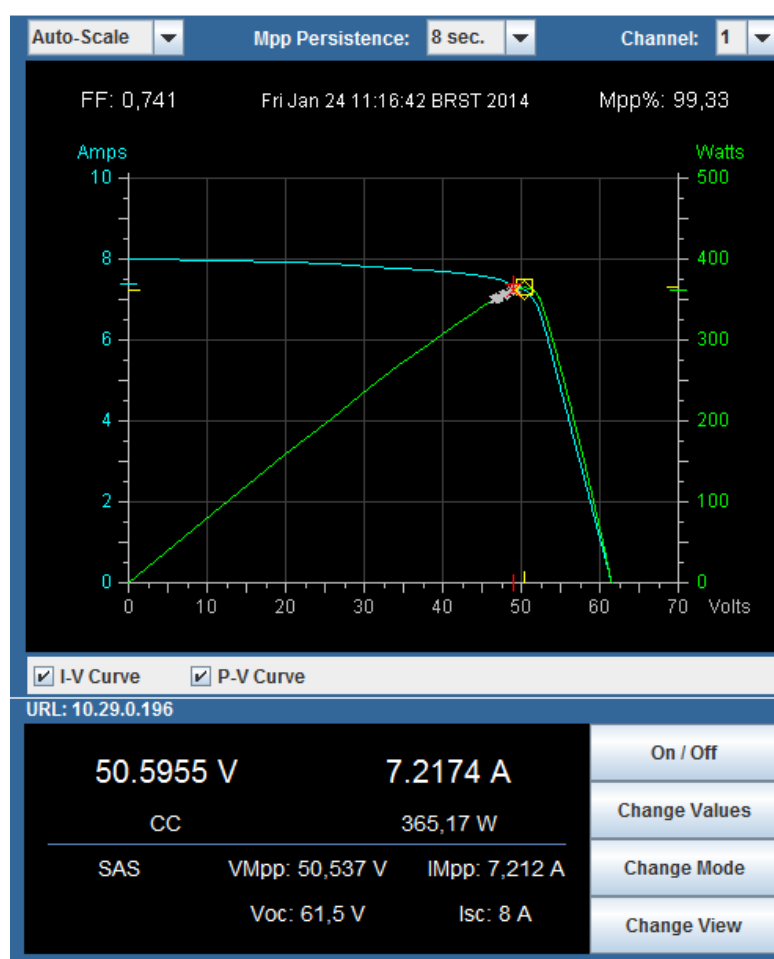


Figura 5.25 - Resultados experimentais - Curva I-V do sistema.

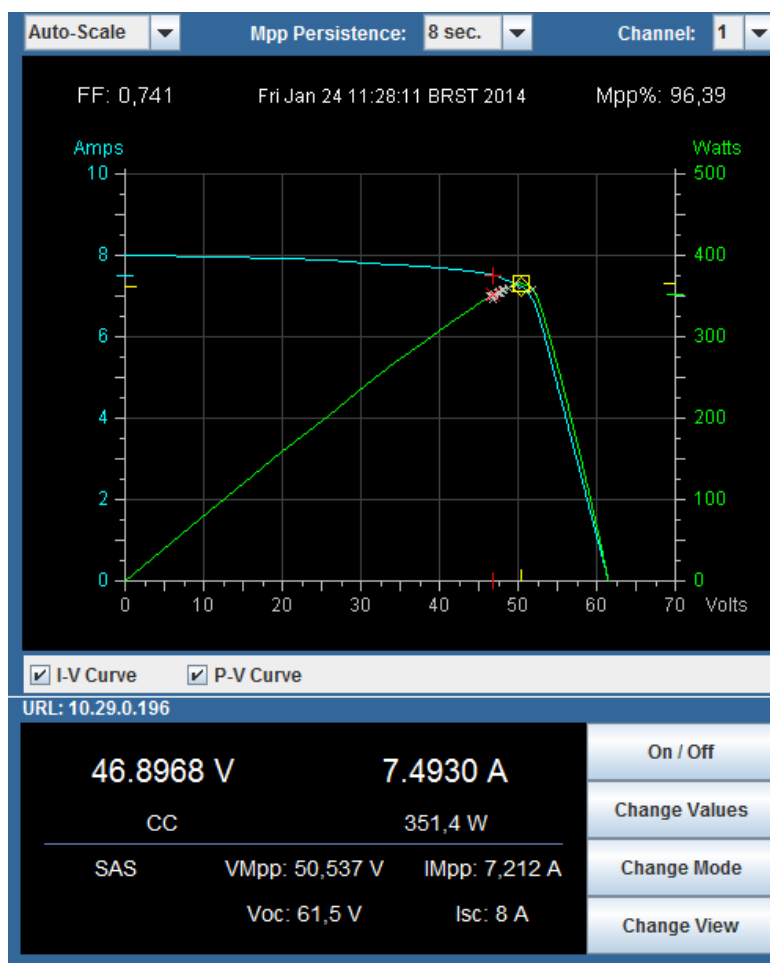


Figura 5.26 - Resultados experimentais - Curva I-V do sistema.

Até esse ponto os resultados experimentais apresentados são para o ponto de operação conforme a Tabela 5.2. No intuito de investigar o comportamento do MPPT P&O perante situações em que a irradiação solar sofre alterações, montou-se e parametrizou no SAS a seguinte tabela de dados:

Tabela 5.3 - Valores estabelecidos para o primeiro ponto de operação.

Voc [V]	Vmp [V]	Imp [A]	Isc [A]	Pmax [W]
61.5	50	7.2	8	360
61.2	49.8	5.8	6.4	288.84
61	49.6	4.4	4.9	218.24
60.8	49.4	2.9	3.2	143.26

Ao operar o sistema, percebeu-se que o comportamento do Mpp não se alterou, validando desta forma a eficiência do Algoritmo de MPPT utilizado. Detalhes referentes ao algoritmo estão apresentados no Anexo A.

5.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA TÉCNICA DE MPPT IncCond

Para simulação desta técnica, efetuou-se no Software PSIM o esquema da Figura 5.27. Todo o sistema é composto pelo circuito que representa o Degrau de Luminosidade, a fonte primária de energia que é o Pannel Fotovoltaico (PV) e pelo conversor CC-CC tipo Boost.

Da mesma forma que no método P&O, o algoritmo IncCond foi implementado utilizando o *C Block* do PSIM.

Simulou-se a técnica considerando como entrada para os módulos fotovoltaicos a condição em que se têm variações na irradiação solar e a temperatura fixa em 25° C, conforme a Tabela 5.1.

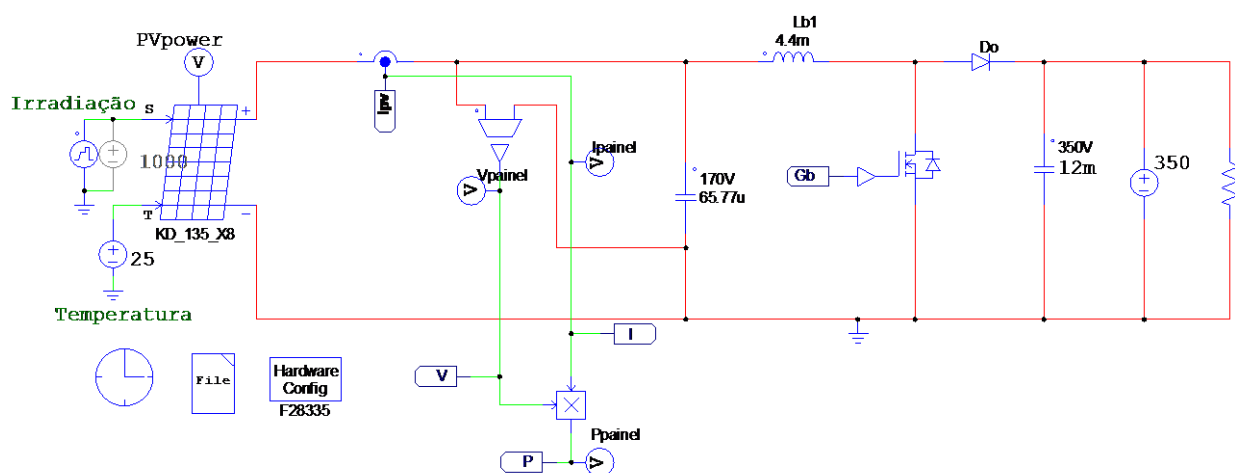


Figura 5.27 – Circuito para simulação.

Utilizou-se o bloco de simulação representado pela Figura 5.28 para simular a técnica IncCond. A partir dele, pode-se implementar o algoritmo e o código em

linguagem C para compilar no Software CCS (*Code Composer Studio – Texas Instruments*) e executá-lo no DSP. Outra alternativa é utilizar o bloco de simulação da Figura 5.29 para gerar o código que será compilado pelo CCS e executado no DSP.

Condutância Incremental

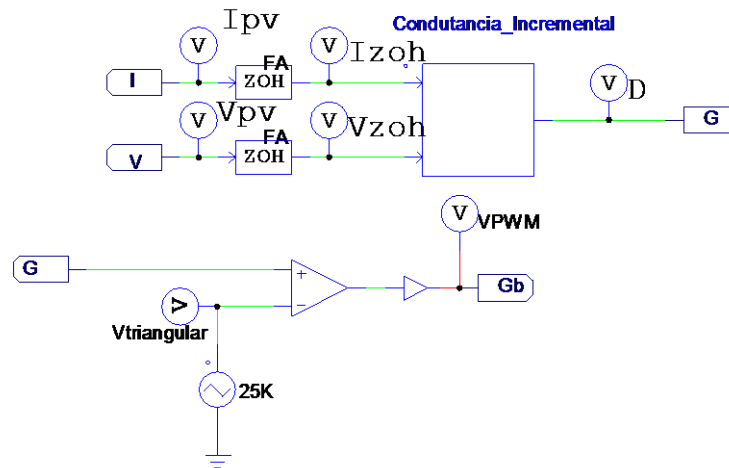


Figura 5.28 - Esquema para simulação da técnica IncCond.

Condutância Incremental

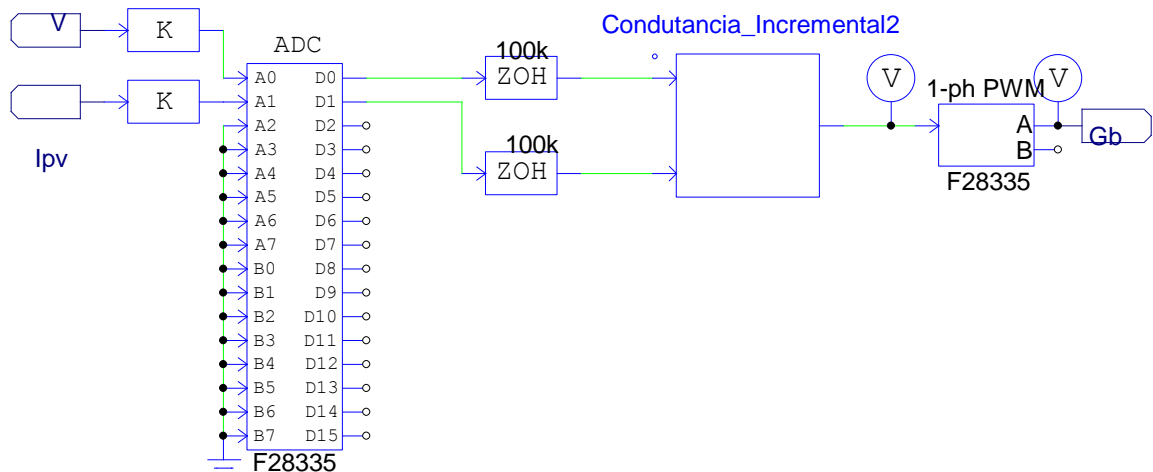


Figura 5.29 – Esquema de simulação da técnica IncCond para gerar o código em linguagem C.

Nas Figuras 5.30 e 5.31, têm-se os degraus de potência definidos para a operação do bloco de simulação do arranjo fotovoltaico representado pelo gráfico em azul. No gráfico vermelho é apresentada a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico à carga.

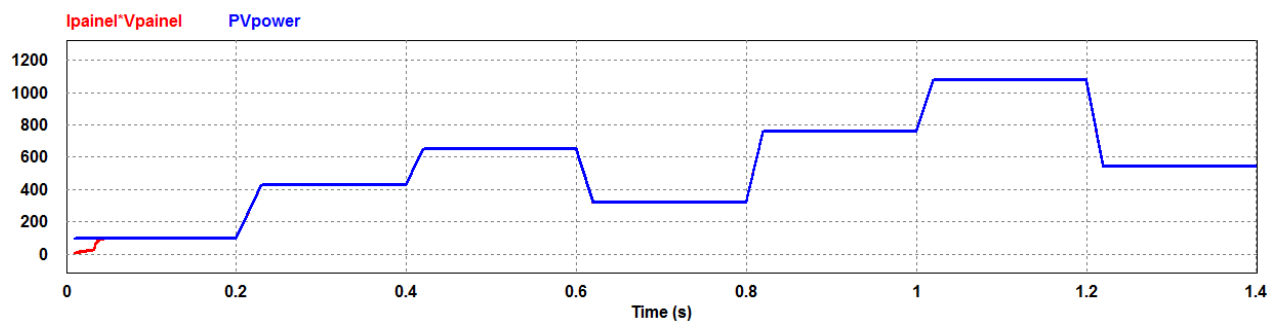


Figura 5.30 - Steps de Potência emulada e Potência gerada.

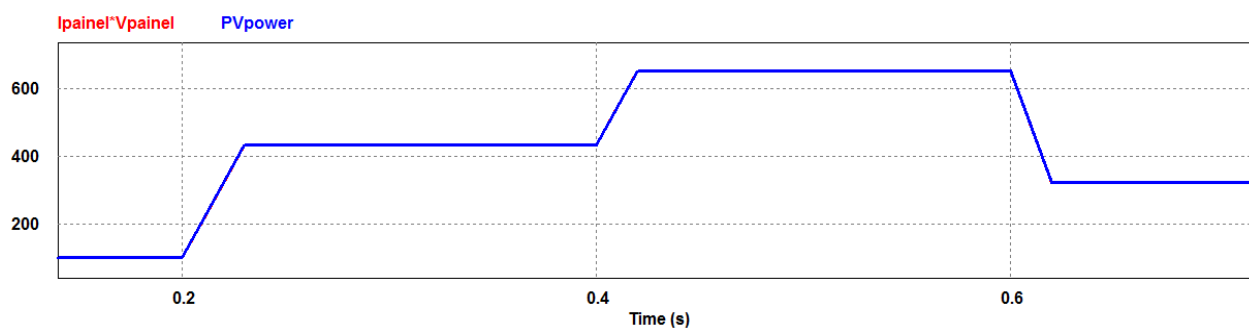


Figura 5.31 - Steps de Potência emulada e Potência gerada.

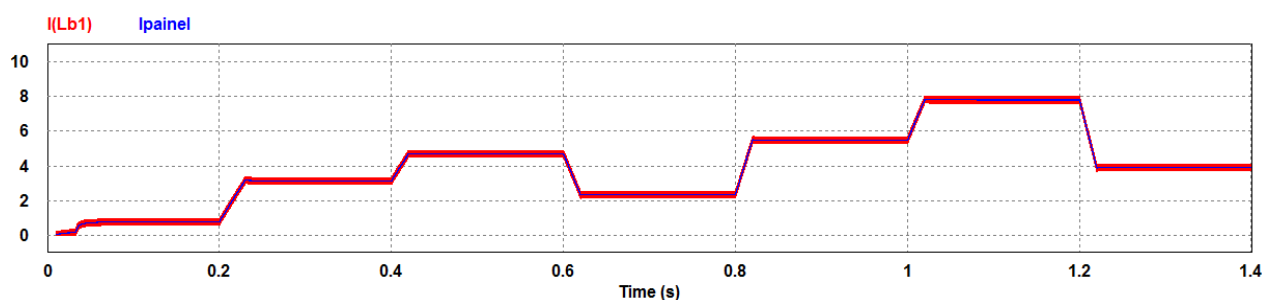


Figura 5.32 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.

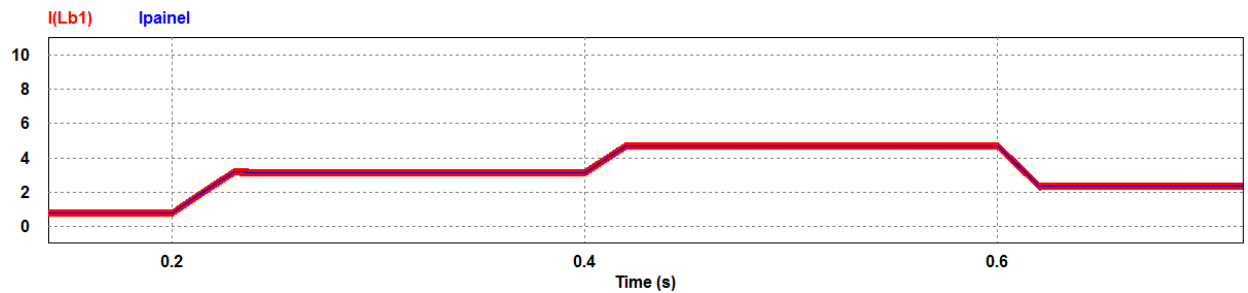


Figura 5.33 - Corrente do indutor do conversor Boost e Corrente na saída do Arranjo fotovoltaico.

A corrente fornecida pelo arranjo fotovoltaico, gráfico azul, e a corrente no indutor do conversor Boost, gráfico vermelho, são mostradas nas Figuras 5.32 e 5.33. Comprova-se aqui, que a variação da corrente do painel é instantânea com a variação da insolação, o que também torna inviável ao algoritmo IncCond impor a referência de corrente.

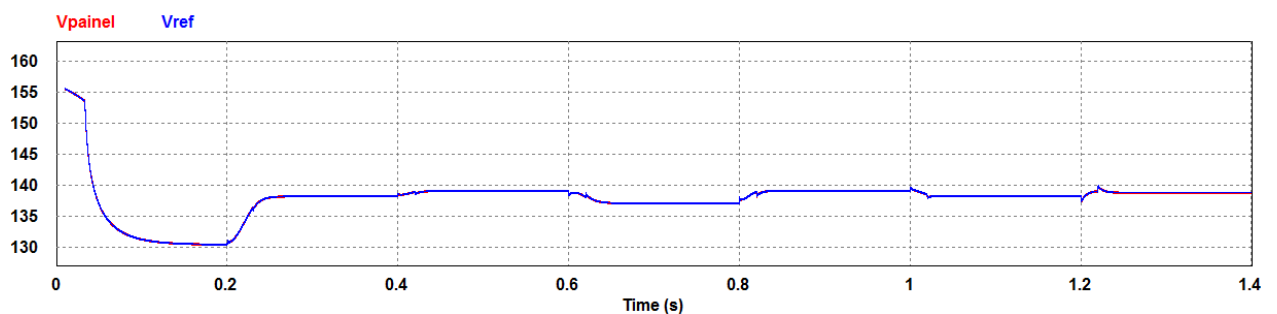


Figura 5.34 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (vermelho) e referência dada pelo controle MPPT (azul).

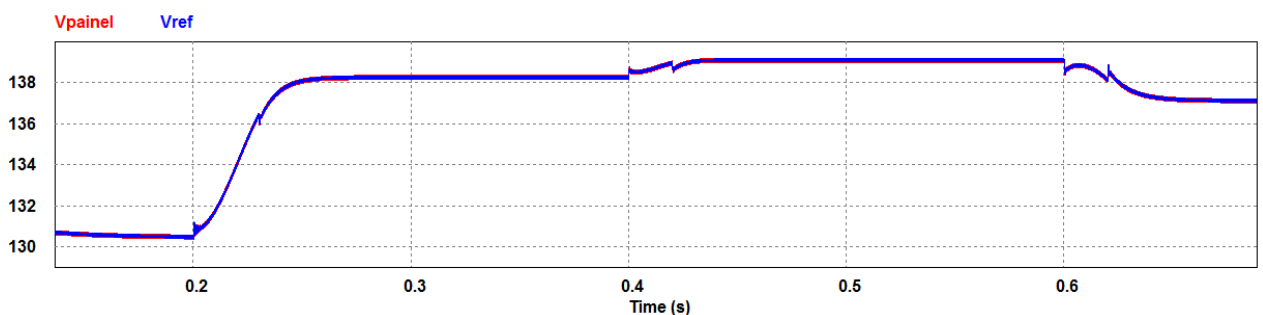


Figura 5.35 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (vermelho) e referência dada pelo controle MPPT (azul).

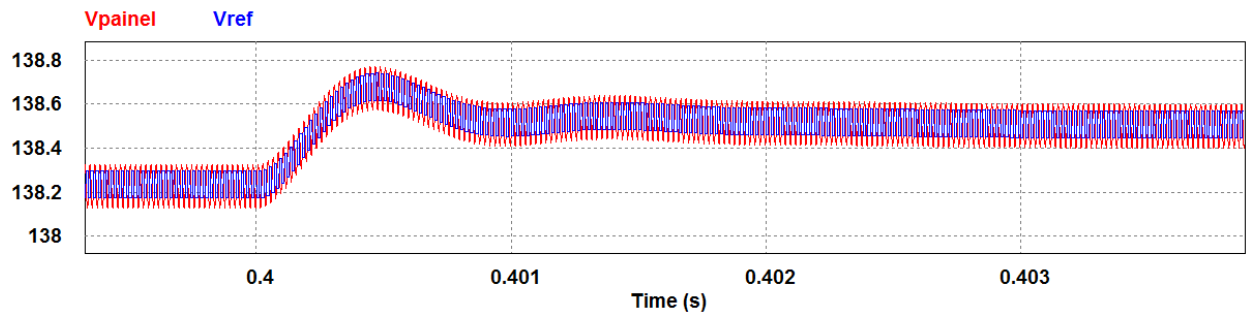


Figura 5.36 - Tensão nos terminais do módulo fotovoltaico (vermelho) e referência dada pelo controle MPPT (azul).

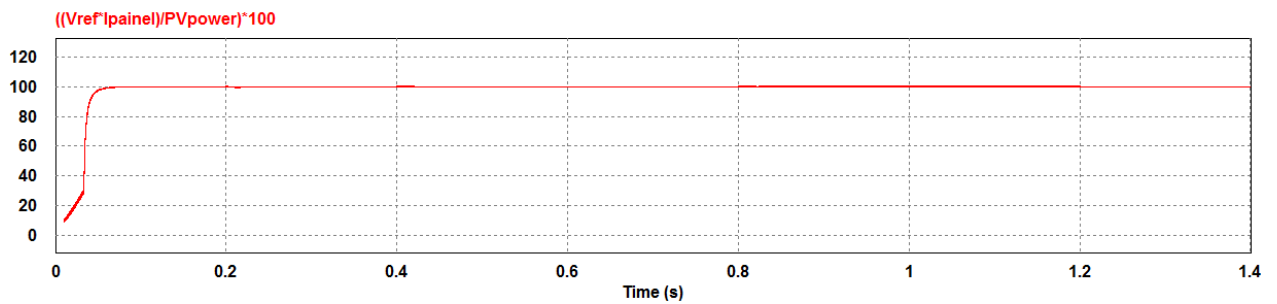


Figura 5.37 – Eficiência do algoritmo de MPPT IncCond.

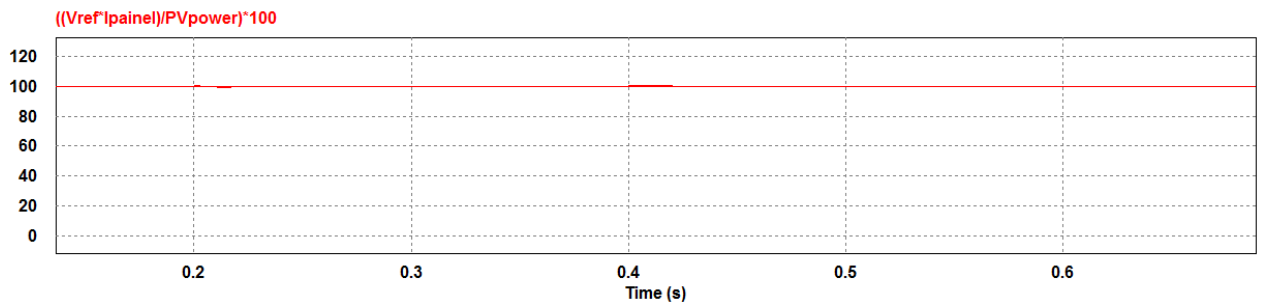


Figura 5.38 – Eficiência do algoritmo de MPPT IncCond.

As Figuras 5.37 e 5.38 apresentam os valores instantâneos do rendimento do algoritmo de MPPT IncCond.

A Figura 5.39 ilustra as perdas de potência acumuladas no MPPT. Analisando os resultados de simulação, percebe-se que as perdas no rastreamento no rastreamento para

esse método são praticamente constantes. O algoritmo do método de MPPT pode ser visto no Anexo B.

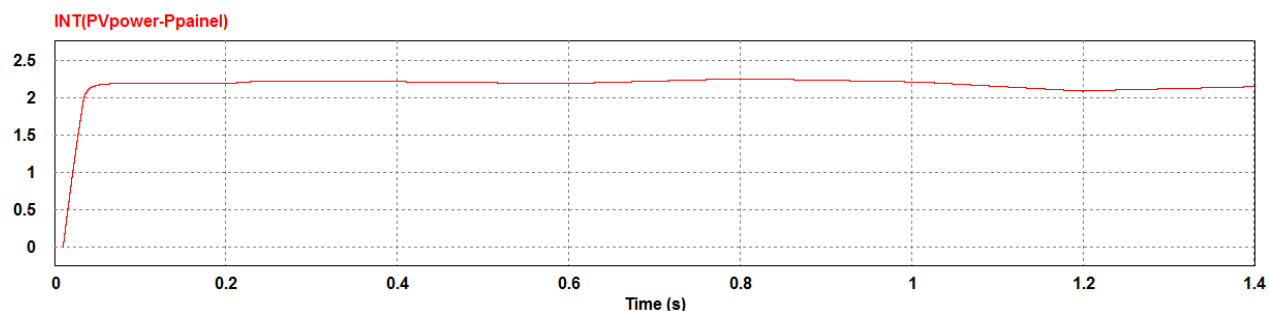


Figura 5.39 – Perda de potência no MPPT IncCond.

5.5 - CONCLUSÕES FINAIS

Apresentaram-se neste capítulo, as simulações e os resultados experimentais da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência P&O e as simulações para a técnica IncCond.

Analisando-se as Figuras 5.15 e 5.38 conclui-se que o método IncCond apresenta melhor rendimento se comparado ao P&O, isso se deve ao fato de que o IncCond causa as perturbações baseando-se nos valores da derivada da corrente em relação à tensão, em que os degraus de perturbação são menores, fazendo o sistema operar o mais próximo do MPP da curva I-V do módulo fotovoltaico.

Além de apresentar melhor rendimento, o método IncCond tem melhor resposta dinâmica em relação às perturbações ocasionadas na potência gerada pelo módulo fotovoltaico, e tal característica pode ser observada comparando-se as Figuras 5.11 a 5.12 e 5.34 a 5.36.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES GERAIS

Na introdução deste trabalho destacou-se a importância do sistema PV com suas vantagens e desvantagens. Em seguida, apresentaram-se os conceitos de funcionamento do módulo fotovoltaico e o circuito equivalente da célula fotovoltaica.

No Capítulo 2 foram abordados os procedimentos de projeto do conversor Boost. O dimensionamento completo e a especificação de todos os componentes do conversor, além de uma análise teórica de rendimento global do conversor considerando os componentes especificados, também foram apresentados.

No Capítulo 3 fez-se a modelagem do conversor proposto e para determinação da estratégia de controle utilizada. Neste ponto considerou-se a revisão bibliográfica acerca dos tipos de controle disponíveis e dos compensadores mais comuns utilizados. Além da modelagem do conversor Boost, projetou-se o compensador do circuito de controle.

O Capítulo 4 traz a revisão bibliográfica dos métodos de rastreamento do ponto de máxima potência mais comuns. Baseando-se nas vantagens apresentadas pelos métodos de controle do MPPT P&O e IncCond, optou-se por implementá-los.

No Capítulo 5 foram apresentados os resultados de simulação e experimentais do Método de controle do MPPT P&O e os resultados computacionais obtidos para o Método de controle do MPPT IncCond.

Analisando os resultados teóricos e práticos do algoritmo P&O, verifica-se que é um método de MPPT viável por apresentar ótimos resultados de rendimentos obtidos em

simulações e no protótipo. Demonstrando ser um método estável, com resposta rápida as perturbações causadas pelas variações na potência gerada pelo módulo fotovoltaico.

Para o algoritmo IncCond, apresentaram-se os resultados de simulação, onde os mesmos demonstraram-se estáveis perante às oscilações provocadas na potência gerada pelo módulo fotovoltaico, além disso, ele responde rapidamente às perturbações.

Portanto, pode-se chegar à conclusão comparativa entre os métodos P&O e IncCond, os quais apresentam resultados bem satisfatórios em relação ao rendimento, com destaque para o método IncCond.

Como sugestão para futuros trabalhos, propõe-se a implementação pratica do método IncCond e a dos demais métodos para fins comparativos. Uma vez que os métodos tenham sido testados, pode-se utilizá-los nas demais topologias de conversores CC/CC, afim de averiguar qual topologia é melhor para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Vasconcellos Gomes, Daniela, 2006; “Algumas considerações sobre o desenvolvimento sustentável e a necessária preocupação com os recursos naturais” <http://www.revistadoutrina.trf4.jus.br/index.htm?http://www.revistadoutrina.trf4.jus.br/artigos/edicao014/Daniela_Gomes.htm>. Acesso em 26 de Janeiro de 2013.
- [2] Agência Internacional de Energia (IEA) Outlook 2013, Energy Information Administration, <<http://www.eia.gov/forecasts/ieo/>>. Acesso em 26 de Janeiro de 2013.
- [3] Energia, tecnologia e política climática: perspectivas mundiais para 2030 <http://ec.europa.eu/research/energy/pdf/key_messages_pt.pdf>. Acesso em 26 de Janeiro de 2013.
- [4] Denizar Cruz Martins. Novas perspectivas da energia solar fotovoltaica no brasil. VIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. COBEP, 2005.
- [5] <http://www.portaleducacao.com.br/biologia/artigos/47020/energia-hidreletrica-sustentavel-pra-quem?_kt=8494173369&gclid=CP7dz4Gdu7sCFaTm7Aod4R0AAw>. Acesso em 26 de Janeiro de 2013.
- [6] Atlas da energia elétrica no Brasil - ANEEL - 2a. edição, 2005. <[http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar\(3\).pdf](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar(3).pdf)>. Acesso em 11 de Fevereiro de 2013.
- [7] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Atlas de Energia Elétrica do Brasil**. 3ª Edição. 2008, <<http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas3ed.pdf>>. Acesso em 11 de Fevereiro de 2013.
-

- [8] ANEEL. (2013). Relatório de Informações Gerenciais. 3º Trimestre de 2013. <http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Z_IG_Set_2013_v5.pdf>. Acesso em 23 de Dezembro de 2013.
- [9] <<http://sigel.aneel.gov.br/sigel.html>>. Acesso em 23 de Dezembro de 2013
- [10] Estor Gnoatto. Eficiência de um Conjunto Fotovoltaico em Condições Reais de Trabalho na Região de Cascavel. Acta Scientiarum Technology - v. 30, n. 2, p. 215-219, 2008.
- <<http://periodicos.uem.br/ojs/index.php/ActaSciTechnol/article/viewFile/5496/5496>>.
- Acesso em 23 de Dezembro de 2013.
- [11] Diego Christofolletti Vitti. Avaliação da Eficiência de Sistemas Fotovoltaicos. Trabalho de Conclusão de Curso, Março de 2006.
- [12] LUQUE, A.; HEGEDUS, S. Handbook of photovoltaic science and engeneering. 1. ed. Chichester: Wiley, 2003.
- [13] JACKSON, F. (2007). Planning and installing photovoltaic systems: a guide for installers, architects, and engineers. 2. ed. Berlin.
- [14] Robert L. Boylestad. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos: 8ª Edição, Editora Pearson Prentice Hall, 2004.
- [15] CRESESB. (2005). Energia solar: Princípios e aplicações. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/principal.php>>. Acesso em 27 de Dezembro de 2013.
- [16] CRESESB. (2007). Energia solar: Princípios e aplicações. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/index.php?link=/tutorial/tutorial_solar.htm>. Acesso em 27 de Dezembro de 2013.
- [17] REZENDE, S. M. (2004). Materiais e dispositivos eletrônicos. 2. Ed. São Paulo: Editora Livraria da Física.
-

- [18] Pinho, J. T. (2008). Soluções energéticas para a Amazônia. Ministério de Minas e Energia. Brasília.
- [19] Agência Internacional de Energia (IEA). (2002). World Energy Outlook 2008. <<http://www.eia.org>>. Acesso em 2 de Junho de 2012.
- [20] Agência Internacional de Energia (IEA). (2005). Trends in Photovoltaic Applications: Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2004. <<http://www.iea-pvps.org/>>. Acesso em 2 de Junho de 2012.
- [21] Agência Internacional de Energia (IEA). (2006). Photovoltaic Power Systems Programme. <<http://www.iea-pvps.org/>>. Acesso em 2 de Junho de 2012.
- [22] Agência Internacional de Energia (IEA). (2008). World Energy Outlook. <<http://www.worldenergyoutlook.org/media/weowebiste/2008-1994/weo2008.pdf>>. Acesso em 2 de Janeiro de 2014.
- [23] Agência Internacional de Energia (IEA). (2009). Technology Roadmap: Solar Photovoltaic Energy. <<http://www.iea.org/publications/>>. Acesso em 2 de Junho de 2012.
- [24] Oliveira, H. E. (2008). Tecnologia fotovoltaica em filmes finos: Películas delgadas. Universidade Federal de Lavras.
- [25] Ghensev, A. (2006). Materiais e processos de fabricação de células fotovoltaicas. Universidade Federal de Lavras.
- [26] European Photovoltaic Industry Association (EPIA). (2008): Solar Generation. Disponível em: < www.epia.org >. Acesso em 02 de Janeiro de 2014.
- [27] Edir Paulino da Silva. Trabalho de Graduação (2010). Eficiência de Sistemas Fotovoltaicos Considerando Curva de Carga. Acesso em 02 de Janeiro de 2014.
-

- [28] Catalogo KYOCERA Solar do Brasil, módulo KD135SX-UPU. <
<http://www.kyocerasolar.com.br/site/arquivos/produtos/68.pdf> >. Acesso em 02 de Janeiro de 2014.
- [29] <http://www.loftgest.com/ruivilalva/Artigos84.htm>
- [30] SKVARENINA, T. L. The Power Electronics. Indiana: Purdue University, 2002.
- [31] POMILIO, J. A. Eletrônica de Potência. Campinas: DSCE - FEEC - UNICAMP, 2007.
- [32] BASCOPE, René Torrico; Tipos de controle de conversor PWM, notas de aula, 2009;
- [33] HEVERTON, A. P.; CUPERTINO, A. F. Desenvolvimento, modelagem e controle de conversores estáticos de potência: Conversor Boost. Viçosa, 2011.
- [34] OGATA, Katsuhiko. Engenharia de controle moderno. 4. ed. São Paulo: Prentice-Hall do Brasil, 2003. 788 p.
- [35] DORF, Richard C. Sistemas de controle modernos. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001. 659 p.
- [36] DORF, Richard C. Sistemas de controle modernos. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001. 659 p.
- [37] T. Esmar and P.L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. Energy Conversion, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TEC.2006.874230, 22(2):439–449, 2007.
- [38] S. Jain and V. Agarwal, “Comparison of the Performance of Maximum Power Point Tracking Schemes Applied to Single-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems,” IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 5, September 2007.
- [39] G.J. Yu, Y.S. Jung, J.Y. Choi, G.S. Kim, “A Novel Two-Mode MPPT Control Algorithm Based on comparative Study of Existing Algorithms,” Solar Energy Vol. 76 pp. 455-463, 2004. Disponível em www.sciencedirect.com.
-

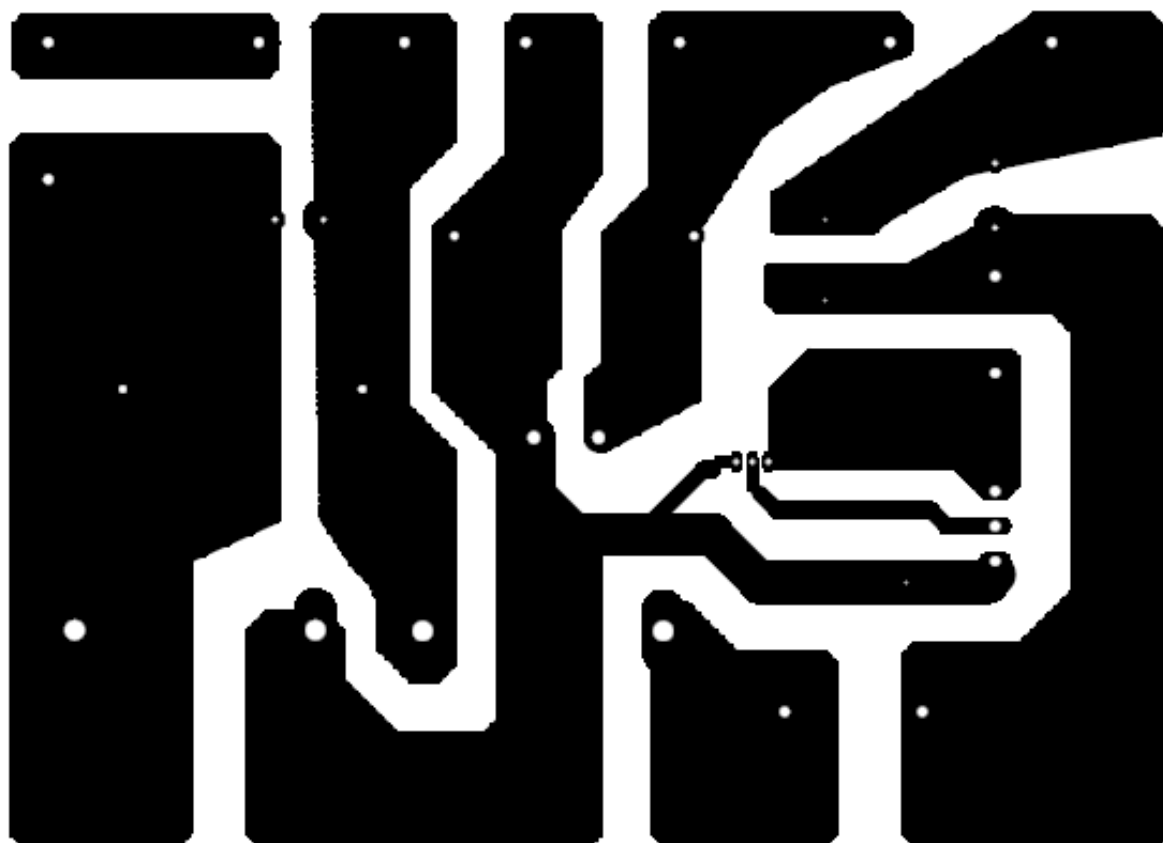
- [40] Y. M. Tung, A. P. Hu, N. K. Nair, "Evaluation of Micro Controller Based Maximum Power Point Tracking Methods Using dSPACE Platform," Australian University, Power Engineering Conference 2006.
- [41] M. A. S. Masoum, H Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems With Voltage and Current Based Maximum Power Point Tracking," IEEE Transactions Energy Conversion, vol. 17, pp. 514-522, Dec. 2002.
- [42] D. T. Ojima and W. Komatsu, "a MPPT Algorithm Implementation Using FPGA for an Experimental PV System," 9th Brazilian Power Electronics Conference, PP. 672-675, 2008.
- [43] Julio Igor Lopez Seguel, "Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Agosto de 2009.
- [44] Dezso Sera, Remus Teodorescu, Jochen Hantchel and Michael Knoll, "Optimized Maximum Power Point Tracker for Fast Changing Environmental Conditions," Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008.
- [45] Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, "Sistema de Conversão de Energia Fotovoltaica com Compensação Baseada em Corrente e Tensão," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Setembro de 2007.
- [46] M. Osakada, K. H. Hussein, I. Muta T, Hoshino. "Maximum Photovoltaic Power Tracking: na Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions," IEE Ploc. Gener. Transm. Distrib., Vol. 142, PP 59-64, January 1995.
- [47] Dante Victor Shimoda Pereira, "Conversor CC-CC Boost com MPPT alimentado por painéis fotovoltaicos para aplicação em geração distribuída," Monografia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Dezembro de 2010.
-

- [48] Moacyr A. G. de Brito, Luigi G. Junior, Leonardo P. Sampaio, Carlos A. Canesin, “Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos,” 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010.
- [49] Vikrant.A.Chaudhari; Deemed University; Automatic Peak Power Tracker for Solar PV Modules Using dSPACER software; 2005.
- [50] M. C. Cavalcanti, K. C. Oliveira, G. M. S. Azevedo, and F. A. S. Neves. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. Revista Eletrônica de Potência, SOBRAEP, 12(2):163–171, 2007.
- [51] PREISSLER, Alessandro Gomes; PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ELETRÔNICO TRIFÁSICO EMPREGANDO UM MÓDULO COMERCIAL DE CÉLULAS DE COMBUSTÍVEL; Dissertação de Mestrado;
- [52] SHIMODA, D. V. P. CONVERSOR CC-CC BOOST COM MPPT ALIMENTADO POR PAINÉIS FOTOVOLTAICOS PARA APLICAÇÃO EM GERAÇÃO DISTRIBUIDA; Trabalho de Conclusão de Curso.
- [53] Rashid, Muhammad H. Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações, 2. ed. São Paulo: Makron Books, 1999. 4 p.
- [54] Ahmed, Ashfaq. Eletrônica de Potência, 2. ed. New York: Prentice Hall, 1995. 27 p.
- [55] BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência; 6ª Edição, UFSC, 2006.
- [56] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. New York: Kluwer Academic, 2001
- [57] BARBI, I. e MARTINS, D. C. Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados. Florianópolis: Edição dos autores, 2006.
- [58] TODD, Philip C; UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design;
-

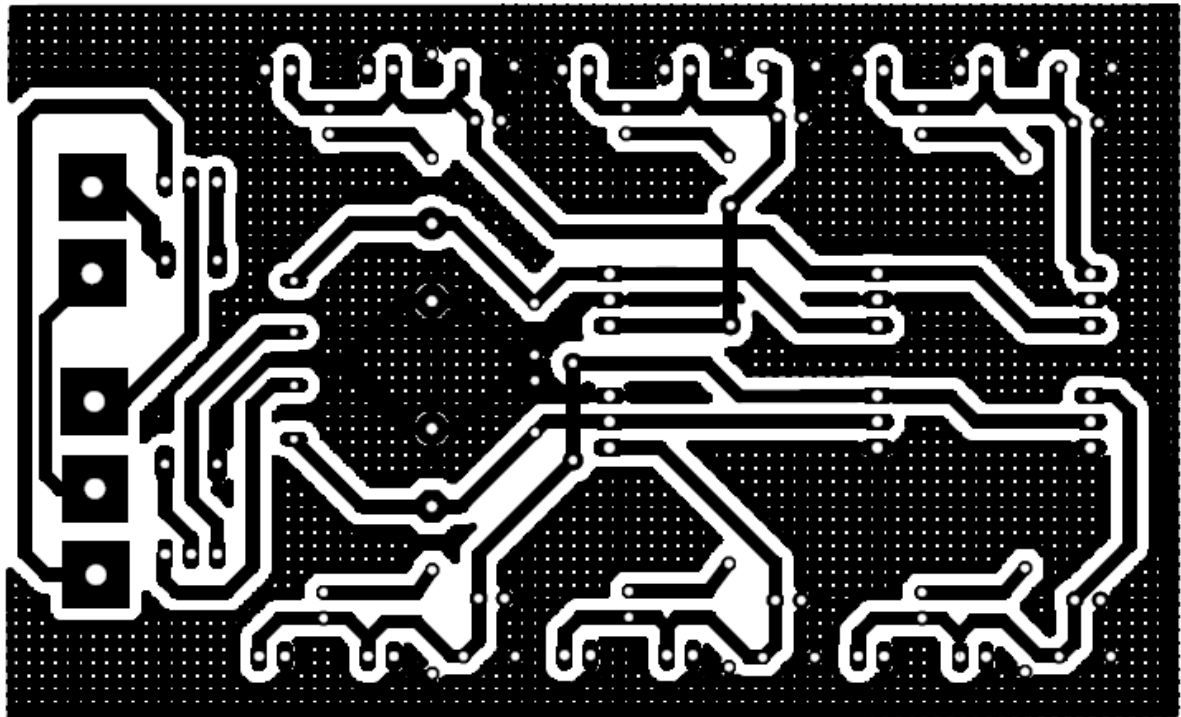
-
- [59] <http://www.cde.com/tech/design.pdf>. Acesso em 09 de Janeiro de 2014.

**APÊNDICE A – LAYOUTS DA PLACA DE POTÊNCIA E DAS FONTES
AUXILIARES**

Layout (Botton) do circuito de potência



Layout (Botton) da fonte auxiliar



APÊNDICE B – ALGORITMOS DE MPPT

Algoritmo da técnica P&O

```
static float P = 0;
static float P_ant = 0;
static float V = 0;
static float I = 0;
static float V_ant = 0;
static float VRef = 141.6;
static float deltaV = 1;
static float erro_P = 0;
static float erro_V = 0;

V = x1;
I = x2;
P = V*I;
erro_P = P - P_ant;
erro_V = V - V_ant;
if (erro_P == 0)
{
}
else
{
    if (erro_P < 0)
    {
        if(erro_V < 0)
        { VRef = VRef + deltaV;}
        else
        { VRef = VRef - deltaV;
          if (VRef<=0) VRef=0;
        }
    }
    else
    { VRef = VRef - deltaV;
      if (VRef<=0) VRef=0;
    }
}
V_ant = V;
P_ant = P;
y1 = VRef;
y2 = P;
```

Algoritmo da técnica IncCond

<pre> static double In, Ia, dI, Vn, Va, dV, Pn, Pa, dP, passo, D; static double div, iva, ivb; static double n = 0.00001; In = x2*1000; Vn = x1*1000; Pn = In*Vn; dV = Vn-Va; dI = In-Ia; dP = Pn-Pa; if (dV!=0) { passo = n*(abs(dP/dV)); div = dI/dV; } else{ dV = dV+0.1; passo = n*(abs(dP/dV)); div = dI/dV; } if (Vn!=0) </pre>	<pre> { iva = In/Vn; } else{ Vn = Vn+0.001; iva = In/Vn; } ivb = -1*iva; if (dV==0){ if (dI==0) { D = D;} else if (dI>0) { D = D+passo; } else{ D = D-passo; } } else if (div==iva) { </pre>
--	---

```
D = D;  
  
} else if (div>ivb)  
  
    {  
  
        D = D-passo;  
  
    }  
  
    else{  
  
        D = D+passo;  
  
    }  
  
if (D < 0.2){  
  
    D = 0.2;  
  
}  
  
if (D > 0.7)  
  
    {  
  
        D = 0.7;  
  
    }  
  
Pa = Pn;  
  
Va = Vn;  
  
Ia = In;  
  
y1 = D;  
  
y2 = Vn;
```

APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO CONVERSOR BOOST E DO INDUTOR DE ENTRADA

Característica de 8 paineis Solar KD135SX-UPU (Kyocera) ligados em cascata

$$I_{cc} := 8.21 \quad A \quad \text{Corrente de curto circuito}$$

$$I_{ca} := 176.8 \quad V \quad \text{Tensão de circuito aberto}$$

$$I_{mpp} := 7.63 \quad A \quad \text{Corrente no MPP}$$

$$V_{mpp} := 141.6 \quad V \quad \text{Corrente no MPP}$$

$$P_{mpp} := V_{mpp} \cdot I_{mpp} = 1.08 \times 10^3 \quad W \quad \text{Potência no MPP}$$

$$P_{projeto} := 1400 = 1.4 \times 10^3 \quad W \quad \text{Potência no MPP}$$

PROJETO DO CONVERSOR BOOST:

$$V_i := V_{mpp} = 141.6 \quad V \quad (\text{tensão de entrada})$$

$$V_o := 350 \quad V \quad (\text{tensão de saída})$$

$$P_{in} := P_{mpp} = 1.08 \times 10^3 \quad W \quad (\text{Potência de entrada})$$

$$n := 0.95 \quad (\text{Rendimento})$$

$$P_{out} := P_{in} \cdot n = 1.026 \times 10^3 \quad W \quad (\text{Potência de saída})$$

$$I_o := \frac{P_{out}}{V_o} = 2.933 \quad A \quad (\text{corrente de saída})$$

$$I_i := I_{mpp} = 7.63 \quad A \quad (\text{corrente de entrada})$$

$$\Delta I_{L\%} := 5 \quad (\text{ondulação da corrente de entrada})$$

$$\Delta V_{c\%} := 1 \quad (\text{ondulação da tensão da entrada})$$

$$\Delta V_{co\%} := 1 \quad (\text{ondulação da tensão da saída})$$

CALCULOS PRELIMINARES:

$$D := 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0.595$$

$$R := \frac{V_o}{I_o} = 119.351 \quad \Omega \quad (\text{resistência de carga})$$

$$\Delta I_L := \frac{\Delta I_{L\%} \cdot I_i}{100} = 0.381 \quad A \quad (\text{Variação da corrente no indutor})$$

$$I_M := I_i + \frac{\Delta I_L}{2} = 7.821 \quad A \quad (\text{Corrente máxima no indutor})$$

$$I_{\min} := I_i - \frac{\Delta I_L}{2} = 7.439 \quad A \quad (\text{Corrente mínima no indutor})$$

$$\Delta V_{co} := \frac{\Delta V_{co\%} \cdot V_o}{100} = 3.5 \quad V \quad (\text{Variação da tensão no capacitor de saída})$$

$$\Delta V_c := \frac{\Delta V_{c\%} \cdot V_i}{100} = 1.416 \quad V \quad (\text{Variação da tensão no capacitor de entrada})$$

INDUTÂNCIA CONSIDERANDO A ONDULAÇÃO NA CORRENTE DE ENTRADA:

$$L_s := \frac{V_i \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L} = 4.42 \times 10^{-3} \quad H$$

DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA:

$$V_{out} := 311 \quad V$$

$$C_o := \frac{\left[\frac{(1.414 \cdot 0.77)}{V_{out}} - \frac{1}{n \cdot V_o} \right] \cdot P_{in}}{4 \cdot 3.14 \cdot \Delta V_{co}} = 0.012 \quad F$$

DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE ENTRADA:

$$C_e := \frac{I_M \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_c} = 6.577 \times 10^{-5} \quad F$$

Dimensionamento Físico do Indutor boost:

(Dados preliminares do núcleo e condutores que operam à alta frequência)

$$I_M := I_i + \frac{\Delta I_L}{2} = 7.821 \quad A$$

$$B_{max} := 0.3$$

(Máxima densidade de Fluxo)

$$K_w := 0.7$$

(Fator de utilização da area da janela)

$$J_{max} := 450 \quad \frac{A}{cm^2}$$

(Máxima densidade de corrente elétrica nos condutores)

$$L_s = 4.42 \times 10^{-3} \quad H$$

(Indutância do Indutor)

$$A_e A_w := \frac{L_s \cdot (I_M)^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 28.608 \quad cm^4$$

$$A_e A_w = 28.608 \quad cm^4$$

Com o resultado do produto das áreas, pode-se escolher o núcleo de ferrite tipo NEE.

Usando-se o núcleo E - 65 / 33 / 39:

$$A_w := 7.7007$$

$$A_e := 5.478$$

$$A_w \cdot A_e = 42.184 \quad \text{cm}^4$$

Numero de espiras:

$$N := \frac{L_s \cdot I_M}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = 210.346 \quad \text{espiras}$$

Para o projeto deve-se adotar um número inteiro para a quantidade de espiras, portanto:

$$N_{el} := \text{ceil} \left(\frac{L_s \cdot I_M}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \right) = 211$$

Bitola do condutor:

$$S_{\min} := \frac{I_M}{J_{\max}} \quad \text{Seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada}$$

$$S_{\min} = 0.017 \quad \text{cm}^2$$

Devido ao efeito skin (efeito pelicular), a seção do condutor é limitada pela frequência de comutação, a qual é dada pela seguinte expressão.

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 0.034 \quad \text{cm}$$

Diâmetro máximo do fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \Delta = 0.067 \quad \text{cm}$$

O condutor calculado é o 21 AWG. A área de cobre deste condutor é 0,004105 cm². Logo o número de condutores em paralelo é:

$$S_{\text{condutor}} := 0.004105 \quad \text{cm}^2$$

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{min}}}{S_{\text{condutor}}}\right) = 5$$

$$S_{\text{fio}} := 0.005004 \quad \text{contando o isolante}$$

Para esta profundidade de penetração e reduzir o efeito pelicular, a bitola máxima do condutor é 21 AWG.

O fio que será utilizado deverá ter o diâmetro da bitola menor que o diâmetro da bitola máxima. Portanto para o projeto é escolhido o fio esmaltado 25AWG.

O condutor escolhido é o 25AWG. A área de cobre deste condutor é 0,001624 cm². Logo o número de condutores em paralelo é:

$$S_{\text{condutor}} := 0.001624 \quad \text{cm}^2$$

$$N_{\text{cond1}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{min}}}{S_{\text{condutor}}}\right) = 11$$

$$S_{\text{fio1}} := 0.002078 \quad \text{contando o isolante}$$

Cálculo do entreferro:(MAIS CORRETA)

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad (\text{permeabilidade magnetica no vacuo})$$

$$\text{entreferro} := N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \frac{10^{-2}}{L} = 3.046 \times 10^{-3} \frac{1}{L} \quad (\text{expressão da permeância})$$

Entreferro por perna do núcleo EE:

$$l_{\text{entr}} := \frac{\text{entreferro}}{2} = 1.523 \times 10^{-3} \frac{1}{L}$$

Estudo de viabilidade da aplicação do núcleo:

$$K_w := 0.7$$

$$A_{\text{wnucleo}} := A_w$$

$$A_{wmin} := N_{el} \cdot N_{cond1} \cdot \frac{S_{fio1}}{K_w} = 6.89$$

$$Exec := \frac{A_{wmin}}{A_{wnucleo}} = 0.895 \quad \text{Deve ser } < 1$$

Tamanho do fio de cobre a ser enrolado:

Para o ferrite E 65 / 33 / 39: Perímetro do carretel : 15,2cm:

$$MLT := 2 \cdot (44.2 + 39.9) = 168.2 \quad \text{cm} \quad (\text{comprimento medio de um espira})$$

$$A_e = 5.478 \quad \text{cm}^2 \quad (\text{area da seccao transversal do nucleo})$$

$$V_{nucleo} := 117,3 \quad \text{cm}^3 \quad (\text{volume do nucleo})$$

$$m_n := 109.0 \quad \text{g} \quad (\text{Massa de cada peça})$$

Área da janela do núcleo (sem carretel).

$$A_w = 7.701 \quad \text{cm}^2$$

Área da janela efetiva do núcleo (com carretel) para a colocação dos enrolamentos.

$$K_w = 0.7$$

$$A_{cu} := A_w \cdot K_w$$

$$A_{cu} = 5.39 \quad \text{cm}^2$$

$$Perim := 15.2 \quad \text{cm}$$

$$T_{\text{mfio}} := \text{Perim} \cdot \frac{N}{100} = 31.973 \quad \text{m}$$

$$T_{\text{to}} := T_{\text{mfio}} N_{\text{cond}} = 159.863$$

Cálculo das perdas no cobre:

Como o fio 25 AWG foi escolhido sabe-se que sua resistência linear aproximada é de 0,001062Ω/cm.

$$\rho_{\text{fio}} := 0.001062 \quad \Omega/\text{cm}$$

$$l_{\text{spira}} := \text{Perim} = 15.2 \quad \text{cm}$$

$$T_{\text{mfio}} = 31.973 \quad \text{m}$$

$$R_{\text{cobre}} := \frac{(\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{spira}} \cdot N)}{N_{\text{cond}}} = 0.679 \quad \Omega$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_M^2 = 41.536 \quad \text{W}$$

Cálculo das perdas magneticas no núcleo de ferrite IP12R:

$$\Delta B := \frac{\Delta I \cdot L \cdot L_s}{N_{\text{el}} \cdot A_e} \cdot 10^4$$

$$\Delta B = 0.015 \quad \text{T}$$

Convertendo de Teslas pra Gauss

$$\Delta B_G := \Delta B \cdot 10^4$$

$$\Delta B_G = 145.888 \quad \text{Gauss}$$

A densidade de perda (mW/g) para o núcleo IP12R da Thornton obtida da curva de características dos materiais IP12R.

Obtem-se as perdas específicas para B=500 Gauss a 80°C.

$$D_{pm} := 2 \frac{mW}{g}$$

$$P_{fe} := D_{pm} \cdot m_n \cdot 2 \cdot 10^{-3} \quad (\text{Perdas no núcleo em Watts})$$

$$P_{fe} = 0.436$$

Resistência térmica da perna do núcleo de ferrite IP12R:

$$A_e \cdot A_w = 42.184$$

$$A_e A_{wth} := A_e \cdot A_w$$

$$A_e A_{wth} = 42.184 \quad \text{cm}^4 \quad (\text{Área de radiação térmica})$$

$$R_{thfe} := 23 \cdot \left(A_e A_{wth}^{-0.37} \right) \frac{K}{(W \text{cm}^4)}$$

$$R_{thfe} = 5.76 \quad \frac{K}{W} \quad \text{ou} \quad \frac{\text{GrausCelcius}}{W}$$

$$\Delta T_{th} := (P_{cobre} + P_{fe}) \cdot R_{thfe}$$

$$\Delta T_{th} = 241.76 \quad \text{GrausCelcius} \quad (\text{Elevação da Temperatura})$$

$$T_i := 25 \quad \text{GrausCelcius}$$

$$T_f := T_i + \Delta T_{th}$$

$$T_f = 266.76 \quad \text{GrausCelcius} \quad (\text{A temperatura do ponto mais quente})$$